

В. А. ВОЛГОВ

ДЕТАЛИ И УЗЛЫ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ

Издание второе, переработанное и дополненное



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1977

ПРЕДИСЛОВИЕ

Всемерное повышение качества выпускаемой продукции, снижение затрат на ее производство, рациональное использование материалов, повышение срока службы и надежности выпускаемых изделий, дальнейшее развитие унификации и нормализации — задачи отечественной промышленности.

Решение этих задач применительно к изделиям радиоэлектронной промышленности тесно связано с повышением качественных показателей составляющих их элементов: резисторов, конденсаторов, различных катушек индуктивности, трансформаторов и т. п. Поэтому вопросы проектирования и рационального использования этих элементов чрезвычайно важны не только для их разработчиков, но и разработчиков радиоэлектронной аппаратуры.

Отечественная литература по вопросам проектирования отдельных элементов достаточно обширна. Однако необходимый материал размещен во многих книгах и журналах, ставших библиографической редкостью. Ряд вопросов вообще не систематизирован или рассмотрен недостаточно подробно, что затрудняет практическую работу.

В книге, предлагаемой вниманию читателя, описаны детали и узлы РЭА и изложены общие вопросы расчета и конструирования радиодеталей, наиболее широко используемых в радиоэлектронной аппаратуре — усилителях, радиоприемниках, радиопередатчиках, измерительных приборах и т. п. Не рассмотрены вопросы проектирования различных механизмов для передачи движения и его направления, деталей крепления и соединения, а также вопросы

Волгов В. А.

В 67 Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры.
Изд. 2-е, перераб. и доп. М., «Энергия», 1977.

656 с. с ил.

В книге приводятся основные сведения об особенностях устройства и условиях применения нормализованных и стандартных элементов радиоэлектронной аппаратуры — резисторов, конденсаторов катушек индуктивности, высокочастотных контуров трансформаторов, а также некоторых элементов высокочастотных трактов дециметрового и сантиметрового диапазона. Изложены общие вопросы расчета и конструирования радиодеталей, наиболее широко используемых в радиоэлектронной аппаратуре.

Книга рассчитана на инженеров и техников, занимающихся разработкой и эксплуатацией радиоэлектронной аппаратуры, а также может быть полезна студентам вузов, учащимся техникумов и профтехучилищ радиотехнических специальностей.

В $\frac{30404-011}{051(01)-77}$ 151-76

6Ф2.13

© Издательство «Энергия», 1977 г.

общего конструирования и технологии производства радиоаппаратуры. Автор считает, что эти вопросы подробно изложены в специальных книгах.

Для желающих более глубоко изучить отдельные вопросы приведен список рекомендуемой литературы. Название книги с введением ряда новых ГОСТ требовало корректировки, однако было оставлено старым в связи с тем, что книга выходит вторым изданием.

При подготовке второго издания учтен прогресс техники, происшедший с момента выхода первого издания, отражены вновь появившиеся стандарты, исправлены замеченные ошибки и учтены пожелания читателей. Существенно переработаны главы пятая «Высокочастотный колебательный контур» и седьмая (глава восьмая в первом издании) «Волноводы и полые резонаторы», добавлена девятая глава «Линии задержки и фильтры».

В подготовке данного издания автору оказали помощь коллеги по работе в Рязанском радиотехническом институте, доцент Е. В. Янчук и доцент Г. В. Уточкин. В оформлении рукописи приняли участие М. Ф. Волгова и Т. В. Кускова. Автор выражает благодарность указанным товарищам.

Автор выражает также признательность всем читателям, приславшим свои замечания и пожелания по первому изданию, и особенно старшему преподавателю Рижского политехнического института В. В. Юршевич.

Автор

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

1-1. ВВЕДЕНИЕ

Термином радиоэлектронная аппаратура (РЭА) называют устройства или совокупность устройств, в которых используются полупроводниковые, электронные, газоразрядные и им аналогичные приборы.

Непременными изделиями любого устройства являются элементы. Часть этих элементов является составной частью конструкции устройства и предназначается для различных механических соединений, передачи и направления движений — различные оси и валы, колеса и шестерни, подшипники, скобы, планки и т. п. Их называют конструктивными элементами или деталями.

Другая часть элементов сочетает выполнение механических операций с электрическими. Это — различные переключатели, реле, электродвигатели, штепсельные разъемы и аналогичные им электромеханические элементы. Они по существу являются деталями точной механики и их называют вспомогательными элементами.

И, наконец, третья часть элементов, особенно многочисленная и характерная для РЭА, образует электрическую схему. Согласно ГОСТ 2.701-68 их называют элементами схемы. К ним относят резисторы, конденсаторы, катушки индуктивности, трансформаторы и различные полупроводниковые и электронные приборы. Такие элементы могут иметь достаточно сложное устройство, но не допускают разделения на части, имеющие самостоятельное функциональное назначение.

Наибольшее применение в РЭА находят резисторы, конденсаторы и некоторые точные изделия. Их называют элементами (радиокомпонентами) общего применения. Можно указать, что на один усилительный прибор (напри-

мер, транзистор) в среднем приходится от 4 до 25 резисторов, от 2 до 15 конденсаторов и до 3—5 различных моточных изделий. Поэтому мировое производство резисторов и конденсаторов составляет миллиарды штук в год. В меньших количествах применяются конструктивно более сложные изделия — различные колебательные контуры и фильтры, называемые специальными элементами.

Элементы общего применения являются изделиями массового производства, поэтому они подверглись достаточно широкой нормализации и стандартизации. Стандартами и нормами установлены технико-экономические и качественные показатели, параметры и размеры. Такие элементы называют *т и п о в ы м и*. Выбор типовых элементов производится по параметрам и характеристикам, которые описывают их свойства как при нормальных условиях эксплуатации, так и при различных воздействиях (климатических, механических и др.).

Специальные элементы широкой нормализации и стандартизации не подверглись, а поэтому проектируются применительно к требованиям электрической схемы и конструкции конкретного устройства и условиям его эксплуатации.

Основными электрическими параметрами являются: номинальное значение величины, характерной для данного элемента (сопротивление резисторов, емкость конденсаторов, индуктивность катушек и т. п.) и пределы допускаемых отклонений; параметры, характеризующие электрическую прочность и способность длительно выдерживать электрическую нагрузку; параметры, характеризующие потери, стабильность и надежность.

Численные значения параметров типовых элементов устанавливаются рядами предпочтительных чисел, т. е. (с известным приближением) десятичными рядами геометрических прогрессий, первый член которых равен единице, а знаменатель q определяет количество номинальных значений в десятичном (от 1 до 10) интервале [1-12]. Любой член такой прогрессии a_N равен:

$$a_N = q^{N-1}.$$

Здесь N — номер искомого члена.

Для номинальных значений параметров типовых элементов схем наиболее употребительны ряды предпочтительных чисел, которым присвоены обозначения E6, E12, E24 и т. д. Знаменатели этих рядов соответственно будут:

$$q_6 = \sqrt[6]{10} = 1,47; \quad q_{12} = \sqrt[12]{10} = 1,21; \quad q_{24} = \sqrt[24]{10} = 1,1.$$

Численные значения размеров и некоторых других параметров обычно соответствуют рядам предпочтительных чисел, обозначаемых R5, R10, R20 и R40 (ГОСТ 8032-56). Знаменатели этих рядов соответственно будут:

$$q_5 = \sqrt[5]{10} = 1,6; \quad q_{10} = \sqrt[10]{10} = 1,25; \quad q_{20} = \sqrt[20]{10} = 1,12; \\ q_{40} = \sqrt[40]{10} = 1,06.$$

Использование рядов предпочтительных чисел сокращает количество номиналов, уменьшает число типоразмеров элементов и удешевляет производство.

Рассмотрим наиболее общие параметры элементов схем.

Номинальная величина. Номинальная величина типовых элементов устанавливается соответствующими ГОСТ и указывается в маркировке. Ее значения чаще всего определяются рядами E6, E12 и E24.

Допускаемое отклонение. Допускаемое отклонение фактической величины от номинальной определяется допуском, или классом точности. Наиболее употребительны следующие классы точности: класс I — с наибольшим допускаемым отклонением $\pm 5\%$; класс II — $\pm 10\%$ и класс III $\pm 20\%$. Однако имеются как более высокие, так и более низкие классы точности.

Способность элемента выдерживать электрические нагрузки характеризуется электрической прочностью и номинальной мощностью.

Электрическая прочность элемента характеризуется номинальным напряжением, т. е. таким максимальным напряжением, под которым при нормальных условиях элемент может находиться в течение гарантированного срока службы. Если по эксплуатационным условиям, например для повышения надежности, напряжение должно быть снижено, то такое напряжение называют рабочим или допускаемым.

Для большинства типов элементов указывается номинальное напряжение постоянного тока. Допускаемое напряжение переменного тока меньше номинального напряжения постоянного тока.

Электрическая прочность при перенапряжениях характеризуется: испытательным напряжением, т. е. таким максимальным напряжением, под которым деталь может находиться небольшой промежуток времени, например несколько секунд; пробивным — таким мини-

мальным напряжением, при котором наступает пробой изоляции.

Номинальной мощностью называют максимальную допустимую мощность, которую элемент может рассеивать в течение гарантированного срока службы при непрерывной электрической нагрузке и определенных условиях окружающей среды — температуры, влажности и атмосферном давлении и условии, что напряжение на элементе не превышает максимально допустимого.

Номинальная мощность определяется допускаемой температурой перегрева элемента над окружающей средой. При нагрузке элемента мощностью, большей, чем номинальная, происходит значительный перегрев и как следствие недопустимое изменение его параметров. Поэтому при повышенных температурах окружающей среды, а также в целях повышения надежности нагрузку на элемент стремятся уменьшить; соответствующую мощность называют допускаемой.

Свойства элементов РЭА связаны с состоянием окружающей среды — ее температурой, влажностью, атмосферным давлением [1-11] и с воздействием механических нагрузок, возникающих при вибрациях и ударах. Большое влияние на работу элементов могут оказать такие факторы, как солнечное излучение и различные виды радиационных излучений [1-32], пыль и песок, газы, влага и различные биологические факторы. Под их влиянием могут возникнуть как обратимые, так и необратимые изменения параметров, т. е. изменения с остаточными явлениями. Обычно указываются относительное изменение основного параметра под воздействием того или иного фактора, а также предельные значения воздействий, не вызывающие недопустимых остаточных явлений и изменений каких-либо свойств. Так, например, воздействие температуры характеризуется температурным коэффициентом, т. е. относительным изменением номинальной величины, приходящимся на 1°C изменения температуры, и диапазоном допустимых (или рабочих) температур; воздействие влажности — коэффициентом влагостойкости, т. е. относительным изменением номинальной величины после определенного воздействия влажности, предельным значением и продолжительностью этого воздействия и т. д.

Нормальными условиями эксплуатации принято считать условия, при которых температура окружающего воздуха составляет $+15 \div +25^\circ\text{C}$, влажность 45—75% и атмосфер-

ное давление $8,6 \cdot 10^4 \div 10,6 \cdot 10^4$ Па (650—800 мм рт. ст.), отсутствуют агрессивные газы, испарения соли и примеси пыли, а также нет радиационных и механических воздействий. В элементах РЭА, устанавливаемых на подвижных объектах — ракетах, самолетах, автомобилях и т. п., под влиянием вибраций и ударов возникают механические усилия, создающие напряжения и деформации в деталях конструкции, а в отдельных случаях вызывающие их перемещение и даже разрушение. Следствием этого являются обратимые и необратимые изменения, происходящие в элементах РЭА.

Величина механических усилий F пропорциональна массе элемента m и возникающему ускорению j :

$$F = mj.$$

Ускорения вызывают кажущееся увеличение массы изделия во столько раз, во сколько они (ускорения) больше величины ускорения силы тяжести Земли ($g = 981 \text{ см/с}^2$). Возникающая при этом перегрузка будет равна:

$$n = j/g.$$

Здесь j и g должны быть выражены в одинаковых единицах, например в см/с^2 .

При вибрации, если она вызвана внешней гармонической возбуждающей силой с частотой ω и амплитудой A_m , возникающее ускорение будет равно:

$$j = \omega^2 A_m.$$

Следовательно, величина вибрационной перегрузки, выраженная в единицах g , будет равна:

$$n_v \approx 4A_m f^2 \cdot 10^{-3},$$

где A_m измеряется в мм, а f — в Гц.

Конструкция элементов РЭА характеризуется виброустойчивостью и вибропрочностью.

Виброустойчивость определяет степень чувствительности элемента к динамическим нагрузкам. Она характеризуется значениями амплитуд ускорений и частот вибрации, при которых не нарушается нормальное функционирование элемента.

Вибропрочность определяет способность элемента выдерживать без разрушения длительные вибра-

ционные нагрузки. Она характеризуется максимальными амплитудами ускорений, собственными частотами элемента, демпфирующими свойствами материала конструкции и продолжительностью действия вибрационной нагрузки. Для оценки воздействия вибраций обычно указывается относительное изменение параметров (преимущественно номинальной величины) при воздействии определенных вибраций, а также величина допустимых частот вибраций и ускорений (в единицах g).

Особенно большие усилия возникают при механическом резонансе, т. е. при совпадении частоты собственных механических колебаний f_0 какой-либо детали конструкции или элемента схемы с частотой возбуждающей силы f . При этом значительно возрастает амплитуда вибрации, резко изменяются параметры и может наступить разрушение элемента.

Для исключения резонансных явлений необходимо, чтобы частоты собственных колебаний элементов схемы или деталей конструкции лежали за пределами возможного диапазона частот вибраций РЭА, вызванных внешней силой.

Частоты собственных колебаний элементов зависят от их массы, размеров и способа крепления. Так, например, элементы схем с проволочными выводами диаметром 0,6—1,0 мм и длиной до 30 мм, обладающие массой до 12 г (резисторы, конденсаторы и др.), имеют собственные частоты, лежащие в пределах 200—450 Гц. Уменьшение длины выводов до 10 мм повышает собственную частоту до 1000—2000 Гц. Весьма приближенно для элементов небольшого размера собственные частоты можно определить по эмпирической формуле

$$f_0 \approx \frac{a}{b\sqrt{L}},$$

где f_0 — собственная частота элемента, Гц; L — длина вывода до места крепления, мм; b — коэффициент, определяемый массой элемента, равный в среднем 1,0—1,3; a — коэффициент, зависящий от способа крепления элемента. Для наиболее употребительных способов крепления типовых резисторов и конденсаторов при навесном монтаже $a = 5000 \div 20\,000$.

Возможные диапазоны частот вибраций РЭА при их установке на различные подвижные объекты и максимальные амплитуды колебаний приведены в табл. 1-1.

Вид РЭА	Частоты вибраций, Гц	Максимальные амплитуды, мм
Наземная, устанавливаемая в транспортных средствах:		
в кузовах автомашин	0—80	1,0—2,5
на тракторах, бронетранспортерах колесного типа	8—15	1,0
на тракторах гусеничного типа	400—700	0,25
на танках	20—2000	0,25
Наземная переносная	10—120	0,15—2,5
Самолетная:		
с поршневым двигателем	5—150	0,15—5,0
с реактивным двигателем	5—500	0,025—0,3
Ракетная:		
на участке разгона	5—500	—
в полете	30—5000	1,0—3,0
Корабельная:		
большого тоннажа	2—35	1,0
малого тоннажа	5—150	1,0
Эксплуатируемая на железнодорожном транспорте	2—10	до 35

Перегрузки при ударах вызываются резким изменением скорости. Их величина равна:

$$n_y = \frac{5v^2}{S} \cdot 10^{-4},$$

где v — мгновенная относительная скорость в момент удара, см/с; S — перемещение соударяемых тел, см.

Для ослабления действия вибраций и ударов применяются различные виды амортизации [1-26, 1-34, 1-42].

При длительной работе элемента и при его хранении происходят медленные структурные изменения в металлах и особенно в диэлектриках. Эти процессы, называемые старением, создают необратимые изменения некоторых параметров — емкости, потерь, сопротивления изоляции, электрической прочности и др., которые со временем делают элемент непригодным для использования.

Сроком службы, или долговечностью, называют промежуток времени, по истечении которого элемент, работающий в нормальных условиях, становится непригодным к дальнейшей эксплуатации. Гарантированным сроком службы называют продолжительность работы элемента, в течение которого завод-изготовитель несет юридическую ответственность за неис-

правности, возникающие при эксплуатации в нормальных условиях. Сроком хранения называют время, в течение которого изменение параметров элемента, находящегося при хранении в определенных климатических условиях, не превысит установленных пределов. Следует отметить, что процессы старения значительно ускоряются при повышенных температурах.

Конструкция любого элемента должна удовлетворять требованиям технологичности, т. е. обладать свойствами, которые делают ее пригодной к выпуску в заданных количествах, с требуемым качеством и с наименьшей стоимостью. Технологичность предполагает использование наиболее целесообразных и прогрессивных технологических методов, современного производственного оборудования, материалов, конструктивной и технологической нормализации и стандартизации.

Стандартизация [1-31]. Важнейшим фактором, определяющим технико-экономические показатели элементов схем, является стандартизация, т. е. установление единых норм на их типы, качественные показатели, размеры, способы производства, методы испытаний и т. п. Поэтому основными направлениями стандартизации элементов схем можно считать:

разработку стандартов на элементы широкого применения, отвечающие современным требованиям;

разработку научно обоснованных требований к элементам, составление рациональных рядов их параметров, габаритных и присоединительных (установочных) размеров;

разработку технических требований к исходным материалам;

разработку стандартов на методы проектирования производства, контроля и испытаний;

разработку стандартов по маркировке, упаковке и хранению;

разработку указаний по применению.

В настоящее время на все элементы схем широкого применения разработаны соответствующие стандарты. Только на резисторы и конденсаторы распространяется действие более 50 государственных стандартов (ГОСТ). Имеется большое количество отраслевых стандартов (ОСТ), стандартов предприятий (СТП), руководящих технических материалов (РТМ) и других документов. Ссылки на эти документы будут даны в соответствующих разделах.

На электрические параметры некоторых элементов схемы большое влияние оказывают различные потери. Особенно они влияют на параметры колебательных контуров, так как определяют их активное сопротивление.

Активное сопротивление контура r складывается из активного сопротивления проводников току высокой частоты, сопротивлений, определяемых диэлектрическими потерями, сопротивлений, вносимых экранами, сердечниками и различными металлическими и неметаллическими деталями, расположенными около контура, сопротивления излучения, а также сопротивлений, вносимых различными нагрузками.

Рассмотрим некоторые из перечисленных слагаемых общего сопротивления и определим их влияние на параметры контура.

Сопротивление проводников. Известно, что сопротивление прямолинейного проводника переменному току больше его сопротивления постоянному току (иногда называемого омическим сопротивлением) из-за явления **поверхностного эффекта** (скин-эффекта).

В общем случае поверхностный эффект представляет собой процесс концентрации тока на поверхности проводника, ближайшей к источнику электромагнитного поля, вызывающего ток. Сущность этого процесса заключается в том, что при прохождении по проводнику переменного тока образуется магнитное поле, под влиянием которого в проводнике возникает индукционный ток. Взаимодействие этого тока с основным вызывает перераспределение тока по сечению проводника так, что плотность тока в наружных частях сечения возрастает, а во внутренних падает. С увеличением частоты ток сильнее отесняется к поверхности проводника, занимая все более тонкий слой. Следует отметить, что на радиочастотах ток во внутренних слоях проводника практически равен нулю.

Строгое рассмотрение поверхностного эффекта проводится с помощью теории электромагнитного поля. Приведем упрощенное объяснение этого эффекта для прямолинейного проводника круглого сечения.

Пусть в прямолинейном проводнике круглого сечения (рис. 1-1) мгновенное направление основного переменного тока i_1 указывается стрелкой. Линии магнитного поля H_1 , возбуждаемого этим током, имеют вид концентрических

окружностей и направлены по часовой стрелке. Это поле, пронизывая проводник, возбуждает в нем индукционный ток i_2 , который создает вторичное магнитное поле H_2 , направленное противоположно основному. Рассматривая лишь правую часть сечения провода, легко определить, что линии этого поля направлены снизу вверх.

По направлению силовых линий вторичного поля H_2 можно установить путь циркуляции и направление вызывающего его тока i_2 . Это направление показано на чертеже пунктиром. Сравнивая направление тока i_2 в различных частях сечения проводника с направлением основ-

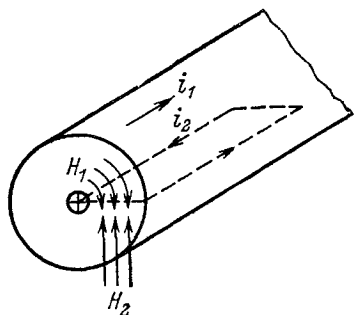


Рис. 1-1. Возникновение поверхностного эффекта.

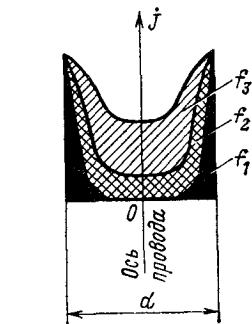


Рис. 1-2. Кривые распределения тока по сечению провода при токах различной частоты: $f_1 > f_2 > f_3$.

ного тока i_1 , можно заключить, что в наружных слоях проводника эти направления совпадают, а во внутренних они противоположны. Поэтому плотность тока в наружных слоях проводника возрастает, а во внутренних падает (рис. 1-2).

Неравномерное распределение тока уменьшает действующее, т. е. проводящее ток, сечение проводника и тем самым увеличивает его сопротивление. Поэтому сопротивление провода току высокой частоты может быть в несколько раз выше его сопротивления постоянному току.

Расчет сопротивления проводника переменному току значительно облегчается, если ввести понятие о так называемом эквивалентном слое и глубине проникновения тока.

Представим, что весь ток равномерно распределен по некоторому слою, примыкающему к наружной поверхности проводника; плотность тока в сечении этого слоя

равна плотности тока на поверхности. Поэтому сечение слоя будет равно всему действующему сечению проводника и определит его сопротивление переменному току. Толщину такого слоя x_s называют глубиной проникновения тока. Его величина для проводников из немагнитных материалов определяется по формуле

$$x_s = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\rho}{f}}, \quad (1-1)$$

где x_s — глубина проникновения, мм; ρ — удельное сопротивление проводника, Ом·мм²/м; f — частота, МГц.

Для технических расчетов формулу (1-1) удобнее представить в следующем виде:

$$x_s = \frac{e}{\sqrt{f}}, \quad (1-2)$$

где

$$e = \frac{1}{2} \sqrt{\rho}.$$

Значения коэффициента e для наиболее распространенных проводящих материалов приведены в табл. 1-2. Глубина проникновения тока в магнитные материалы меньше в $\sqrt{\mu}$ раз. С ростом температуры ρ , а следовательно, и x_s увеличиваются.

Таблица 1-2

Значения коэффициентов e и g

Материал	e	$g \cdot 10^{-4}$
Серебро	0,064	2,54
Медь	0,066	2,65
Золото	0,077	3,08
Алюминий	0,084	3,34
Латунь ¹	0,07—0,12	2,83—4,9

¹ Большие значения коэффициентов соответствуют сортам латуни с большим содержанием цинка

Сопротивление проводника переменному току равно:

$$r = \rho \frac{l}{q_s},$$

где r — сопротивление проводника, Ом; q_s — сечение эквивалентного слоя, равное произведению глубины проникновения на периметр сечения, мм²; l — длина проводника, м.

При расчете сопротивлений проводящих поверхностей (например, в полых резонаторах и волноводах) удобно пользоваться понятием удельного поверхностного сопротивления. Оно представляет собой сопротивление, оказываемое току данной частоты квадратной площадкой проводника со стороной в 1 см*:

$$R_S = \frac{\rho}{x_3} = g \sqrt{f}, \quad (1-3)$$

где R_S — удельное поверхностное сопротивление, Ом; f — частота, МГц. Значения коэффициента $g = 20 \sqrt{\rho} \cdot 10^{-4}$ приведены в табл. 1-2.

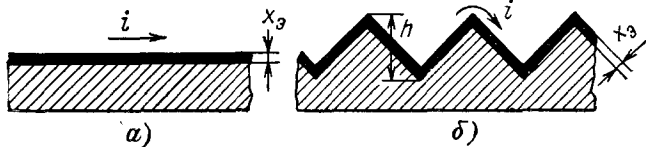


Рис. 1-3. Влияние шероховатостей токопроводящей поверхности на длину пути тока высокой частоты ($x_3 \leq h$).

a — чистая поверхность; b — шероховатая поверхность.

Сопротивление проводящей поверхности длиной l и шириной b равняется:

$$r_s = R_S \frac{l}{b}. \quad (1-4)$$

Если $l = b$, то $r_s = R_S$. Следовательно, сопротивление квадратной площадки равно R_S независимо от ее размеров.

На очень высоких частотах глубина проникновения тока весьма мала и составляет тысячные доли миллиметра. Поэтому различные шероховатости проводящей поверхности, возникающие в результате механической обработки или окисления, удлиняют путь тока и увеличивают сопротивление. Особенно значительное увеличение сопротивления происходит при глубине шероховатостей, соизмеримой с глубиной проникновения тока, и при направлении шероховатостей, перпендикулярном линиям прохождения тока. На рис. 1-3 показаны пути тока при чистой и шероховатой поверхностях.

* При определении сопротивления поверхностей из тонких проводящих пленок эту величину называют сопротивлением квадрата R_{\square} .

Измерения показывают, что шероховатость может увеличить поверхностное сопротивление на частотах в сотни мегагерц на 50—100% и более. Для предотвращения этого явления токопроводящие поверхности тщательно полируют и покрывают слоем серебра, так как его поверхность менее склонна покрываться плохо проводящими окислами. Для защиты слоя серебра от окисления проводник покрывают тонким слоем родия, затем наращивают слой серебра, который также покрывают тонким слоем родия.

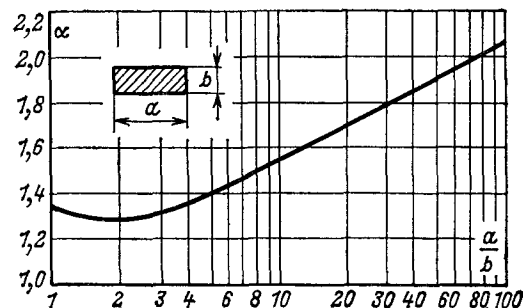


Рис. 1-4. График значений поправочного коэффициента α .

Приведем формулы для расчета сопротивления току высокой частоты одного погонного сантиметра медных проводников, имеющих типовую форму сечения.

Сопротивление провода круглого сечения

$$r = 83,2 \frac{\sqrt{f}}{d} \cdot 10^{-6}. \quad (1-5)$$

Сопротивление провода прямоугольного сечения

$$r = \frac{1,3\alpha \sqrt{f}}{a+b} 10^{-4}, \quad (1-6)$$

где r — сопротивление проводника, Ом; a и b — размеры сечения (ширина и толщина) провода прямоугольного сечения, см; f — частота, МГц; α — поправочный коэффициент, учитывающий концентрацию тока около углов сечения, значения которого приведены на графике рис. 1-4.

Для расчета сопротивления проводников из иных материалов или проводников, покрытых слоем другого металла,

в числитель приведенных формул необходимо ввести поправочный множитель

$$a = \sqrt{\frac{\rho}{\rho_m}}, \quad (1-7)$$

где ρ — удельное электрическое сопротивление данного проводника или покрытия; ρ_m — удельное электрическое сопротивление меди.

Приведенные формулы справедливы для прямолинейных проводников и при условии, что размеры сечения и толщина покрытия значительно больше глубины проникновения тока.

Сопротивление криволинейного проводника может значительно отличаться от сопротивления прямолинейного проводника при всех прочих равных условиях. Это объясняется тем, что в любом участке криволинейного проводника распределение тока по сечению определяется как собственным магнитным потоком, так и магнитным потоком соседних участков. Это вызывает дополнительное сокращение активного сечения.

Указанное явление называется эффектом близости и особенно сильно проявляется в проводниках, свернутых в виде спирали, например в катушках индуктивности. Активное сопротивление катушек току высокой частоты может в несколько раз превышать их сопротивление постоянному току.

Приведем достаточно наглядное, хотя и не вполне строгое объяснение эффекта близости. Пусть в проводнике, свернутом в виде спирали (рис. 1-5), мгновенное направление первичного тока i_1 указывается стрелкой. Силовые линии магнитного поля H_1 , возбуждаемого током i_1 , направлены в центральной части катушки по ее оси снизу вверх. Этот поток, пронизывая внутренние части витков, возбуждает в них индукционный ток i_2 , который в свою очередь создает магнитное поле H_2 , направленное противоположно основному. Линии этого поля в центральной части катушки направлены по ее оси, но сверху вниз.

По направлению линий магнитного поля H_2 можно установить путь циркуляции и направление вызывающего его тока i_2 . Это направление показано на рисунке пунктиром. Сравнивая направление тока i_2 с направлением тока i_1 , можно заключить, что в частях сечения проводника, обращенных внутрь катушки, эти направления совпадают, а в центральной и внешней частях сечения проводника —

противоположны. При этом в частях сечения проводника, обращенных внутрь катушки, плотность тока возрастает, а в центральных и внешних — падает. Активные участки сечения провода имеют вид луночек, обращенных выпуклой стороной внутрь катушки (рис. 1-6). Поэтому действующее сечение проводника уменьшается, а его сопротивление увеличивается. Явления поверхностного эффекта и эффекта близости проявляются тем сильнее, чем выше частота и чем больше диаметр провода.

Потери в проводниках оказывают значительное влияние на параметры многих элементов. Так, например, доб-

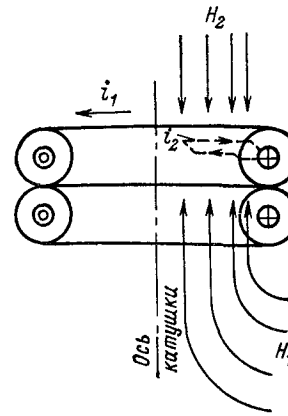


Рис. 1-5. Возникновение эффекта близости в катушке.

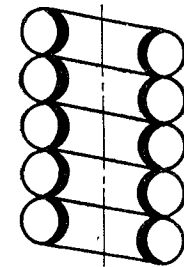


Рис. 1-6. Распределение плотности тока по сечению провода в катушке.

ротность катушек индуктивности в значительной степени определяется сопротивлением провода току высокой частоты; добротность различных резонаторов СВЧ — сопротивлением токопроводящих поверхностей и т. д.

Диэлектрические потери. Диэлектрические потери возникают в тех элементах и частях конструкции, в которых имеется несовершенный диэлектрик, находящийся в переменном электрическом поле. Это может быть в конденсаторах, катушках индуктивности (в междувитковой емкости), переключателях, цоколях и панельках для транзисторов и ламп и т. п. Каждый такой случай можно уподобить наличию конденсатора с несовершенным диэлектриком. Поэтому рассмотрим вопрос о диэлектрических потерях в конденсаторах.

При не слишком высоких напряжениях диэлектрические потери в основном вызываются замедленной поляризацией

и проводимостью диэлектрика. Благодаря потерям в полной проводимости конденсатора появляется активная составляющая, которая изменяет угол сдвига фаз φ между током и напряжением. В идеальном конденсаторе $\varphi = 90^\circ$; в конденсаторе с потерями $\varphi < 90^\circ$.

Мощность потерь может быть выражена известным соотношением

$$P_{\text{п}} = UI \cos \varphi.$$

Величину $\cos \varphi$ называют коэффициентом мощности и обычно выражают в процентах. При малых потерях, характерных для большинства радиотехнических элементов, потери удобнее оценивать тангенсом угла δ , который дополняет угол φ до 90° . Этот угол называют углом потерь. Он представляет собой отношение мощности потерь к полной реактивной мощности P_p , запасаемой конденсатором. В этом случае

$$P_{\text{п}} \approx P_p \operatorname{tg} \delta.$$

Для удобства радиотехнических расчетов конденсатор с потерями условно заменяют схемой замещения, состоящей из идеальной (т. е. не имеющей потерь) емкости и некоторого сопротивления, эквивалентного потерям. Параметры схемы замещения выбираются так, что расходуемая в ней активная мощность равна мощности, расходуемой в диэлектрике, а сдвиг фаз между током и напряжением равен сдвигу фаз в реальном конденсаторе.

В практике используются как параллельная, так и последовательная схемы замещения. В параллельной схеме (рис. 1-7, а) идеальный конденсатор C и сопротивление R , эквивалентное потерям, соединены параллельно; в последовательной схеме (рис. 1-7, б) идеальный конденсатор C и сопротивление r , эквивалентное потерям, соединены последовательно. В электротехнике доказывается, что для параллельной схемы справедливы следующие соотношения:

$$R = \frac{1}{\omega C_d \operatorname{tg} \delta}, \quad (1-8)$$

а для последовательной

$$r = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C_d}, \quad (1-9)$$

где C_d — емкость конденсатора с потерями, Ф; $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла потерь диэлектрика, вносящего потери; ω — угло-

вая частота, рад/с. На рис. 1-7 также показаны векторные диаграммы для обеих схем.

При малых потерях $C \approx C_d$. Значения $\operatorname{tg} \delta$ для применяемых диэлектриков приведены в приложении (см. табл. П-1 и П-2). Наименьшие диэлектрические потери вносит сухой воздух. Во многих случаях они настолько малы, что их можно не учитывать.

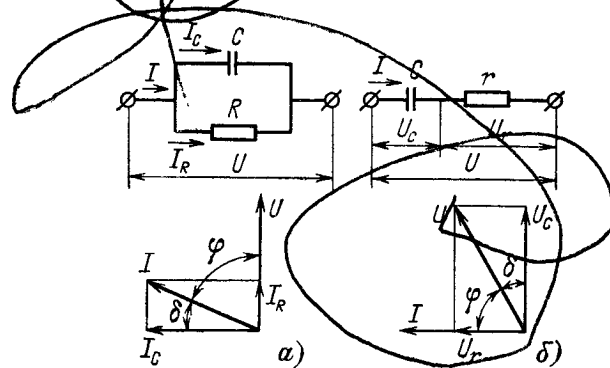


Рис. 1-7. Векторные диаграммы и схемы замещения конденсатора с потерями.

а — параллельная; б — последовательная.

Во многих элементах и деталях конструкции часть линий электрического поля проходит через воздух, не создавая заметных потерь, а часть — через диэлектрик, в котором возникают потери. Часть емкости, обусловленная полем в диэлектрике и называемая емкостью через диэлектрик C_d , зависит от конструкции детали. Ее величина и определяет вносимые диэлектрические потери. Ориентировочные значения C_d в пикофарадах для некоторых элементов схемы приведены ниже.

Конденсатор переменной емкости (КВ и УКВ)	0,5—1,5
Конденсатор переменной емкости (СВ и ДВ)	1—3
Катушка индуктивности для КВ и УКВ диапазонов	0,5—2,0
Катушка индуктивности для СВ и ДВ диапазонов	1—8
Переключатель	2—5
Монтаж голым проводом	1—5
Монтаж экранированным проводом	10—20

Диэлектрические потери становятся значительными лишь при применении низкокачественных диэлектриков и на высоких частотах. Использование современных высо-

кокачественных диэлектриков позволяет сделать их достаточно малыми даже на частотах в сотни и тысячи мегагерц.

При повышении температуры диэлектрические потери увеличиваются. Установлено, что в органических диэлектриках существенное увеличение потерь начинается при температуре 30—60°C, а в неорганических — 150—200°C. Температуры, при которых наблюдается увеличение потерь в некоторых типах диэлектриков, указаны в табл. П-1.

Дополнительные потери могут вноситься различными нагрузками, входными и выходными сопротивлениями усилительных приборов, шунтирующими резисторами и т. п. Эти потери могут существенно изменить параметры электрических цепей и должны учитываться при расчетах. При линейных размерах элементов, соизмеримых с длиной волны, могут возникать дополнительные потери на излучение.

1-3. СТАБИЛЬНОСТЬ

Важное значение имеют вопросы стабильности основных параметров элементов схем при воздействии климатических факторов — температуры, влажности, атмосферного давления и различных механических нагрузок. Особое значение имеет стабильность элементов колебательного контура — конденсаторов и катушек индуктивности, определяющих его резонансную частоту. Вопросам их стабильности посвящены работы [1-3, 1-14]. Рассмотрим воздействие перечисленных факторов на частоту контура.

Температура. Изменение температуры элементов контура может вызываться как влиянием температуры окружающего воздуха, так и дополнительным подогревом со стороны ламп, трансформаторов, резисторов и других нагреваемых деталей. Под влиянием температуры происходят изменение размеров отдельных деталей и их взаимное перемещение, изменяются величина диэлектрической проницаемости диэлектриков и удельное электрическое сопротивление проводников. Под действием этих факторов происходит изменение индуктивности, емкости и сопротивления контура, а следовательно, и резонансной частоты.

Изменения частоты, вызываемые температурой, можно разделить на обратимые и необратимые. Обратимые изменения частоты — такие, при которых частота контура изменяется в соответствии с изменением температуры.

После установления первоначальной температуры частота контура возвращается к своему исходному значению. Такое изменение частоты характеризуется температурным коэффициентом частоты (ТКЧ), т. е. относительным ее изменением, приходящимся на 1°C изменения температуры:

$$\alpha_f = \frac{\Delta f}{f \Delta t}, \quad (1-10)$$

где α_f — ТКЧ, 1/°C; Δf — изменение частоты, Гц; Δt — изменение температуры, °C.

Температурный коэффициент частоты в основном определяется конструктивными данными элементов контура. Для его понижения применяются стабильные элементы, устройство которых рассмотрено ниже, а также используется термокомпенсация. В современных стабильных контурах ТКЧ может быть получен порядка $(5 \div 50) 10^{-6}$ 1/°C.

Контурные, температурные изменения частоты которых обратимы, называются циклическими.

Необратимые изменения частоты — такие, при которых частота контура после многократных циклических изменений температуры и установления первоначальной температуры не возвращается к исходному значению. Необратимые изменения частоты характеризуются коэффициентом температурной нестability частоты (КТНЧ), иногда называемым температурным коэффициентом нециклической частоты или просто нециклическостью. Он представляет собой относительное изменение частоты контура после циклических изменений его температуры:

$$\beta_f = \frac{f_1 - f_2}{f_1}, \quad (1-11)$$

где f_1 — первоначальное значение частоты, Гц; f_2 — значение частоты после циклического изменения температуры, Гц.

Необратимые изменения частоты свидетельствуют о несовершенной конструкции элементов контура, в которой под влиянием температуры возникают остаточные деформации и происходит старение диэлектриков. При наличии значительных необратимых изменений частоты невозможно применение термокомпенсации.

Температурная стабильность отдельных элементов схем характеризуется аналогичными параметрами, т. е. температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) α_C ; температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ) α_L ; температур-

ным коэффициентом сопротивления (ТКС) α_R и соответствующими коэффициентами температурной неустойчивости $\beta_C, \beta_L, \beta_R$.

Влажность. Влага постоянно содержится в воздухе. Она изменяет диэлектрическую проницаемость воздуха и других диэлектриков, снижает сопротивление изоляции и увеличивает диэлектрические потери.

Диэлектрическая проницаемость влажного воздуха близка, но не равна единице и зависит от его температуры,

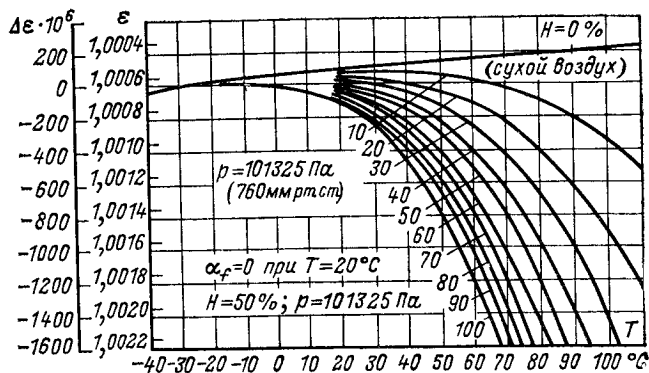


Рис 1-8. Зависимость $\Delta \epsilon$ влажного воздуха от температуры t и относительной влажности H .

относительной влажности и атмосферного давления. Изменение этих факторов, вызванное, например, состоянием окружающей среды, сопровождается соответствующим изменением емкостей конденсаторов, в качестве диэлектрика которых используется воздух.

Из-за сложности и нелинейности законов изменения диэлектрической проницаемости при расчетах удобно использовать графики А. Р. Вольперта (рис. 1-8). Эти графики дают значения относительного приращения диэлектрической проницаемости воздуха, причем за единицу принята диэлектрическая проницаемость чистого воздуха при температуре $+20^\circ\text{C}$, относительной влажности 50% и атмосферном давлении 101 325 Па (760 мм рт. ст.). Ввиду близости к единице величины диэлектрической проницаемости ее относительное приращение заменено абсолютным:

$$\frac{\Delta \epsilon}{\epsilon} \approx \Delta \epsilon. \quad (1-12)$$

Для ориентировки слева от масштаба $\Delta \epsilon$ отложен по оси ординат масштаб диэлектрической проницаемости ϵ .

Изменение давления окружающего воздуха относительно величины 101 325 Па (760 мм рт. ст.) вызывает изменение диэлектрической проницаемости, равное ¹:

$$\Delta \epsilon = \Delta p \frac{211}{273 + T} \cdot 10^{-6}, \quad (1-13)$$

где Δp — приращение атмосферного давления, мм рт. ст.; T — температура, $^\circ\text{C}$.

Приближенно можно считать

$$\Delta \epsilon \approx 0,72 \Delta p \cdot 10^{-6}. \quad (1-14)$$

Приведенные на рис. 1-8 графики показывают, что изменение диэлектрической проницаемости влажного воздуха весьма велико; оно тем больше, чем выше его температура T и больше относительная влажность H .

Особенно большое влияние оказывает влага, конденсирующаяся на поверхностях проводников, создающих электрическое поле, например на пластинах конденсаторов. Образующаяся при этом пленка влаги имеет высокую диэлектрическую проницаемость (для воды $\epsilon \approx 80$), вносит большие потери и может вызвать окисление поверхности. Вызываемое ею изменение параметров зависит от толщины пленки, температуры, частоты и состояния поверхности, на которой образовалась пленка. При эксплуатации РЭА в жарком климате влажность способствует образованию грибков, разрушающих органические диэлектрики.

Для повышения влагостойкости элементов схемы при их изготовлении избегают применять гигроскопичные диэлектрики — гетинакс, прессшпан, фибру, а кроме того, их опрессовывают, пропитывают или обволакивают негигроскопичными смолами, восками или компаундами. Устранение возможности образования влажной пленки достигается применением гидрофобных (несмачиваемых) покрытий, например кремнийорганической пленкой.

Особенно надежным, хотя и дорогим, способом влагозащиты является общая или частичная герметизация [1-16]. Для ее осуществления элемент схемы или все изде-

¹ По другим данным числитель правой части формулы (1-13) равен 224, а не 211, что незначительно сказывается на конечном результате ввиду приближенности определения диэлектрической проницаемости влажного воздуха.

лие заключают в герметически запаянный металлический или керамический футляр, устраняющий непосредственное воздействие окружающего воздуха. Внутренний объем этого футляра заполняют сухим воздухом, инертным газом или создают в нем вакуум, реже используют жидкие герметизирующие материалы. Достаточно часто для этого используют также твердые герметизирующие материалы; в этом случае наружный футляр не требуется. Контактные выводы осуществляют через специальные проходные изоляторы.

Полная герметизация практически осуществима лишь для конструкций, не имеющих подвижных деталей, оси которых должны быть выведены для управления. Герметизация конструкций с подвижными деталями, например конденсаторов переменной емкости, затрудняется необходимостью вывода осей управления. Практика показывает, что применение в этих случаях различных уплотняющих прокладок не дает надежной герметизации, поэтому приходится усложнять конструкцию и применять электромагнитные муфты, мембраны, сифоны и т. п.

Для устранения влияния влажного воздуха при неполной герметизации внутрь футляра вводится какое-либо водопоглощающее вещество, например силикагель. Установлено, что наличие 6—8 г силикагеля в 1 дм³ объема футляра может обеспечить достаточно устойчивую относительную влажность порядка 25—30% в течение 20—30 сут в футлярах с одним негерметизированным выводом оси и в течение 80—10 сут, если вывод оси снабжен уплотнителями.

Весьма эффективным способом защиты от проникновения влаги является повышение температуры воздуха внутри футляра над окружающей. Так, например, при нагреве воздуха внутри футляра до 55—60°C его относительная влажность не будет превышать 50%. Если негерметизированные элементы допускают длительную работу лишь при нормальных или близких к ним условиях, то герметизированные могут длительно работать в условиях относительной влажности окружающего воздуха до 98% при повышенной температуре (тропические условия) и пониженном атмосферном давлении. Ряд элементов схем выпускают в специальном, так называемом тропическом исполнении.

Атмосферное давление. Изменение атмосферного давления связано с высотой подъема (рис. 1-9). Оно сопро-

вождается изменением диэлектрической проницаемости воздуха, а следовательно, соответствующим изменением емкости конденсаторов с воздушным диэлектриком.

Изменение давления наиболее сильно сказывается на электрической прочности: при понижении давления электрическая прочность падает. Для защиты элементов схем и отдельных изделий от изменения давления также применяется герметизация.

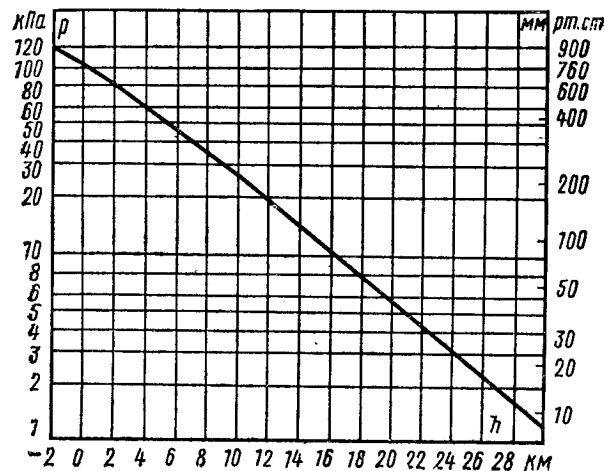


Рис. 1-9. Зависимость атмосферного давления p от высоты h (для международной стандартной атмосферы $T = 282^\circ \text{K}$).

Механические воздействия. Выше отмечалось, что под влиянием механических усилий, возникающих вследствие тряски и ударов, возможны различные деформации и взаимные перемещения деталей, сопровождающиеся обратимыми и необратимыми изменениями параметров. Эти явления выражены особенно резко в конденсаторах переменной емкости, изменение емкости которых приводит к соответствующим изменениям частоты.

Устранение этих нежелательных явлений достигается конструктивными мероприятиями: применением жестких и прочных элементов конструкции, их соответствующим закреплением, выводом частоты механического резонанса этих элементов за пределы возможного диапазона частот вибраций и амортизацией.

1-4. НАДЕЖНОСТЬ

Усложнение радиоэлектронной аппаратуры, сопровождаемое резким увеличением количества применяемых в ней элементов, предъявляет высокие требования к их надежности [1-1; 1-17; 1-21; 1-27]. Под надежностью элементов понимают присущее им свойство выполнять все заданные функции в течение требуемого времени при определенных условиях эксплуатации и сохранении основных параметров в пределах заранее установленных допусков. Надежность элементов является важнейшей характеристикой их качества; она в значительной степени определяет надежность изделия, в которое они входят. Соответствующая терминология и определение надежности установлены ГОСТ 13377-67.

Следует отличать производственную надежность элементов от эксплуатационной. Производственной называют надежность, достигнутую при производстве, определяемую при лабораторных испытаниях без учета окружающей обстановки, например дополнительных нагревов со стороны соседних элементов, электрических перегрузок зарядными токами при включении и т. п. Она характеризует качество элементов. Эксплуатационной называют надежность, получаемую при эксплуатации в реальных условиях. Она определяет работоспособность элемента в конкретных схемах и конструкциях. Производственная надежность всегда выше эксплуатационной.

Если в процессе эксплуатации вследствие неисправности хотя бы один параметр элемента выходит за пределы установленных допусков, то возникает отказ. Обычно рассматривают внезапные отказы, сопровождающиеся скачкообразным изменением одного или нескольких основных параметров элемента. Они вызываются замыканиями, электрическим пробоем, обрывами, перегоранием обмоток, механическим разрушением и т. п. Отказы, проявляющиеся как медленные изменения параметров, называют постепенными. Они возникают как при эксплуатации, так и при хранении за счет старения, окисления, износа и т. п. Если внезапные отказы носят случайный характер, то постепенные можно предвидеть и предотвратить.

Различают отказы полные и отказы частичные. Полные отказы устраняются ремонтом или заменой неисправ-

ных частей элемента. Частичные отказы приводят лишь к некоторым изменениям параметров или временной потери работоспособности элемента. Они устраняются дополнительной регулировкой (подстройкой) и исключением причин, вызвавших отказ.

Отказы отдельных элементов могут приводить к отказам РЭА в целом. В табл. 1-3 приведены данные, характеризующие относительное количество различных элементов в РЭА и относительное количество отказов аппаратуры, вызванных нарушением их работоспособности. Таблица не учитывает отказы, вызванные усилительными приборами и механическими устройствами.

Таблица 1-3
Характеристика отказов в РЭА

Элементы схемы	Количество элементов, %	Количество отказов РЭА, %
Резисторы	45—50	13—23
Конденсаторы	18—27	3—6
Катушки, трансформаторы, дроссели . .	3—7	2—7

Для удобства определения характеристик надежности обычно предполагают, что распределение отказов во времени подчиняется одному из известных законов распределения. Для элементов схем наиболее характерно показательное распределение. Оно характеризуется одним числовым параметром — интенсивностью отказов и дает простые расчетные формулы.

Для элементов схем основной характеристикой надежности является безотказность.

Безотказностью называется свойство элемента непрерывно, т. е. без вынужденных перерывов, сохранять работоспособность в течение заданного времени (наработки) и при определенных условиях эксплуатации. Долговечностью называется свойство элемента сохранять работоспособность до предельного состояния при возможных перерывах в работе, вызванных, например, техническим обслуживанием РЭА или хранением. Предельное состояние определяется такими значениями параметров элемента, при которых невозможно его дальнейшее использование.

Для количественной оценки и расчетов надежности применяются как точные теоретические (вероятностные)

выражения, так и приближенные (статистические). Точность приближенных выражений зависит от объема статистических данных: чем их больше, тем статистические оценки ближе к теоретическим. Рассмотрим основные показатели и характеристики надежности.

Вероятность безотказной работы — вероятность того, что время от включения элемента до первого отказа T больше некоторого заданного времени t . Так как $T > t$, то

$$p(t) = p(T > t). \quad (1-15)$$

Время T является случайной величиной: функция $p(t)$ монотонно убывает от единицы до нуля.

Статистически вероятность безотказной работы за время t определяется как отношение числа элементов, нормально действующих к концу испытания $N(t)$, к общему их числу N_0 , подвергшихся испытаниям:

$$p^*(t) = \frac{N(t)}{N_0}. \quad (1-16)$$

Здесь $N(t) = N_0 - n_i$, где n_i — число элементов, отказавших за время испытания. При этом предполагается, что все элементы однотипны и отказавшие элементы не восстанавливаются и не заменяются. Очевидно, что $0 \leq p(t) \leq 1$.

Вероятность безотказной работы позволяет определить число элементов, нормально работающих к моменту времени t :

$$N(t) = N_0 p(t). \quad (1-17)$$

Зависимость времени работы элементов до внезапного отказа обычно носит экспоненциальный характер; для постепенных отказов характерен нормальный закон распределения.

Отказ и нормальная работа являются противоположными событиями. Поэтому вероятность отказа элемента за время t будет равна:

$$Q(t) = 1 - p(t).$$

Статистическая оценка вероятности отказа будет:

$$Q^*(t) = \frac{n_i}{N_0}.$$

При достаточно большом N_0 имеем $p(t) = p^*(t)$ и $Q(t) = Q^*(t)$.

Частотой отказов $a(t)$ называют плотность распределения (плотность вероятности) времени работы элементов до первого отказа. Статистически частота отказов определяется отношением числа однотипных элементов, отказавших в единицу времени, к общему числу элементов:

$$a(t) = \frac{n_i}{N_0 \Delta t}. \quad (1-18)$$

Между вероятностью безотказной работы и частотой отказов существует следующая связь:

$$p(t) = 1 - \int_0^t a(t) dt.$$

Частота отказов недостаточно наглядно характеризует надежность элементов во времени, так как количество отказов зависит от числа исправно работающих элементов, уменьшающихся с течением времени. Более удобными показателями надежности являются среднее время безотказной работы и интенсивность отказов.

Средним временем безотказной работы (средняя продолжительность работы элемента до отказа) называют математическое ожидание времени безотказной работы

$$T_{cp} = \int_0^{\infty} p(t) dt. \quad (1-19)$$

Статистически его определяют как среднее арифметическое время безотказной работы каждого элемента. Для этого подвергают испытанию N_0 однотипных элементов и учитывают количество отказов, возникающих через равные промежутки времени Δt . Тогда

$$T_{cp} = \frac{\sum_{i=1}^k \Delta n_i t_{cpi}}{N_0}, \quad (1-20)$$

где Δn_i — количество элементов, выходящих из строя в течение i -го промежутка времени Δt ; k — общее число промежутков времени; t_{cpi} — время от начала испытания до середины i -го промежутка, ч.

Отношение частоты отказов к вероятности безотказной работы, взятых для одного и того же времени, называют интенсивностью (или опасностью) отказов.

Интенсивность отказов представляет собой вероятность отказа в единицу времени, начиная с данного момента, при условии, что до этого момента отказ не наступил.

Интенсивность отказов характеризует степень надежности элемента в каждый момент времени и является основным, наиболее удобным показателем надежности.

Статистически интенсивность отказов определяется отношением числа отказавших элементов в единицу времени к среднему числу элементов N_{cp} , продолжающих нормально работать:

$$\lambda(t) = \frac{\Delta n_i}{N_{cp} \Delta t}, \quad (1-21)$$

т. е. указывает, какая часть элементов, по отношению к среднему числу работающих нормально, выходит из строя в единицу времени.

В выражении (1-21) приняты следующие обозначения: $\lambda(t)$ — интенсивность отказов, $ч^{-1}$; $\Delta n_i = N_1 - N_2$ и $N_{cp} = (N_1 + N_2) / 2$, где N_1 — число исправных элементов в начале интервала времени Δt ; N_2 — число элементов, продолжающих исправно работать в конце этого интервала. Например, при $\Delta t = 1000$ ч; $N_1 = 5000$ и $N_2 = 4800$ получаем $\Delta n_i = 200$; $N_{cp} = 4900$ и $\lambda(t) \approx 40 \cdot 10^{-6} ч^{-1}$.

Можно доказать, что интенсивность отказов связана с вероятностью безотказной работы и частотой отказов следующими соотношениями:

$$p(t) = \exp\left(-\int_0^t \lambda(t) dt\right) \quad (1-22)$$

и

$$a(t) = \lambda(t) \exp\left(-\int_0^t \lambda(t) dt\right). \quad (1-23)$$

Интенсивность отказов зависит от времени. Характерный вид зависимости распределения интенсивности отказов во времени (λ -характеристика) приведен на рис. 1-10. Эта зависимость показывает, что в начальный период — период приработки — из строя выходит большое количество элементов. Это объясняется наличием в них скрытых производственных дефектов или их работой в напряженных режимах. Поэтому неисправные элементы можно выявить предварительной тренировкой отдельных элементов или всего изделия.

Значительное число отказов в конце работы вызывается естественным износом и старением, что указывает на необходимость ремонта или замены износившихся элементов.

Наиболее важным является период нормальной работы, характеризуемый наименьшим количеством отказов и постоянством их интенсивности. В этот период уже почти не сказываются скрытые производственные дефекты, а явления износа и старения еще не наступили. Поэтому $\lambda(t) \approx \lambda = const$. Существенное удлинение периода нормальной работы создает работа элементов в облегченных режимах (пунктирная кривая на рис. 1-10).

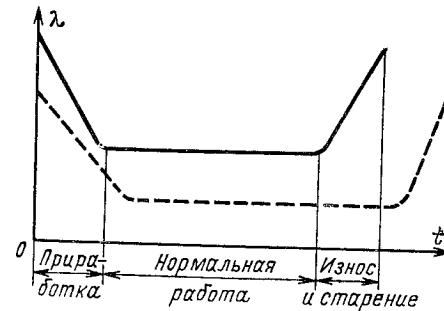


Рис. 1-10. Зависимость интенсивности отказов от времени.

Из (1-19), (1-22) и (1-23) следует, что при показательном законе распределения в период нормальной работы

$$p(t) = \exp(-\lambda t) \approx 1 - \lambda t; \quad (1-24)$$

$$a(t) = \lambda \exp(-\lambda t) \quad (1-25)$$

и

$$T_{cp} = \frac{1}{\lambda}. \quad (1-26)$$

Полученные выражения позволяют определить основные параметры надежности.

Например, продолжая вышеприведенный расчет для $t = 500$ ч, получаем: $p(t) = 0,98$; $a(t) = 40 \cdot 10^{-6} ч^{-1}$ и $T_{cp} = 25\,000$ ч.

Интенсивность отказов зависит от качества выполнения элемента, определяемого уровнем производства. Большое влияние оказывают такие факторы, как незначительные отклонения от установленного технологического процесса, разброс параметров исходных материалов и ана-

логичные причины, меняющиеся во времени. Это приводит к тому, что статистические данные интенсивности отказов отличаются большим разбросом значений даже для одинаковых элементов, так как зависят от выпускающего предприятия, времени выпуска и т. п.; достоверность результатов расчета при этом получается ограниченной.

Еще большее влияние оказывает окружающая среда — температура, влажность, атмосферное давление, а также механические воздействия и условия эксплуатации.

Интенсивность отказов, полученная в результате статистической обработки наблюдений, выполненных в лаборатории, в нормальных климатических условиях называются номинальной; ее значения обычно приводятся в справочниках. Интенсивность отказов при работе элемента в реальных условиях, т. е. с учетом влияния окружающей среды и условий эксплуатации, может быть названа реальной $\lambda(t)_p$ или эксплуатационной.

Отношение реальной интенсивности отказов к номинальной называют коэффициентом относительной интенсивности отказов или эксплуатационным коэффициентом интенсивности отказов:

$$a = \frac{\lambda(t)_p}{\lambda(t)} \quad (1-27)$$

Коэффициент a может учитывать влияние температур, нагрузки и особенностей работы элемента в различных эксплуатационных условиях. Поэтому реальная интенсивность отказов должна учитывать все эти факторы, т. е. будет равна:

$$\lambda(t)_p = a_1 a_2 a_3 \dots \lambda(t) \quad (1-28)$$

Здесь a_1 учитывает влияние температуры, a_2 — влияние нагрузки, a_3 — влияние условий эксплуатации РЭА и т. д. Значения коэффициентов a_1 и a_2 для типовых элементов схем будут приведены ниже; величина коэффициента a_3 для различных условий эксплуатации РЭА имеет следующие значения:

В лаборатории	1
В наземных (полевых)	10
На корабле	20—30
На автомобиле	30—40
В поезде	40—60
Высокогорные	60—80
На самолете	150—200
На ракете	300—1000

Некоторые данные интенсивности отказов $\lambda(t)$ наиболее употребительных элементов схем приведены в приложении (см. табл. П-3).

Для того чтобы эксплуатационная надежность элементов была возможно выше и приближалась к производственной, необходимо осуществлять эксплуатацию элементов в облегченных режимах. Поэтому при использовании элементов в РЭА, к надежности которой предъявляются высокие требования, нормы нагрузки рассеиваемой мощности, приложенного напряжения, величины пропускаемого тока и т. д. стремятся уменьшить. Отношение фактической, т. е. действующей на элемент, нагрузки к ее номинальному значению при таких же внешних условиях (температуре, атмосферном давлении) называют коэффициентом нагрузки k_n . Для резисторов $k_n = P/P_{ном}$, для конденсаторов $k_n = U/U_{ном}$. Их величину выбирают по соответствующим рекомендациям в пределах 0,2—1,0 в зависимости от конкретных требований и условий эксплуатации.

Надежность отдельных элементов схемы позволяет определить надежность всего изделия (системы). Рассмотрим простейший случай.

Если элементы схемы соединены так, что отказ любого из них приводит к отказу всей системы, то такое соединение называют основным или последовательным. При этом электрическое соединение элементов обычно не совпадает с их соединением по надежности.

Вероятность безотказной работы системы с основным соединением элементов равна:

$$p_c(t) = \prod_{i=1}^N p_i(t), \quad (1-29)$$

где $p_i(t)$ — вероятность безотказной работы i -го элемента. В простейшем случае, когда все элементы однотипны и равнонадежны, для периода нормальной работы, т. е. при $\lambda_i = \text{const}$,

$$p_c(t) = \exp(-\lambda_i N t) \quad (1-30)$$

и

$$\Lambda = \lambda_i N. \quad (1-31)$$

Если же система состоит из k групп однотипных и равнонадежных (в группе) элементов, то интенсивность отка-

зов системы λ_c будет равна:

$$\Lambda_c = \sum_{i=1}^k \lambda_i N_{ci} \quad (1-32)$$

Так как

$$T_{cp} = \frac{1}{\Lambda_c},$$

то

$$p_c(t) = \exp\left(-\frac{t}{T_{cp}}\right). \quad (1-33)$$

В качестве примера определим параметры надежности системы с основным соединением элементов, состоящей из пяти резисторов, у которых $\lambda_1 = 0,01 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}$; двух конденсаторов $\lambda_2 = 0,02 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}$; двух диодов $\lambda_3 = 0,12 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}$ и двух транзисторов $\lambda_4 = 0,25 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}$. Общее число элементов равно 11.

Интенсивность отказов системы будет равна:

$$\Lambda_c = (5 \cdot 0,01 + 2 \cdot 0,02 + 2 \cdot 0,12 + 2 \cdot 0,25) \cdot 10^{-6} = 0,83 \cdot 10^{-6} \text{ ч}^{-1}.$$

Следовательно, среднее время безотказной работы

$$T_{cp} = \frac{1}{0,83 \cdot 10^{-6}} = 1,2 \cdot 10^6 \text{ ч}.$$

Вероятность безотказной работы через $t = 5000 \text{ ч}$

$$p(t) = \exp\left(-\frac{5000}{1,2 \cdot 10^6}\right) = 0,996.$$

Если в системе кроме основных имеются резервные (т. е. резервирующие основные) элементы, то отказ наступает лишь тогда, когда выходят из строя основной и заменяющий его резервный элементы, что повышает надежность системы. Такое соединение элементов называется **р е з е р в н ы м** или **параллельным**.

Расчет надежности систем с резервным соединением элементов и систем сложной структуры подробно рассматривается в соответствующей литературе [1-15, 1-25, 1-27].

Повышение надежности элементов схем достигается различными производственными, схемно-конструкторскими и эксплуатационными мероприятиями.

Производственные мероприятия заключаются в обеспечении общей высокой культуры производства, строгом соблюдении технологического режима, применении однородных и стабильных исходных материалов, анализе причин отказов и их устранения. Схемно-конструкторскими мероприятиями являются правильный выбор коэффициентов нагрузки, использование резервирования и схем,

в которых возможно применение элементов с большими допускаемыми отклонениями параметров и не создающих внезапных электрических перенапряжений и скачков тока, например, при включении, а также создание конструкций, исключающих возможность возникновения локальных перегревов, механических перенапряжений, применение полной или частичной герметизации и т. п. Эксплуатационные мероприятия сводятся к соблюдению условий эксплуатации и хранения, а также к своевременному техническому обслуживанию. В заключение необходимо отметить, что целесообразно стремиться к обеспечению не максимальной, а оптимальной надежности, при которой затраты на производство и эксплуатацию получаются минимальными, а заданный уровень надежности обеспечивается в течение требуемого времени эксплуатации.

Г Л А В А В Т О Р А Я

РЕЗИСТОРЫ

2-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА РЕЗИСТОРОВ

Резисторы, применяемые в РЭА, можно разделить на резисторы постоянного сопротивления и резисторы переменного сопротивления¹.

Резисторы постоянного сопротивления применяются в качестве нагрузок усилительных каскадов, в фильтрах цепей питания и делителей напряжения, добавочных сопротивлений и шунтов измерительных цепей и т. п. В сложных приборах количество таких резисторов может достигать нескольких тысяч. Поэтому основные типы резисторов стандартизованы и являются изделиями массового производства.

Резисторы переменного сопротивления применяются в качестве плавных регуляторов усиления, для точной и плавной установки различных напряжений и т. п. Многие типы резисторов переменного сопротивления стандартизованы и также являются изделиями массового производства.

¹ В некоторых случаях используют термины «постоянные резисторы» и «переменные резисторы», что противоречит смыслу (предмет не может быть постоянным или переменным, а этим свойством обладают его параметры) и аналогичным общепринятым терминам «конденсаторы постоянной емкости» и «конденсаторы переменной емкости».

Особую группу резисторов переменного сопротивления составляют так называемые потенциометры [2-3., 2-16], отличающиеся высокой точностью. Они применяются в следящих системах, в вычислительных и измерительных устройствах и т. п.

Некоторое применение находят так называемые подстроечные резисторы, предназначенные для точной установки значения сопротивления при разовой или периодической регулировке прибора.

Резисторы с нелинейной вольт-амперной характеристикой называют нелинейными. Их применяют в различных устройствах автоматики, измерительных цепях для автоматического регулирования и стабилизации токов и напряжений и пр. К ним относятся варисторы, сопротивление которых зависит от приложенного напряжения, терморезисторы, сопротивление которых зависит от температуры, и фоторезисторы, сопротивление которых зависит от освещенности.

В зависимости от типа резистивного элемента резисторы можно разделить на непроволочные и проволочные.

В непроволочных резисторах резистивный элемент выполняется из полупроводящих композиций, из какого-либо полупроводника или тонкой пленки, из полупроводящих микрокомпозиций. В проволочных резисторах резистивный элемент выполнен из проволоки, изготовленной из сплава с высоким удельным электрическим сопротивлением.

Непроволочные резисторы отличаются малыми размерами и массой, низкой стоимостью, возможностью их применения на весьма высоких (до 10 ГГц) частотах. Однако они недостаточно стабильны, так как их сопротивление зависит от температуры, влажности, приложенной нагрузки, продолжительности работы, времени пребывания в нерабочем состоянии и т. п. И все-таки положительные свойства непроволочных резисторов настолько значительны, что именно они получили наиболее широкое применение. Разнообразие требований, предъявляемых к таким резисторам, и их непрерывное совершенствование привело к созданию большого числа типов.

Проволочные резисторы отличаются более высокой стабильностью. Они допускают работу при более высоких температурах, выдерживают значительные перегрузки, но сложнее в производстве, стоимость их выше и они мало пригодны для использования на частотах выше 1—2 МГц.

В основном их применяют в цепях постоянного тока или тока низких частот, там, где требуются высокие точности и стабильность работы, а также способность выдерживать значительные перегрузки.

Свойства резисторов характеризуются следующими основными параметрами: номинальным сопротивлением, допускаемым отклонением фактической величины от номинальной, номинальной мощностью, электрической прочностью, зависимостью сопротивления от частоты: стабильностью сопротивления при воздействии электрической нагрузки, температуры, влажности и других климатических факторов, а также при длительной работе и хранении; уровнем создаваемых шумов, параметрами надежности, размерами, массой и стоимостью. Перечисленные параметры дают представление об эксплуатационных свойствах резисторов и позволяют правильно их использовать.

Рассмотрим эти параметры более подробно.

Номинальное сопротивление. В РЭА применяются резисторы сопротивлением от нескольких ом до нескольких мегаом. В измерительных устройствах очень слабых токов, дозиметрах и других приборах применяют резисторы сопротивлением еще большей величины, до 1 ГОм¹.

Номинальное сопротивление типовых резисторов установлено соответствующими стандартами: для резисторов постоянного сопротивления — ГОСТ 2825-67, а резисторов переменного сопротивления — ГОСТ 10318-74 (см. табл. П-4).

Численные значения номинальных сопротивлений определяются рядами предпочтительных чисел: для резисторов постоянного сопротивления с допускаемым отклонением ± 20 , ± 10 и $\pm 5\%$ — рядами E6, E12 и E24 соответственно и для допускаемых отклонений менее $\pm 5\%$ — E48, E96 и E192. Шкала номинальных значений резисторов переменного сопротивления определяется рядом E6. Кратные и дольные значения сопротивлений получаются путем умножения или деления чисел этого ряда на 10. ГОСТ 2825-67 распространяется на непроволочные резисторы с номинальным сопротивлением от 1 Ом до 1 ГОм и проволочные — от 0,1 Ом до 10 МОм.

Классы точности. Допускаемое отклонение фактического сопротивления резистора от номинального опреде-

¹ Тераом: 1 ТОм = 10³ ГОм = 10⁶ МОм = 10⁹ КОм = 10¹² Ом

ляется допуском (классом точности). Пределы допусков определены ГОСТ 9964-71.

Наиболее употребительны резисторы с допускаемым отклонением ± 5 , ± 10 , $\pm 20\%$. Прецизионные резисторы для измерительных цепей могут иметь допуски от $\pm 0,01$ до $\pm 2,0\%$.

Номинальная мощность рассеяния. Электрическая мощность при непрерывной нагрузке, вызывающая определенный перегрев (например, на 40°C) резистора над нормальной температурой окружающей среды, при которой параметры резистора сохраняются в установленных пределах, называют номинальной мощностью P_n . При нагрузке резистора большей мощностью происходит недопустимое изменение его параметров, уменьшение срока службы и даже разрушение резистивного элемента, при меньших нагрузках — повышение надежности и увеличение срока службы. Шкала номинальных мощностей резисторов определяется ГОСТ 9963-71. Наиболее употребительные резисторы постоянного сопротивления имеют номинальную мощность 0,125; 0,25; 0,5; 1,0; 5,0 и 10 Вт, а резисторы переменного сопротивления — 0,5; 1,0 и 2,0 Вт.

Номинальная мощность зависит от размеров резистора и условий его охлаждения.

Известно, что охлаждение резистора происходит за счет конвекции, излучения и теплопроводности. Для резисторов средних размеров основное охлаждение обусловлено конвекцией и излучением; для малогабаритных резисторов основное значение имеет передача тепла за счет теплопроводности контактных выводов. Температура тела резистора определяется температурой окружающей среды и температурой перегрева над окружающей средой. Температура окружающей среды определяется условиями эксплуатации, а температура перегрева может быть определена из уравнения

$$\Delta T = \frac{1}{\alpha} \frac{P}{S} = \frac{P_0}{\alpha}, \quad (2-1)$$

где P — мощность, выделяющаяся на резисторе, Вт; S — поверхность теплоотдачи резистора (наружная поверхность резистора, соприкасающаяся с окружающей средой), см^2 ; ΔT — температура перегрева над окружающей средой, $^\circ\text{C}$; α — коэффициент теплоотдачи, учитывающий перенос тепла за счет конвекции и излучения, $\text{Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C})$. Его значение зависит от вида и состояния наружной поверхности резистора, ее размеров и состояния окружающей среды.

При нормальном атмосферном давлении его величина примерно равна $(1,5 \div 2,0) \cdot 10^{-3} \text{ Вт}/(\text{см}^2 \cdot ^\circ\text{C})$, при понижении давления до $13,33 \cdot 10^2 \text{ Па}$ (10 мм рт. ст.) его значение падает в 1,5 — 2,0 раза.

Отношение

$$P_0 = \frac{P}{S} \quad (2-2)$$

определяет мощность, рассеиваемую единицей поверхности резистора, поэтому его называют удельной мощностью рассеяния ($\text{Вт}/\text{см}^2$). Обратную величину

$$S_0 = \frac{S}{P} \quad (2-3)$$

называют удельной поверхностью охлаждения. Введение этих величин удобно для оценки относительной нагрузки резисторов, так как определяют температуру их перегрева. Так, например, установлено, что удельной мощности порядка 0,1 — 0,15 $\text{Вт}/\text{см}^2$ соответствует температура перегрева порядка 40 — 50°C .

Для каждого типа резисторов установлена максимальная температура окружающей среды, при которой его можно нагружать номинальной мощностью, не вызывая недопустимого изменения параметров. Для непроволочных резисторов эта температура примерно равна 100 — 120°C , для проволочных она выше. При более высоких температурах нагрузка на резистор должна быть уменьшена. Можно считать, что для непроволочных резисторов допустимая мощность уменьшается примерно на 1,5% на каждый градус повышения температуры среды. При принудительном охлаждении нагрузка может быть увеличена в несколько раз. Зависимость допускаемой мощности (в процентах от номинальной) от температуры окружающей среды без принудительного охлаждения — кривая нагрузки — изображена на рис. 2-1. Характерной является точка начала спада допускаемой мощности, которая определяет теплостойкость резистора. При импульсной нагрузке средняя мощность должна быть ниже в несколько раз в зависимости от свойств токопроводящего слоя. При понижении атмосферного давления нагрузка на резистор также должна быть уменьшена. Весьма приближенно можно считать, что мощность должна быть уменьшена на 1% на каждые $13,33 \cdot 10^2 \text{ Па}$ (10 мм рт. ст.) понижения атмосферного давления. Кривые допускаемых нагрузок приводятся в справочниках.

Электрическая прочность. Каждый тип резистора характеризуют наибольшим напряжением, которое при нормальных окружающих условиях может быть приложено к выводам резистора в течение гарантированного срока службы, без нарушения его работоспособности. Такое напряжение называют предельным рабочим напряжением $U_{пр}$. Его величина зависит от размеров и конструкций резистора, свойств резистивного элемента, требований к надежности и номинальной мощности. Чем больше номинальная мощность, тем может быть выше предельное напряжение. На практике наиболее употребительны следующие значения предельных рабочих напряжений: 150, 200, 250, 350, 500, 750, 1000 В и более.

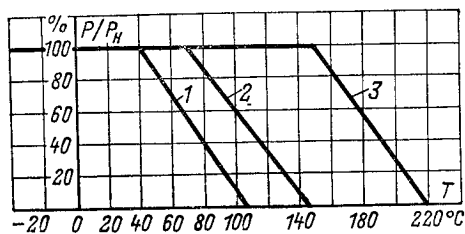


Рис. 2-1. Зависимость допустимой нагрузки резисторов от температуры окружающей среды.

1 — для ВС; 2 — для МЛТ; 3 — для МТ.

Допускаемое напряжение зависит от условий эксплуатации, состояния окружающей среды, требований к надежности и т. п. Оно обычно ниже предельного рабочего.

Для высокоомных резисторов максимальное напряжение определяется опасностью пробоя или перекрытия по поверхности резистивного элемента. Оно обычно больше предельного напряжения, установленного для резисторов данного типа. Использование резисторов при таких напряжениях не допускается.

Для низкоомных резисторов максимальное напряжение определяется тепловым нагревом, т. е. допустимой мощностью $P_{доп}$. Его величина определяется из соотношения

$$U_{\max} = \sqrt{P_{\text{доп}} R}.$$

Это напряжение является допустимым, так как оно меньше предельного, установленного для резисторов дан-

ного типа. При большом напряжении выделяющаяся мощность превысит допустимую и резистор может выйти из строя.

Значение номинального сопротивления резистора данного типа, при котором максимальное напряжение (по мощности) совпадает с предельным рабочим, называют предельно нагруженным номиналом $R_{н.пр}$. Для непроволочных резисторов постоянного сопротивления оно составляет сотни тысяч ом.

Для резисторов, сопротивление которых меньше $R_{н.пр}$, допустимое напряжение определяется номинальной мощностью; для резисторов, сопротивление которых больше $R_{н.пр}$, допустимое напряжение не должно быть выше $U_{пр}$.

Электрическую прочность некоторых типов резисторов дополнительно характеризуют испытательным напряжением, а также пробивным напряжением между замкнутыми выводами и корпусом. Обычно $U_{исп} = (1,5 \div 2,0) U_{пр}$.

Электрическая прочность зависит от атмосферного давления. При понижении атмосферного давления электрическая прочность падает. Приблизительно можно считать, что допустимое напряжение меняется обратно пропорционально квадратному корню из величины давления. Для высокоомных непроволочных резисторов напряжение перекрытия по поверхности $U_{пер}$ определяется произведением давления воздуха p на расстояние между контактными колпачками l (закон Пашена). При $pl > 1$ имеем:

$$U_{\text{пер}} \leq 300 \sqrt{pl},$$

где $U_{\text{пер}}$ — напряжение перекрытия, В; p — давление, мм рт. ст.; l — расстояние между выводами, см.

Современные резисторы допускают нормальную работу при понижении атмосферного давления до 666,6 Па (5 мм рт. ст.), что примерно соответствует высоте 30 км.

Сопротивление резистора переменному току. Зависимость полного сопротивления резистора от частоты в основном вызывается наличием емкости и индуктивности, распределенных по длине резистивного элемента, поверхностным эффектом и диэлектрическими потерями в каркасе и покрытиях. Поэтому полное сопротивление резистора переменному току, особенно току высокой частоты, имеет комплексный характер и изменяется с частотой. Изменяются с частотой и его активная и реактивная составляющие, а также создаваемые ими фазовые сдвиги. Эти явления препятствуют использованию резисторов в фазочувствительных схемах,

цепях высокой частоты и т. п.; поэтому к «безреактивности» резисторов предъявляются определенные требования. Обычно ограничивают частотные погрешности полного сопротивления и активной составляющей.

Проволочные резисторы отличаются большими значениями распределенных (собственных) емкости и индуктивности, поэтому их реактивность проявляется уже на частотах в несколько килогерц. Величина собственных емкости и индуктивности зависит от способа намотки, числа витков, формы и конструкции обмотки и т. п. Способы их уменьшения будут рассмотрены ниже. Там же будут рассмотрены способы ослабления влияния поверхностного эффекта и эффекта близости. Непроволочные резисторы имеют существенно меньшие значения распределенных параметров индуктивности и емкости. Поэтому они могут использоваться на значительно более высоких частотах — сотни и тысячи мегагерц.

Полная индуктивность непроволочного резистора складывается из индуктивности резистивного элемента и индуктивности выводов. Индуктивность резистивного элемента зависит от его формы и размеров; она тем больше, чем длиннее резистор и меньше его диаметр. Для резистора цилиндрической формы со сплошным резистивным слоем при $l \geq (3 + 5)D$ распределенная индуктивность примерно равна 3 нГ на 1 см длины резистора. Спиральная нарезка резистивного элемента увеличивает индуктивность в десятки и сотни раз пропорционально квадрату числа витков спирали. Индуктивность выводов будет тем меньше, чем они короче и толще. Поэтому высокочастотные резисторы, к которым предъявляются требования особенно малых значений собственной индуктивности, не имеют обычных проволочных выводов, а снабжаются плоскими контактными наконечниками, которые непосредственно впаиваются в соответствующие участки схемы.

Распределенная емкость зависит от формы и размеров резистора, а также от диэлектрической проницаемости каркаса и защитного покрытия. Чем длиннее резистор и меньше его диаметр, чем ниже диэлектрическая проницаемость каркаса и покрытия, тем распределенная емкость будет меньше. Ориентировочно можно считать, что для типовых резисторов она равна 0,05 — 0,15 пФ на 1 см длины резистора.

Полная емкость резистора складывается из распределенной емкости, емкости между выводами и емкости отно-

сительно «земли». Емкость между выводами обычно не учитывается, так как включается в емкость монтажа, емкость на землю при достаточном удалении ($\geq 3D$) резистора от металлических масс — не более 0,08 пФ на 1 см длины резистора.

Полная эквивалентная схема замещения непроволочного резистора достаточно сложна для анализа. Но если учесть, что резонансная частота, определяемая распределенными параметрами, много выше частоты приложенного напряжения, то распределенные параметры можно

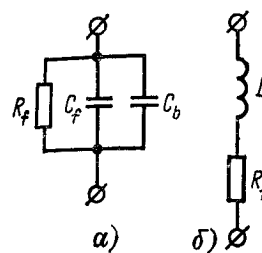


Рис. 2-2. Схемы замещения резисторов.
а — высокоомных; б — низкоомных.

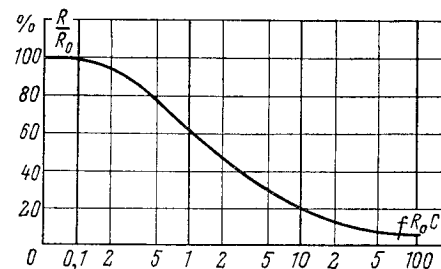


Рис. 2-3. Зависимость активного сопротивления непроволочных резисторов от частоты.

заменить сосредоточенными. Тогда частотные свойства резистора можно определить, исследуя более простые схемы.

Установлено, что при $R > \sqrt{\frac{L'}{C'}}$ (где L' и C' — распределенные индуктивность и емкость) преобладающее влияние имеет емкость. Резисторы, удовлетворяющие этому неравенству, условно называют высокочастотными. У резисторов со сплошным резистивным элементом эти условия получают при сопротивлениях около 300 Ом и выше, а у резисторов с нарезным резистивным слоем — 3000 Ом и выше. Схема замещения таких резисторов показана на рис. 2-2, а.

Элементы схемы замещения C_f и R_f являются частотно-зависимыми. При $fCR_0 \leq 0,1$ (где C — полная емкость резистора, пФ, а R_0 — его сопротивление постоянному току, МОм, частота — МГц) эта зависимость выражена слабо, а поэтому может не учитываться. В этом случае

$R_f = R_0$, т. е. активное сопротивление резистора практически (с точностью до 1%) равно сопротивлению постоянному току. На более высоких частотах, когда $fCR_0 > 0,1$, его сопротивление падает и до значения $fCR_0 \leq 0,5$ может быть определено по формуле

$$R_f = R_0 [1 - 0,9 (fCR_0)^2],$$

а при бóльших значениях fCR_0 — по графику рис. 2-3.

Граничной или предельной называют частоту, при которой происходит определенное уменьшение активного сопротивления. Полагая, что это уменьшение равно 1%, получаем:

$$f_{гр} = \frac{0,1}{R_0 C}. \quad (2-4)$$

На частотах выше 1 МГц дополнительное уменьшение активной составляющей вызывается диэлектрическими потерями в каркасе (основании) и защитном покрытии. Поэтому каркасы высокочастотных резисторов делают из специальной керамики и не применяют защитные покрытия.

В резисторах, у которых

$$R < \sqrt{\frac{L'}{C'}}, \quad (2-5)$$

преобладающее влияние имеет индуктивность (рис. 2-2, б); их условно можно назвать **н и з к о о н н ы м и**. Сопротивление таких резисторов обычно ниже 300 Ом; его полное сопротивление возрастает с частотой до возникновения шунтирующего влияния емкости.

Можно показать, что при $fL/R_0 \leq 10$ ($L = iL'$) величина активной составляющей также мало зависит от частоты и равна R_0 . На более высоких частотах активная составляющая возрастает. Наивысшая частота, ниже которой активная составляющая практически (с точностью до 0,5%) равна R_0 , определяется соотношением

$$f_{\max} = 3,5 \frac{R_0}{L}. \quad (2-6)$$

В приведенных выражениях R_0 — сопротивление, Ом; l — длина, см; L — индуктивность, нГ; f — частота, МГц. Принято, что $L' = 3$ нГ.

Частотная зависимость полного сопротивления определяется рядом трудно учитываемых факторов, поэтому обычно определяется экспериментально для каждого типа

резистора. На рис. 2-4 приведены возможные зависимости сопротивления резистора от частоты.

Стабильность. Сопротивление резистора может изменяться под влиянием температуры, влажности, старения, под воздействием приложенного напряжения и других факторов. Эти изменения оцениваются относительным изменением сопротивления при помощи соответствующих коэффициентов. Рассмотрим воздействие различных факторов на сопротивление резистора.

Температура. Под влиянием температуры могут возникать как обратимые, так и необратимые изменения

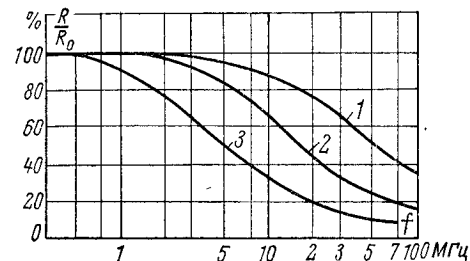


Рис. 2-4. Зависимость полного сопротивления непроволочных резисторов от частоты.

1 — тип ВС; 2 — тип МЛТ; 3 — объемные.

сопротивления резистора. Обратимые изменения характеризуются температурным коэффициентом сопротивления (ТКС) α_R , величина которого определяется свойствами материала резистивного элемента. При известном ТКС сопротивление резистора при любой температуре будет равно:

$$R_T = R_0 [1 + \alpha_R (T_2 - T_1)]. \quad (2-7)$$

Температурный коэффициент сопротивления проволочных резисторов может иметь весьма малое значение, практически независимое от температуры. Для непроволочных резисторов ТКС обычно больше и его величина зависит от температуры. Поэтому влияние температуры на непроволочные резисторы оценивают относительным изменением сопротивления в определенном, но достаточно широком диапазоне температур:

$$\alpha_{Rcp} = \frac{R_T - R_0}{R_0 (T_2 - T_1)}.$$

Значения $\alpha_{R_{20}}$ определяют для областей температур выше и ниже 20°C и обычно выражают в процентах на 1°C .

В приведенных выражениях R_0 и R_T — сопротивления резистора при температурах T_1 и T_2 соответственно.

ТКС современных непроволочных резисторов лежит обычно в пределах $\pm(2 \div 20)10^{-4} 1/^\circ\text{C}$, а проволочных — от 0 до $\pm 2 \cdot 10^{-4} 1/^\circ\text{C}$.

Необратимые температурные изменения сопротивления резистора возникают после длительного воздействия повышенных температур или после нескольких температурных циклов. Эти изменения вызваны структурными изменениями резистивного элемента и наблюдаются лишь у непроволочных резисторов.

Большинство типов современных непроволочных резисторов допускает работу при температурах от -60 до $+100 \div 150^\circ\text{C}$ и выше. Проволочные резисторы могут работать при более высоких температурах.

Влажность. При воздействии на резистор воды или влажного воздуха усиливаются окислительные и электрохимические процессы, которые сопровождаются необратимыми изменениями его сопротивления.

Коэффициент влагостойкости проволочных резисторов очень мал и практически не учитывается; коэффициент влагостойкости непроволочных резисторов достигает нескольких процентов, причем у высокоомных резисторов он значительно больше, чем у низкоомных.

Для защиты резисторов от воздействия влаги применяют покрытие их лаками, эмалью, опрессовку пластмассами и герметизацию. Благодаря этим мерам современные резисторы допускают нормальную работу при относительной влажности до $90-98\%$.

Старение. С течением времени происходит изменение сопротивления резистора, которое вызывается структурными изменениями резистивного элемента за счет кристаллизации, окисления и различных электрохимических процессов, а также за счет изменения свойств переходных контактов.

Эти явления, называемые старением, особенно проявляются в непроволочных резисторах; под их воздействием сопротивление может измениться на несколько процентов. В проволочных резисторах явления старения не имеют практического значения.

Процессы старения ускоряются в условиях повышенных температур, влажности и при электрической нагрузке.

Их действие оценивается рядом коэффициентов, представляющих собой относительное изменение сопротивления резистора по сравнению с первоначальным при различных условиях проявления старения.

В технических данных указывается относительное изменение сопротивления резистора к концу срока хранения — коэффициент сохранности; после определенного теплового воздействия — коэффициент теплостойкости; после совместного воздействия повышенной температуры и электрической нагрузки — коэффициент старения и т. д.

Электрическая нагрузка. При электрической нагрузке возникают как обратимые, так и необратимые изменения сопротивления резистора.

В непроволочных резисторах из-за зернистой структуры резистивного элемента возникает неравномерный нагрев мест соприкосновения отдельных микроскопических частиц, под влиянием которого меняется величина переходного сопротивления между ними. При малых нагрузках эти изменения носят обратимый характер, при больших нагрузках происходит спекание частиц и изменения становятся необратимыми. В проволочных резисторах эти явления не наблюдаются.

Обратимые изменения сопротивления резистора под влиянием нагрузки оценивают коэффициентом нагрузки, т. е. относительным изменением сопротивления, происходящим при изменении достаточно длительно действующей (несколько минут) нагрузки в определенных пределах, например от $0,1P_{\text{ном}}$ до $P_{\text{ном}}$.

В непроволочных резисторах коэффициент нагрузки отрицателен; его величина может достигать нескольких процентов.

Некоторые полупроводящие композиции изменяют свое сопротивление под воздействием приложенного напряжения. Возникающие при этом обратимые изменения оценивают коэффициентом напряжения, т. е. относительным изменением сопротивления, происходящим при изменении напряжения в определенных пределах, например от $0,1U_{\text{пр}}$ до $U_{\text{пр}}$.

Коэффициент напряжения характеризует в целом качество резистора, чистоту и однородность исходных материалов, выполнение отдельных элементов конструкции. Его величина обычно не превышает нескольких процентов.

Собственные шумы. На концах любого резистора всегда существует переменное напряжение, характеризующееся непрерывным широким спектром и примерно одинаковой интенсивностью всех составляющих.

В проволочных резисторах появление шумового напряжения обусловлено тепловым движением свободных электронов. Действующее значение напряжения тепловых шумов определяется известной формулой Найквиста

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kTR \Delta f,$$

где k — постоянная Больцмана, равная $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T — абсолютная температура, К; R — сопротивление, Ом; Δf — полоса частот, в пределах которой определяется шумовое напряжение, Гц; $U_{\text{ш}}$ — шумовое напряжение, В.

Если сопротивление резистора комплексно, то в формуле Найквиста под R следует понимать активную составляющую полного сопротивления.

Для практических расчетов напряжения тепловых шумов, возникающих в резисторе при комнатной температуре ($T = 290$ К или 17°C), удобно пользоваться следующим соотношением:

$$U_{\text{ш}} \approx \frac{1}{8} \sqrt{R \Delta f},$$

где $U_{\text{ш}}$ выражается в милливольт; R — в килоомах; Δf — в килогерцах.

Следует отметить, что тепловые шумы резисторов, особенно высокоомных, могут быть выше шумов усилительных приборов и существенно влиять на чувствительность РЭА.

В непроволочных резисторах кроме тепловых еще возникает так называемые токовые шумы, обусловленные мелкозернистой структурой резистивного элемента. При прохождении электрического тока по такому элементу происходят местные нагревы, сопровождающиеся разрушением контактов между одними частицами и спеканием других, а также возникают электрохимические процессы, механические вибрации частиц и т. п. Это вызывает непрерывное хаотическое изменение пути электрического тока, т. е. флуктуацию сопротивления, в результате чего на проходящий постоянный ток накладывается переменная шумовая составляющая. Шумовое напряжение, создаваемое этим током на концах резистора, оказывается зна-

чительно больше теплового и имеет непрерывный спектр, наиболее интенсивные составляющие которого лежат в области низких частот.

Напряжение токовых шумов зависит от материала композиции и конструкции резистивного элемента. Установлено, что чем дисперснее структура проводящего компонента и больше его сопротивление и чем длиннее резистивный элемент, тем шумы меньше.

Шумовое напряжение пропорционально приложенному постоянному напряжению и квадратному корню из полосы пропускания. Действующее значение этого напряжения, измеренное в пределах определенной полосы частот и отнесенное к величине приложенного постоянного напряжения E_0 , называют уровнем собственных (электродвижущей силой) шумов $E_{\text{ш}}$. Ее выражают обычно в милливольт на вольт. Полное напряжение токовых шумов определяется следующим образом:

$$U_{\text{ш}} = E_{\text{ш}} E_0.$$

Уровень собственных шумов обычно указывают для полосы частот от 50 Гц до 5 кГц при нагрузке низкоомных резисторов номинальной мощностью, а высокоомных — предельным рабочим напряжением.

Типовые непроволочные резисторы по величине э. д. с. шумов делятся на две группы: группа А с $E_{\text{ш}} \leq 1$ мкВ/В и группа Б с $E_{\text{ш}} \leq 5$ мкВ/В; специальные типы резисторов имеют э. д. с. шумов меньше 1 мкВ/В.

Уровень шумов зависит также от качества контакта между резистивным элементом и выводами, а в резисторах переменного сопротивления — от качества скользящего контакта (шумы вращения).

Надежность. Почти четверть всех отказов РЭА происходит из-за отказов резисторов. Это объясняется тем, что резисторы составляют около половины общего числа элементов схем РЭА.

Экспериментально установлено, что более 50% отказов резисторов происходит из-за нарушения контактного соединения выводов с резистивным элементом и его обрыва; до 40% — из-за перегорания резистивного элемента и до 10% — из-за недопустимых изменений сопротивления. Отказы резисторов вызываются как недостатками конструкции и технологии производства, так и неправильной эксплуатацией — электрическими перегрузками, перегревом за счет окружающей среды, плотного монтажа и т. п.

При нормальных условиях эксплуатации и номинальных нагрузках интенсивность отказов различных резисторов на 1 ч работы может быть охарактеризована следующими средними данными:

	$\times 10^{-6}$
Резисторы постоянного сопротивления непроволочные типов	
ВС, УЛИ	1,7
То же типа МЛТ	2,0
То же типа УЛМ	3,5
Резисторы постоянного сопротивления проволочные типа ПЭВ	5,3
То же типа ПТМ	8,0
То же типа ПТ	5,5
Резисторы переменного сопротивления непроволочные типа СПО	18
Резисторы переменного сопротивления проволочные	

Интенсивность отказов выше у высокоомных резисторов и у резисторов с большей номинальной мощностью.

Интенсивность отказов увеличивается при повышенных электрических нагрузках и температурах. Поэтому типоразмеры резисторов выбираются так, чтобы при наиболее тяжелых условиях эксплуатации их температура не превышала предельно допустимых значений, которые определяются наступлением необратимых изменений сопротивления.

Для повышения надежности и удлинения периода нормальной работы резисторы обычно используют в облегченных (по мощности и напряжению) режимах в условиях хорошего теплоотвода.

При работе в нормальных условиях коэффициент нагрузки для резисторов с допуском $\pm 5\%$ и больше выбирают порядка 0,5; для резисторов с допуском отклонением меньше $\pm 5\%$ — порядка 0,2.

Зависимость относительной интенсивности отказов $a = \lambda(t)/\lambda(t)_N$ от нагрузки и температуры представлена на рис. 2-5.

Охлаждение резисторов в РЭА обеспечивается их расположением и способом монтажа. Рекомендуется мощные резисторы располагать вертикально. При групповом монтаже зазоры между отдельными резисторами должны быть не менее величины их диаметра, а нагрузка снижена до 30% допустимой; не рекомендуется совместный монтаж мощных и маломощных резисторов.

Наибольшей надежностью обладают непроволочные объемные резисторы постоянного сопротивления, особенно при работе в тяжелых климатических условиях. Высокой надежностью обладают также резисторы поверхностного типа ВС и МЛТ. Несколько меньшей надежностью облада-

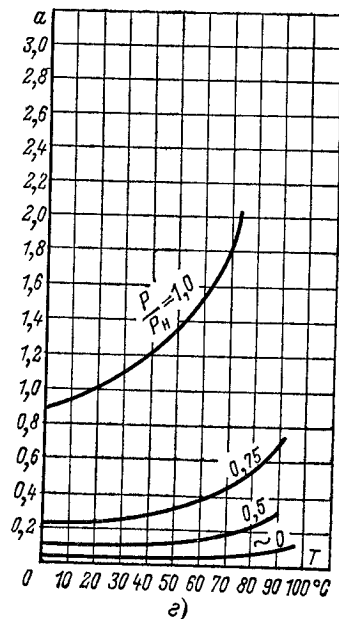
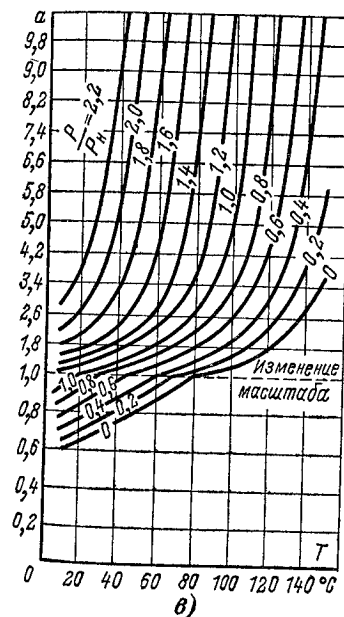
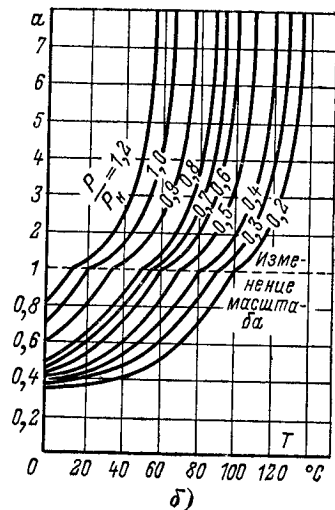
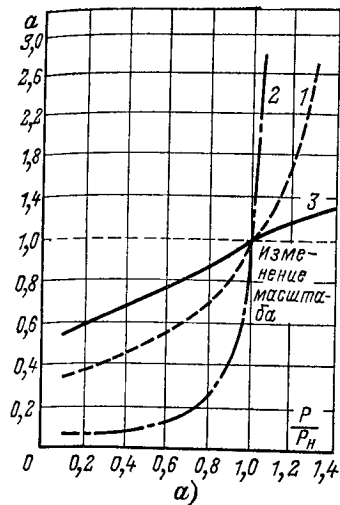


Рис. 2-5. Графики зависимости относительной интенсивности отказов резисторов от режима и внешних условий.

a — от мощности рассеяния при температуре окружающей среды $+90^\circ\text{C}$ 1 — углеродистые резисторы, 2 — металлопленочные, 3 — проволочные; *b* — от окружающей температуры и нагрузки для металлопленочных резисторов; *c* — то же для объемных; *d* — то же для проволочных.

дают высокоомные резисторы, поэтому желателен применение резисторов сопротивлением не более 0,5—1 МОм. Проволочные резисторы отличаются невысокой надежностью; она тем ниже, чем тоньше провод.

Обозначение и маркировка. Кодированное обозначение типовых резисторов установлено ГОСТ 13453-68. Оно состоит из букв и цифр. Первые буквы обозначают: С — резисторы постоянного сопротивления; СП — резисторы переменного сопротивления. Число после букв обозначает тип резистора и резистивного элемента: 1 — тонкослойные углеродистые; 2 — тонкослойные металлодиэлектрические и металлоокисные; 3 — пленочные композиционные; 4 — композиционные объемные; 5 — проволочные; 6 — тонкослойные металлизированные. Следующее затем число (после тире) указывает номер разработки.

Кодированное обозначение электрических данных типовых малогабаритных резисторов установлено ГОСТ 11076-69. При этом единицы ом обозначают буквой Е, килоомы — К и мегаомы — М. Номинальные сопротивления до 100 Ом выражают в омах, от 100 до 1000 Ом — в сотых долях килоома; от 1000 до 100 000 Ом — в килоомах, от 10^5 до 10^6 Ом — в сотых долях мегаома и от 10^6 до 10^8 Ом — в мегаомах. Если номинальное сопротивление выражается целым числом, то буквенное обозначение ставится после числа (47Е — 47 Ом, 47К — 47 кОм и т. д.); если сопротивление выражается десятичной дробью меньше единицы, то буква ставится перед числом (Е47 — 0,47 Ом, К47 — 0,47 кОм и т. д.). Если номинальное сопротивление выражается целым числом с десятичной дробью, то буква ставится вместо запятой (4Е7 — 4,7 Ом, 4К7 — 4,7 кОм и т. п.). При обозначении сопротивления, выражаемого одной цифрой, вводится нуль (Е10 — 0,1 Ом, К10 — 0,1 кОм, 1К0 — 1 кОм; М10 — 0,1 МОм и т. д.). В некоторых случаях электрические параметры указываются при помощи цветного кода. Маркировка резисторов больших и средних размеров производится непосредственно на корпусе.

2-2. НЕПРОВОЛОЧНЫЕ РЕЗИСТОРЫ ПОСТОЯННОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Классификация [2-11; 2-14; 2-25]. Непроволочные резисторы можно разделить на ряд групп в зависимости от способа выполнения резистивного элемента и назначения.

В зависимости от выполнения резистивного элемента непроволочные резисторы разделяют на пленочные и объемные.

В пленочных резисторах резистивный элемент выполнен в виде тонкой полупроводящей пленки или слоя, нанесенных на изоляционное основание, снабженное соответствующими контактами. Конструкция основания и контактов определяется назначением резистора. Такие резисторы характеризуются высокими электрическими и эксплуатационными характеристиками, они дешевы и отличаются

простотой производства, а поэтому получили очень широкое распространение. Их свойства определяются составом резистивного слоя.

Резистивный слой может быть выполнен в виде тонкой (0,1—10 мкм) пленки из однородного вещества или микрокомпозиции, например из углерода, металлов и их сплавов и из окислов и соединений металлов, а также в виде более толстой пленки (до 50 мкм) из композиции, состоящей из размельченной смеси проводящего вещества и изоляционной связки. Соответственно этому пленочные резисторы разделяют на тонкослойные (тонкопленочные) и пленочные композиционные.

В зависимости от состава резистивного слоя тонкослойные резисторы разделяют на углеродистые, металлопленочные (металлизированные), металлодиэлектрические, металлоокисные и полупроводниковые.

В углеродистых резисторах резистивный слой выполнен из углерода, нанесенного путем пиролиза (т. е. разложения при высокой температуре без доступа кислорода) газообразных углеводородов на керамическое или стеклянное основание. Толщина слоя углерода определяет свойства резистора; чем тоньше слой, тем больше сопротивление, но тем ниже его стабильность. Сопротивление квадрата поверхности углеродистого слоя обычно не превышает 10—20 кОм, поэтому для получения больших сопротивлений на поверхности науглероженного основания делается спиральная нарезка; увеличивающая длину резистивного слоя.

Углеродистые резисторы обладают рядом ценных свойств, обеспечивших им широкое применение. Они достаточно просты в производстве, имеют относительно небольшой отрицательный ТКС, малую зависимость сопротивления от приложенного напряжения, низкий уровень токовых шумов, удовлетворительную стабильность во времени, стойки к радиационным воздействиям и мало чувствительны к перегрузкам и импульсным нагрузкам. Так, например, прикладываемая импульсная мощность (при $\tau \leq 0,5$ мкс) может быть в 1000 раз больше номинальной, а средняя мощность — достигать 50% номинальной.

Повышение стабильности углеродистых резисторов достигается применением более толстых слоев специальных покрытий, снижением удельных нагрузок и рабочих напряжений, а также при помощи проведения специальных электрических и тепловых тренировок и искусственного

старения. Значительно повышает стабильность введение в углеродистые слои специальных присадок, например бора. Указанные меры позволяют получать высокостабильные и прецизионные резисторы, пригодные для точной измерительной аппаратуры.

В металлопленочных резисторах резистивный слой выполнен в виде пленки из различных металлов или сплавов высокого удельного электросопротивления. Нанесение пленки на изоляционное основание производится методом вакуумного испарения или катодного распыления. Величина сопротивления определяется составом сплава и технологией его нанесения. Наиболее употребительны пленки из вольфрама, хрома, титана, тантала и сплавов различных металлов с хромом и кремнием.

По основным электрическим характеристикам металлопленочные резисторы несколько превосходят углеродистые, так как они более стабильны, теплостойки и влагостойки и имеют меньшие размеры. Их недостатком являются пониженная устойчивость к импульсным нагрузкам, вызываемая неоднородностью токопроводящей пленки. Поэтому средняя мощность при импульсной нагрузке не должна быть выше 10% номинальной.

В металлодиэлектрических резисторах резистивный слой выполняется из сложных микрокомпозиций, состоящих как из проводящих, так и диэлектрических компонентов. В качестве проводящих компонентов используют палладий, родий, двуокись олова, окись кадмия и др.; в качестве диэлектрических компонентов — стекло, керамику и полимерные материалы. В зависимости от состава диэлектрического компонента такие резисторы называют металлостеклянными, лакопленочными, металлоглазурными и т. п.

Микрокомпозиции стекла с металлами имеют структуру близкую к керамической; резисторы с резистивным элементом из таких композиций называют керметными.

Металлодиэлектрические резисторы по основным свойствам аналогичны металлопленочным, но отличаются повышенной стабильностью и работоспособностью при высоких (200—300°C) температурах.

В металлоокисных резисторах резистивный слой образуется пленками жаропрочных окислов металлов, получаемых в результате пиролиза хлористых соединений. Наиболее часто применяют соединения олова (станнатные

пленки); их используют для получения низкоомных резисторов общего применения. Такие резисторы отличаются малыми размерами, повышенной стабильностью, теплоустойчивостью и электрической прочностью, стойкостью по отношению к химическим воздействиям и малым уровнем токовых шумов. Некоторым их недостатком является пониженная стойкость к электролитическим процессам, которые возникают в резистивных слоях при наличии постоянных напряжений.

В полупроводниковых резисторах резистивный слой выполнен из полупроводника (германия или кремния) с проводимостью *n*-или *p*-типа. Такие резисторы характеризуются высокой стабильностью, малым уровнем токовых шумов, способностью выдерживать большие кратковременные перегрузки и удобством их изготовления методами интегральной технологии. Основное применение они находят пока в интегральных схемах и модульных конструкциях.

Общим недостатком тонкослойных резисторов является то, что недостаточная однородность и стабильность физических свойств очень тонких (менее 1 мкм) пленок не позволяет использовать их для изготовления высокоомных резисторов. Поэтому резистивный слой высокоомных резисторов (до 1 ТОм) выполняют из специальных композиций — лакосажевых, графитовых и др. Нанесение резистивного слоя на изоляционное основание производится путем его окунания в жидкую композицию соответствующего состава.

Достоинствами пленочных композиционных резисторов является простота изготовления и повышенная надежность, обусловленные значительной толщиной резистивного слоя. Недостаток их — пониженная стабильность, большой уровень собственных шумов и худшие частотные характеристики, обусловленные повышенной распределенной емкостью.

Конструкция пленочных резисторов достаточно отработана. Они состоят из керамического (реже стеклянного) стержня или трубки, на наружную поверхность которых нанесен резистивный слой. На концах стержня укреплены контактные металлические колпачки или хомутики с проволочными выводами и все устройство покрыто защитными эмалями или лаками. Материал стержней должен обладать достаточной механической прочностью, высокой теплоустойчивостью и теплопроводностью и иметь небольшую

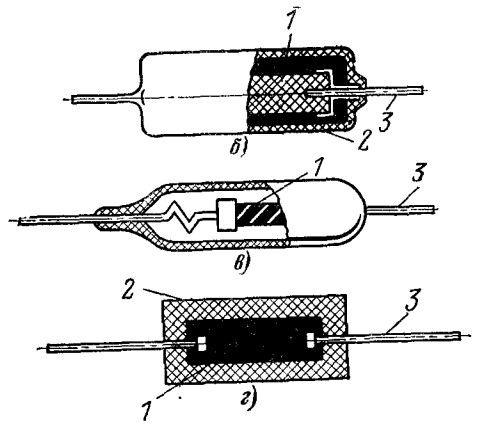
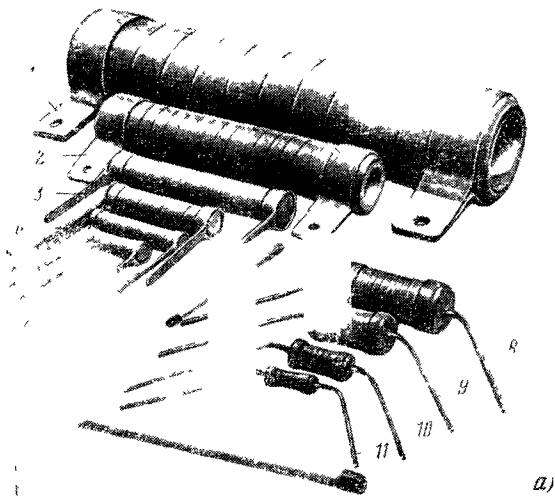


Рис. 2-6. Внешний вид и устройство непроволочных резисторов.

а — внешний вид резисторов: 1 — ВС-10, 2 — ВС-5; 3 — ВС-2; 4 — ВС-1; 5 — ВС-0,5; 6 — ВС-0,25; 7 — УЛМ; 8 — МЛТ-2; 9 — МЛТ-1; 10 — МЛТ-0,5; 11 — МЛТ-0,25; б — опрессованный резистор; в — герметизированный резистор; г — объемный резистор; 1 — резистивный элемент; 2 — опрессовка; 3 — выводы.

диэлектрическую проницаемость. Конструкция контактов для типовых резисторов нормализована. Внешний вид и устройство пленочных резисторов показаны на рис. 2-6, а — в.

В резисторах объемного типа (рис. 2-6, г) резистивный элемент 1 выполняют в виде стержня, прессованного из соответствующей композиции. На концах этого стержня укрепляют контакты 3 и все устройство опрессовывают пластмассой 2. В зависимости от состава композиции различают резисторы углеродокерамические, металлокерамические, лакосажевые и т. п.

Резисторы объемного типа имеют меньшие размеры, более дешевы и просты в производстве, чем пленочные. Наружная изоляционная опрессовка и резистивный элемент большого сечения придают им ряд ценных свойств — возможность более плотного монтажа, нечувствительность к кратковременным перегрузкам и большую надежность, особенно при длительной работе в тяжелых климатических условиях. Однако по стабильности, уровню токовых шумов, частотным свойствам и ряду других параметров они уступают пленочным.

По назначению резисторы могут быть разделены на следующие группы: а) резисторы общего применения; б) миниатюрные; в) низкоомные; г) высокоомные; д) высоковольтные; е) импульсные; ж) теплостойкие; з) прецизионные; и) высокочастотные; к) микромодульные и специальные — нагрузочные, поглотительные и т. п. Рассмотрим основные особенности каждой из этих групп более подробно.

Резисторы общего применения предназначены для работы в РЭА при условиях, когда к ним не предъявляется повышенных требований в отношении стабильности, точности, электрической прочности, теплостойкости и т. п. Диапазон номинальных сопротивлений таких резисторов должен быть в пределах от 10 Ом до 10 МОм, диапазон мощности — от 0,25 до 2,0 Вт, рабочих напряжений — до 750—1000 В. Резисторы должны допускать работу при температуре окружающего воздуха примерно от —40 до +100°C, относительной влажности до 95—98% и атмосферном давлении до 12 000—20 000 Па (90—150 мм рт. ст.); они должны иметь небольшие размеры, массу и невысокую стоимость. Таким требованиям удовлетворяют многие типы резисторов, в частности ВС, МЛТ, С1, С2 и др.

Для использования в малогабаритной РЭА с печатным монтажом предназначены миниатюрные резисторы, отличающиеся малыми размерами (диаметр 1,5—2,0 мм

и длина 3—5 мм), меньшей мощностью и более низким предельным напряжением (УЛМ, КИМ). Для автоматизированного и уплотненного монтажа некоторые типы таких резисторов делают с однонаправленными выводами, т. е. направленными вдоль их тела в одну сторону.

Низкоомные резисторы (МОН, С2-11) предназначены в основном для работы в РЭА на транзисторах. Они отличаются малой величиной сопротивления (до 100 Ом) и низким (до 15 В) предельным рабочим напряжением при относительно большой мощности.

Высокоомные резисторы (УЛС, КВМ) предназначены для измерительных устройств очень слабых токов и для различных дозиметров. Они характеризуются большим номинальным сопротивлением (от 10 МОм до 1 ТОм), высокой точностью и повышенной стабильностью.

Высоковольтные резисторы (КЛВ, С3-5, С3-6 и др.) предназначены для использования в высоковольтных установках в качестве делителей напряжения, разрядных сопротивлений, в цепях искрогашения и т. п. Они отличаются высоким номинальным сопротивлением (до нескольких гигаом), очень высоким рабочим напряжением (от 1 до 50—60 кВ) и сравнительно невысокой стабильностью.

Для работы в цепях импульсного тока предназначены так называемые импульсные резисторы (ИВС), отличающиеся высоким рабочим импульсным напряжением.

Для работы в условиях повышенных температур (около 200°C) предназначены термостойкие резисторы (ТВО, МТ, МТЕ и С2-6).

Прецизионные резисторы (БЛП, С2-10, С2-13) предназначены для использования в измерительных цепях, магазинах сопротивлений, счетной аппаратуре, ячейках времени и т. п. Они отличаются высокой точностью и повышенной стабильностью; их номинальное сопротивление обычно не нормируется.

Высокочастотные (ультравысокочастотные) резисторы (МУН, МОУ, УНУ, С2-20) предназначены для работы на частотах от 10 до 1000 МГц и выше. Такие резисторы являются низкоомными и имеют специальную конструкцию, которая обеспечивает практически полное отсутствие собственной индуктивности и очень малую собственную емкость. Они применяются в колебательных контурах и в различных участках тракта СВЧ РЭА в качестве дополнительных сопротивлений, согласующих нагрузок, аттенюаторов и т. п.

Конструктивно высокочастотные резисторы выполняют в виде керамического стержня или трубки 1 (рис. 2-7, а и б), на концах которых нанесены слои серебра 2, являющиеся контактами, а на наружную поверхность — резистивная пленка 3. Резисторы, предназначенные для использования в волноводных и коаксиальных конструкциях, имеют форму пластин, дисков или шайб (рис. 2-6, в и г). Контакты наносятся на торцевые участки, а резистивный слой — на боковые поверхности. Резистивные пленки обычно выполняют из углеродистых, металлических и металлоокисных

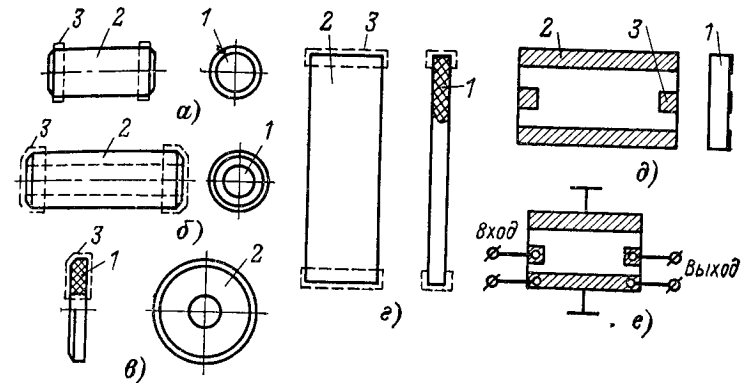


Рис. 2-7. Внешний вид высокочастотных неволноводных резисторов а — УНУ и МОУ до 2 Вт, б — УНУ и МОУ 5—10 Вт, в — УНУ-Ш, МОУ-Ш; г — пластинчатая; д — безреактивный поглотитель мощности С2-20; е — схема его включения, 1 — керамическое основание; 2 — резистивный слой, 3 — контактный слой.

слоев. Для уменьшения распределенной емкости и диэлектрических потерь, вызывающих зависимость сопротивления от частоты, резистивный слой защитных покрытий не имеет.

Промышленность выпускает углеродистые незащищенные ультравысокочастотные резисторы типа УНУ, металлоокисные ультравысокочастотные типа МОУ, металлопленочные ультравысокочастотные незащищенные типа МУН и металлопленочные ультравысокочастотные прецизионные типов С2-10 и С2-17, а также пластинчатые типа С2-20.

Конструктивно резисторы типов УНУ и МОУ выполнены одинаково и отличаются лишь некоторыми электрическими параметрами и размерами. Резисторы типов МУН,

C2-10 и C2-17 снабжены проволочными выводами, поэтому их рекомендуется использовать на более низких частотах. Резисторы типа C2-20 предназначены для использования в качестве безреактивных поглотителей мощности СВЧ (рис. 2-7, д).

Микромодульные резисторы предназначены для использования в микромодулях и гибридных интегральных схемах. Они изготавливаются методами интегральной технологии и отличаются специальной конструкцией и особенно малыми размерами (диаметр 0,2—0,5 мм, длина до 5 мм).

В качестве микромодульных могут быть использованы как обычные миниатюрные резисторы с усиленным защитным покрытием и однонаправленными выводами, так и специальные типы резисторов — C3-2, C3-4, C2-12 и др.

В зависимости от конструкции последние можно разделить на вафельные (C3-4), выполненные непосредственно на стандартных микроплатах для этажерочных модулей¹ (рис. 2-8, а—г), ниточные (C2-12, C3-3) и пластинчатые (рис. 2-8, д и е), которые при монтаже приклеивают к микроплате, а также таблеточные (C3-2) для плоских микроблоков (рис. 2-8, ж—к). Такие резисторы характеризуются малой мощностью рассеяния—0,5—0,25 Вт, невысокими предельными напряжениями—30—80 В и небольшими номинальными сопротивлениями. Резистивный слой выполняется из металлических, металлоокисных и керметных пленок. В вафельных и таблеточных резисторах он наносится непосредственно на керамическое основание, а в ниточных резисторах — на нить из стекловолокна или тонкую керамическую пластинку; контакты выполняются в виде специального слоя серебра, нанесенного методом вжигания.

Подробные технические данные резисторов приводятся в соответствующих справочниках.

Промышленность также выпускает ряд специальных резисторов повышенной мощности, предназначенных для использования в качестве мощных нагрузок, поглотителей и т. п. Такие резисторы имеют специальную конструкцию и в данной книге не рассматриваются.

Печатные резисторы находят некоторое применение в печатных схемах, так как позволяют упростить конструкцию и изготовление печатного узла. Они получаются в результате нанесения на соответствующие участки печатной платы, снабженные печат-

ными контактами, резистивного слоя из лакосажевой композиции, углерода, металлов или окислов металлов. Выбор вида слоя и способа его нанесения определяется необходимыми электрическими характеристиками резистора и технологическими особенностями.

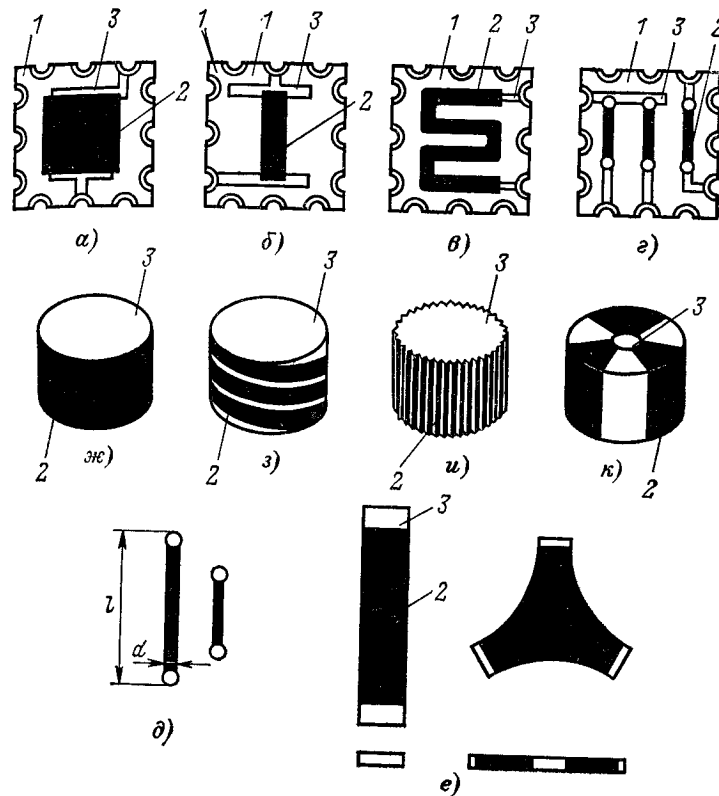


Рис. 2-8. Микромодульные непроволочные резисторы.

а — г — «вафельного» типа; д — ниточные; е — пластинчатые; ж — к — таблеточного типа; 1 — керамическое основание; 2 — резистор или резистивный слой; 3 — контакты или контактный слой.

Наиболее употребительны печатные резисторы, получаемые нанесением сажевых композиций методом трафаретной печати. Достоинством такого метода является простота технологического процесса, проводимого при невысоких температурах, а существенным недостатком — очень низкая точность и невысокие электрические характеристики, свой-

¹ Зона размещения 7,6 × 7,6 мм.

ственные резисторам такого типа. Более точные резисторы и лучшие характеристики получаются при использовании тонких пленок углерода, металлов и их сплавов и окислов металла. Нанесение таких пленок происходит при достаточно высоких температурах, поэтому основания для печатных плат должны быть выполнены из терлостойких материалов — керамики, стекла и т. п.

Выше отмечалось, что очень тонкие резистивные слои, имеющие высокое электрическое сопротивление, обладают

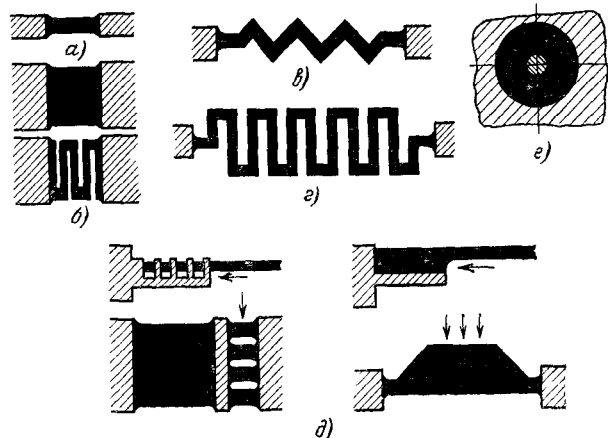


Рис. 2-9. Конструктивные формы печатных резисторов.

a и *б* — прямоугольной формы, *в* — «змейка», *г* — меандр, *д* — дисковые, *д* — способы подгонки сопротивления

пониженными стабильностью и однородностью, что понижает точность изготовления. Поэтому для высокоомных печатных резисторов применяют толстые слои и увеличивают длину токопроводящего элемента, хотя в некоторых случаях это вызывает затруднения при размещении резисторов на печатной плате. Уменьшение габаритных размеров таких резисторов достигается приданием им различных форм, некоторые виды которых показаны на рис. 2-9, *a—г*.

Температура перегрева печатного резистора определяется удельной мощностью, допустимое значение которой зависит от состава слоя и теплопроводности печатной платы, которая выполняет роль теплоотводящего радиатора. Значения сопротивлений квадрата и допустимых удельных мощностей для наиболее употребительных слоев приведены в табл. 2-1.

Основные данные резистивных слоев

Тип резистивного слоя	ρ_0 , Вт/см ²	R_{\square} , кОм
Из лакосажевых суспензий с содержанием сажи от 5 до 30%	0,5	1—500
Пленки благородных металлов	0,2—0,5	До 1
Пленки сплавов высокого электро-сопротивления	0,45	0,02—20
Углеродистые пленки на керамическом основании	0,2—0,6	0,02—50
Металлоокисные пленки	0,5	От долей ома до 1 кОм

Печатные резисторы отличаются невысокой точностью изготовления — около 20—50%. Это объясняется трудностью нанесения резистивных слоев, достаточно однородных по толщине и электрическому сопротивлению, неточностью выполнения линейных размеров, а также влиянием неучитываемых технологических факторов.

Одним из способов устранения этого недостатка является подгонка величины сопротивления под заданное значение. Подгонка может быть произведена путем механического удаления части резистивного слоя или нанесения на слой поперечных разрезов. Более удобны для подгонки специальные подгоночные участки, которые подключаются или отключаются от регулируемой секции удалением специальных перемычек (рис. 2-9, *д*). Можно показать, что чем больше линейные размеры резистора, тем выше точность его сопротивления. Поэтому для получения более точных значений сопротивления следует выбирать возможно большие линейные размеры.

При проектировании печатных резисторов необходимо определить размеры и форму печатной площадки, обеспечивающей получение сопротивления заданной величины и номинальной мощности. Рассмотрим этот вопрос подробнее.

Допустим, что печатный резистор образован однородным резистивным слоем прямоугольной формы шириной b и длиной l , сопротивление которого равно:

$$R = \rho \frac{l}{bt},$$

где ρ — удельное электросопротивление слоя, t — его толщина, a и b и l — ширина и длина площадки. Если слой имеет

форму квадрата, т. е. $b = l$, то

$$R_{\square} = \frac{\rho}{t}.$$

При помощи R_{\square} (сопротивление квадрата) можно определить сопротивление полосы прямоугольной формы

$$R = R_{\square} \frac{l}{b}, \quad (2-8)$$

которое зависит от соотношения сторон прямоугольника. Изменяя это отношение, например, в пределах $0,1 \leq l/b \leq 10$ при неизменном резистивном слое, можно получить резисторы, отличающиеся по величине в 100 раз. Следовательно, для получения печатных резисторов от 10 Ом до 10 МОм достаточно трех видов резистивных слоев, сопротивления квадратов которых должны быть равны 100 Ом, 10 кОм и 1 МОм.

Точный расчет печатных резисторов различных форм достаточно сложен [2-23, 2-25] и из-за низкой точности их изготовления мало целесообразен. Для приближенного расчета достаточно резистивный элемент сложной формы разбить на ряд последовательно соединенных прямоугольных полос, сопротивление каждой из которых определяется по формуле (2-8). Если резистор имеет форму меандра (рис. 2-9, *г*), то его сопротивление будет равно:

$$R = R_{\square} \frac{BL}{nb^2}. \quad (2-9a)$$

Здесь $n = 1 + a/b$; B и L — общая ширина и длина меандра (габаритные размеры); a — ширина промежутка между витками; b — ширина резистивного слоя, образующего виток.

Если резистор имеет форму диска или шайбы (рис. 2-9, *е*), то

$$R = \frac{1,15R_{\square}}{\pi} \lg \frac{D_2}{D_1}. \quad (2-9б)$$

Здесь D_1 и D_2 — внутренний и наружный диаметры резистивного слоя.

Резисторы интегральных схем (ИС) можно разделить на пленочные, применяемые в гибридных и совмещенных ИС, и диффузионные, применяемые в полупроводниковых и совмещенных ИС.

Пленочные (тонкопленочные) резисторы выполняются из тонких резистивных пленок в виде узких полосок той

или иной формы (прямоугольник, дуга, змейка, меандр и т. п.), напыленных непосредственно на подложку микросхемы методами пленочной технологии. Выбор формы полоски определяется общей топологией микросхемы. На концах полосок предусматривают контактные площадки, являющиеся выводами. На одной подложке обычно располагают несколько резисторов, образующих микросхему (рис. 2-10).

В качестве подложек микросхем используют нормализованные пластины прямоугольной формы из ситаллов, фотоситаллов, стекла или керамики, которые обладают достаточно высокой теплопроводностью, малым коэффициентом линейного расширения, высоким поверхностным сопротивлением и малыми потерями. Шероховатость поверхности подложки должна быть не хуже 13—14-го класса чистоты обработки по ГОСТ 2789-73.

Материал для резистивных пленок должен обеспечивать возможность получения широкого диапазона сопротивлений резисторов, иметь малый ТКС, быть стабильным во времени и устойчивым против окисления и обеспечивать повторяемость результатов при напылении. Этим требованиям удовлетворяют пленки из некоторых металлов и их сплавов, из окислов металлов и из керметов.

Электрические свойства резистивных пленок оценивают поверхностным сопротивлением (сопротивлением квадрата R_{\square}), температурным коэффициентом сопротивления α_R и допускаемой удельной мощностью рассеяния P_0 , т. е. электрической нагрузкой на единицу поверхности. Эти параметры зависят как от исходного материала, способа напыления, так и от толщины пленки. Чем тоньше пленка, тем больше поверхностное сопротивление. Однако очень тонкие пленки (менее 0,01 мкм) отличаются нестабильными характеристиками во времени и при напылении, а поэтому не применяются. Пленки толще 0,1 мкм достаточно стабильны, но имеют слишком малое поверхностное сопро-

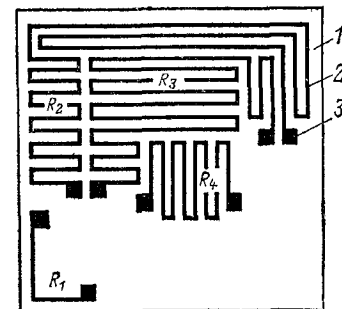


Рис. 2-10. Интегральные резисторы.

1 — подложка; 2 — резисторы; 3 — контактные площадки

тивление, непригодное для практических целей. Наиболее употребительны пленки толщиной 0,05—0,1 мкм, сопротивление квадрата которых примерно равно 300 Ом при достаточно стабильных характеристиках.

Допускаемая удельная мощность рассеяния зависит как от исходного материала пленки, так и от условий охлаждения резистора — теплопроводности и размеров подложки, размеров резистора, окружающей температуры и т. п. Этот параметр определяет размеры резистора и возможности его выполнения. В табл. 2-2 приведены некоторые параметры пленок из наиболее употребительных материалов.

Таблица 2-2

Параметры резистивных пленок

Материал пленки	R_{\square} , Ом	$\alpha R_{\square} \times 10^3$, °C ⁻¹	P_0 , Вт/см ²	Метод напыления
Тантал	50—500	100—200	2	Катодное распыление
Хром	50—300	600	2	Катодное распыление
Нихром	10—300	50—500	1	Вакуумное испарение
Сплавы железа, хрома и никеля	До 150	100	1	Вакуумное испарение
Сплавы хрома и кремния	До 10 ⁴	50	2	Вакуумное испарение
Сплав МЛТ-ЗМ	300—1000	200	1	Вакуумное испарение
Окиси олова (станатные пленки)	10—1000	100—350	2	Осаждение из газовой фазы
Керметы	100—1 · 10 ⁵	500	4	Трафаретная печать

Расчет пленочных интегральных резисторов заключается в определении размеров резистивных полосок при заданных значениях номинального сопротивления и мощности рассеяния.

Если P — мощность, подводимая к резистору, то площадь резистивной полоски S должна быть равна $S = P/P_0$. Учитывая, что $S = bl$, где b и l — соответственно ширина и длина резистивной полоски, и сопоставляя это выражение с (2-8), получаем:

$$b = \sqrt{\frac{P R_{\square}}{P_0 R}}. \quad (2-10a)$$

При этом

$$l = \sqrt{\frac{P R}{P_0 R_{\square}}}. \quad (2-10б)$$

Если P_0 выражено в Вт/см², то размеры b и l получаются в сантиметрах.

Следует учесть, что резистивные полоски шириной менее 0,1—0,2 мм технологически не выполнимы с необходимой точностью. Поэтому когда в результате расчета получается $b \leq 0,1$ мм, то принимают $b = 0,1 \div 0,2$ мм, а длину резистивной полоски и необходимое поверхностное сопротивление слоя определяют по формулам:

$$l = \frac{P}{P_0 b}$$

и

$$R_{\square} = R \frac{b}{l}.$$

При выполнении микросхемы с несколькими резисторами необходимо обеспечить возможность их напыления за один технологический прием. Это достигается выбором пленки, поверхностное сопротивление которой позволяет получить все необходимые сопротивления.

Точность выполнения пленочных интегральных резисторов невысока; отклонения получаемых сопротивлений от установленных достигают нескольких десятков процентов. Однако отношение двух сопротивлений можно выполнить с точностью до 2—3%. Поэтому ИС широко используются в различных балансных и дифференциальных схемах при делителях напряжения. Для получения точных номинальных значений сопротивления могут быть использованы методы подгонки, аналогичные применяемым для печатных резисторов (см. рис. 2-9).

Основным достоинством пленочных интегральных резисторов является возможность получения широкого диапазона сопротивлений — от десятков ом до сотен килоом и выше при высокой электрической прочности (до 100 В). Существенным их недостатком является большая площадь, занимаемая ими на подложке, что повышает стоимость интегральных микросхем.

Диффузионные резисторы формируют в поверхностном слое полупроводниковой подложки (или в специальном эпитаксиальном слое, образованном на подложке) методом локальной диффузии легирующих примесей через трафарет. При этом образуются резистивные полоски

необходимой формы (прямоугольник, дуга, меандр и т. п.), проводимость которых противоположна проводимости подложки; удельная проводимость материала полосок зависит от степени легирования и характера проводимости. Толщина резистивной пленки не превышает 1,5—2,0 мкм, ее ширина — 10—15 мкм, а длина — десятые доли миллиметра. На концах полосок предусматриваются контактные площадки. Изоляция полосок от подложки осуществляется обратным смещенным *p-n* переходом, а для защиты от воздействия окружающей среды все устройство покрывается пленкой двуокиси кремния. Схематическое устройство такого резистора показано на рис. 2-11, а.

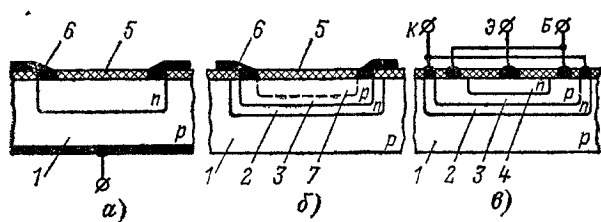


Рис. 2-11. Схематическое устройство интегральных резисторов.

а — диффузионный резистор; б — резистор на транзисторных структурах; в — интегральный транзистор; 1 — подложка; 2 — область коллектора; 3 — область базы; 4 — область эмиттера; 5 — защитный слой; 6 — металлизированные выводы; 7 — зона дополнительной диффузии (проводимость типа p^+).

Между диффузионным слоем и подложкой существует распределенная емкость *p-n* перехода, шунтирующая резистор, величина которой зависит от приложенного к ней напряжения, т. е. от схемы включения резистора. Ее величина достигает 10—20 пФ и более. Поэтому диффузионные резисторы имеют ограниченные пределы использования по частоте, примерно до 10 МГц.

В полупроводниковых ИС активные элементы обычно формируют в сильно легированном эпитаксиальном слое, образованном на поверхности подложки. Одновременно с ними формируют и диффузионные резисторы.

На рис. 2-11, б схематически изображена структура такого резистора, а на рис. 2-11, в (для сравнения) структура интегрального транзистора, подтверждающая тождество. Параметры диффузионных слоев базы, эмиттера и коллектора по своим электрическим характеристикам отличаются друг от друга. Они выполняются из условий получения наилучших параметров транзисторов.

В табл. 2-3 приведены некоторые характеристики различных диффузионных слоев при подложке из кремния с проводимостью *p*-типа.

Таблица 2-3

Характеристика диффузионных слоев

Тип слоя	R_{\square} , Ом	$\alpha R \cdot 10^{-6}$, $^{\circ}\text{C}^{-1}$	$C_{уд}$, мФ/мм ²	Разброс сопротивления, %
Область эмиттера . .	2—5	100—500	1000—15 000	20
Область коллектора	200	2000—4000	80—100	15—25
Область базы	100—300	1500—3000	150—350	5—20
Область базы с зоной дополнительной диффузии	3000	1500—3000	1000—1500	До 100

Формирование резисторов может быть произведено на основе любого слоя. Наиболее часто для этого используются слой области базы, так как это обеспечивает получение достаточно больших сопротивлений при относительно малом ТКС. Слой области эмиттера используют для получения низкоомных резисторов, менее 100 Ом, а слой области коллектора — для изоляции. Так как структура диффузионного резистора состоит из чередующихся *p-n* переходов, то для уменьшения токов утечки через эти переходы на слой области коллектора подают положительное (относительно резистора) напряжение. Для этого от коллекторного слоя делают вывод, который соединяют с точкой схемы с самым высоким положительным потенциалом.

Параметры диффузионных слоев выбирают из условий получения наилучших параметров транзисторов, а не из условий выполнения необходимых резисторов. Поэтому основным методом получения резисторов с различным сопротивлением является соответствующий выбор размеров резистивных полосок и расчет их сопротивления по формуле (2-8). При проверке полученных полосок на рассеиваемую мощность можно принять, что (для кремниевой подложки) $P_0 \leq 4,8 \text{ Вт/мм}^2$.

Диффузионные резисторы применяют в полупроводниковых и совмещенных схемах. Их выполняют с номинальным сопротивлением от 100 Ом до 30 кОм, допускаемым отклонением от 5 до 20% и мощностью до 0,1 Вт. Для получения более высокоомных резисторов при помощи дополнительной диффузии уменьшают толщину слоя базы в 3—5 раз.

Основным достоинством диффузионных резисторов являются малые размеры и возможность их формирования одновременно с другими элементами полупроводниковой ИС, а недостатком — пониженная стабильность и электрическая прочность (10—20 В).

Общим недостатком, свойственным пленочным и диффузионным резисторам, является большая площадь, занимаемая ими на подложке, и усложнение технологии изготовления, вызываемое применением различных трафаретов. Поэтому наметилась тенденция использования транзисторов в качестве делителей напряжения, различных нагрузок и тому подобных пассивных элементов. Такое решение позволяет существенно упростить изготовление ИС и разместить значительно большее число элементов на подложке (до 100 шт/мм²). Ценным свойством также является возможность получения управляемых параметров, т. е. осуществления интегральных резисторов переменного сопротивления. Пределы изменения сопротивления таких устройств достигают 60 дБ; некоторым их недостатком является пониженная стабильность.

Нелинейные резисторы [2-4; 2-15]. Нелинейными называются резисторы, для которых не выполняется линейная зависимость между током и приложенным к ним напряжением. Такие резисторы находят достаточно широкое применение в различных электронных схемах и автоматике.

Известно большое количество нелинейных резисторов (НПС), но мы ограничимся лишь рассмотрением варисторов, терморезисторов и фоторезисторов.

Варистором называют полупроводниковый резистор, сопротивление которого особенно сильно зависит от приложенного напряжения; вольт-амперная характеристика варистора нелинейна.

Варистор характеризуют так называемым статическим сопротивлением, т. е. сопротивлением при определенном значении приложенного напряжения:

$$R_c = \frac{U}{I}$$

и динамическим (или дифференциальным) сопротивлением, которое характеризуется наклоном касательной, проведенной к вольт-амперной характеристике, при определенном значении приложенного напряжения

$$R_d = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

Отношение этих величин называют коэффициентом нелинейности варистора β , а обратную величину — показателем нелинейности α . В широком диапазоне напряжений имеет место соотношение $I = BU^\beta$. Напряжение на варисторе при заданной величине тока называют классификационным напряжением, ток, при котором определяют классификационное напряжение, называют классификационным током. Варистор так же характеризуют номинальной мощностью, предельным рабочим напряжением, температурным коэффициентом тока и т. п.

Варисторы применяются в маломощных стабилизаторах, системах автоматической регулировки усиления, схемах защиты от перегрузок, в компенсирующих схемах и т. п.

Терморезистором называют полупроводниковый резистор, сопротивление которого особенно сильно зависит от температуры резистивного элемента. ТКС обычных терморезисторов отрицателен и в десятки и даже сотни раз больше ТКС непроволочных и проволочных резисторов. Терморезисторы с положительным ТКС называют позисторами [2-27].

Терморезисторы изготавливают из полупроводниковых материалов на основе окислов металлов. Наиболее употребительны медно-марганцевые (ММТ) и кобальто-марганцевые (КМТ) терморезисторы. Нагрев резистивного элемента осуществляют или непосредственно проходящим по нему током, или косвенным способом.

Зависимость сопротивления терморезистора от температуры имеет вид:

$$R_t = R_0 \exp\left(\frac{B}{T}\right),$$

где R_0 и B — некоторые постоянные. По этой характеристике могут быть определены статическое и динамическое сопротивление.

Терморезистор характеризуют номинальным сопротивлением, измеряемым при определенной температуре; температурным коэффициентом сопротивления: минимальной мощностью рассеяния, т. е. такой мощностью, при которой сопротивление терморезистора изменяется на 1%; максимальной мощностью рассеяния, т. е. мощностью, разогревающей терморезистор до максимальной температуры, и др., а также рядом обычных для резисторов параметров. Тепловые свойства терморезисторов (тепловую инерцию)

характеризуют постоянной времени, т. е. промежутком времени, в течение которого температура терморезистора, перенесенного из спокойного воздуха при 0°C в спокойный воздух при +100°C, достигнет +63°C. Эта величина обычно лежит в пределах 30—130 с.

Терморезисторы широко применяют для температурной компенсации положительного ТКС различных электрических цепей, стабилизации токов и напряжений, теплового контроля и измерения температуры, в измерителях мощности и т. д.

Фоторезистором называют полупроводниковый фотоэлектрический прибор, сопротивление которого зависит от освещенности [2-12, 2-26]. Он состоит из стеклянной пластины, на поверхность которой нанесена пленка из специального полупроводника, например из сульфидов свинца, висмута, кадмия и др., свойства которого и определяют параметры фоторезистора. По сравнению с вакуумными фотоэлементами фоторезисторы имеют более высокую чувствительность и больший фототок, но обладают заметной инерционностью.

Темновое сопротивление фоторезистора, т. е. сопротивление в темноте, для разных типов лежит в пределах от нескольких килоом до нескольких мегаом; при освещении оно падает в десятки и сотни раз.

Отношение фототока к величине падающего светового потока при номинальном напряжении называют интегральной чувствительностью. Отношение интегральной чувствительности к номинальному напряжению называют удельной чувствительностью. Ее величина лежит в пределах от 1000 до 5000 мкА/(лм · В). Кроме указанных параметров, фоторезистор характеризуется также максимальным рабочим напряжением, номинальной мощностью, относительным изменением сопротивления, временем спада фототока при затемнении в 2,71 раза (постоянная времени) и т. п. Основное применение они находят в различных устройствах автоматики.

2-3. ПРОВОЛОЧНЫЕ РЕЗИСТОРЫ ПОСТОЯННОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Классификация. Проволочные резисторы [2-20] в зависимости от назначения можно разделить на резисторы общего применения, прецизионные и высокочастотные. Характеристики этих групп были рассмотрены в § 2-2.

Некоторые типы проволочных резисторов стандартизованы и производятся в массовом порядке. Однако недостаточность ассортимента и разнообразие требований, предъявляемых к проволочным резисторам, приводит к необходимости разработки и изготовления нестандартных типов, удовлетворяющих конкретным требованиям.

Провода [1-30]. Для проволочных резисторов применяют изолированные и неизолированные провода из сплавов, обладающих высоким электросопротивлением. К этим сплавам предъявляются следующие основные требования: 1) большое удельное электросопротивление; 2) небольшая величина ТКС; 3) малая термо-э. д. с. относительно меди; 4) высокая рабочая температура; 5) стабильность свойств во времени; 6) большая механическая прочность и малое относительное удлинение; 7) невысокая стоимость. Рассмотрим эти характеристики и их влияние на свойства резисторов.

Высокое удельное электрическое сопротивление позволяет выполнить резистор с минимальным расходом материалов и наименьших размеров. Поэтому обмоточные провода делаются из специальных сплавов с высоким удельным электрическим сопротивлением — манганина, константана, нихрома и др. Для уменьшения влияния температуры на сопротивление эти сплавы должны иметь малый ТКС. Проволочные резисторы часто работают при больших нагрузках, вызывающих значительный перегрев. Поэтому материал провода при достаточно высоких температурах не должен изменять своих свойств из-за структурных изменений или окисления.

При включении резисторов в электрическую цепь неизбежны контакты между намоточным проводом и медными выводами. При нагреве в таком контакте возникает небольшая термо-э. д. с., которая может оказать влияние на работу, например, мостовых и потенциометрических схем. Поэтому материал провода для резисторов должен иметь по возможности меньшую величину термо-э. д. с. относительно меди.

Требования к механической прочности и малой величине относительного удлинения вызываются технологическими особенностями процесса намотки. Они определяют натяжение провода, необходимое для плотной намотки, без недопустимого увеличения сопротивления за счет удлинения провода.

Известно большое количество сплавов высокого электросопротивления, однако наибольшее применение находят

медно-марганцевые сплавы типа манганина, медно-никелевые типа константана, хромо-никелевые типа нихрома и хромо-алюминиевые типа фехрала. Основные данные этих сплавов приведены в табл. 2-4.

Таблица 2-4

Сплавы высокого электрического сопротивления

Сплав	$\rho \cdot 10^{-8}$, Ом·м	$\alpha R \cdot 10^{-6}$, 1/°C (от 0 до 100°C)	E , мкВ/1°C	$T_{\text{макс}}$, °C
Манганин	0,42—0,48	$\pm 5 \div 30$	$-1 \div 2$	100—200
Константан	0,48—0,52	$-5 \div 25$	-40	450—500
Хромо-никелевые:				
X15H60	1,0—1,2	$+100 \div 200$	-2Л	1000
X20H80	1,0—1,1	$+100 \div 200$	-20	1100
Хромо-алюминиевые:				
X13Ю4	1,2—1,35	$+100 \div 120$	—	850
X25Ю5	1,3—1,5	+65	—	1200

Из этих сплавов изготавливают различные обмоточные провода начиная с диаметра 0,03—0,05 мм (ГОСТ 6225-66, ГОСТ 8598-69).

Провода из манганина (ММ, МТ, МС) применяют для прецизионных и высокостабильных резисторов, предназначенных для работы при сравнительно невысоких температурах. Их достоинствами являются малое значение ТКС, незначительная величина термо-э. д. с. и высокая стабильность свойств во времени, а недостатком — повышенная окисляемость при температурах выше 70—100°C, вызывающая необратимые изменения сопротивления.

Провода из константана (К, КМ, КТ) используют как для резисторов общего применения, так и для более точных. Их достоинствами являются повышенная теплостойкость и более низкая стоимость, а недостатком — относительно большие значения ТКС и термо-э. д. с.

Провода из нихрома (НХ-1, НХ-2) или из более дешевых фехрала или хромала используют для малогабаритных резисторов и резисторов общего применения, предназначенных для работы при больших тепловых нагрузках, к ТКС и термо-э. д. с. которых не предъявляется высоких требований. Основным достоинством таких проводов является высокое электросопротивление, приходящееся на единицу длины.

Диаметр применяемых проводов определяется в основном плотностью тока, технологическими соображениями,

надежностью и стоимостью. Очень тонкие провода (менее 0,03—0,05 мм) имеют повышенную стоимость, сложны в намотке и менее надежны, а поэтому их применение целесообразно лишь для малогабаритных резисторов. Для их изготовления применяют также специальные сверхтонкие, так называемые микропровода в стеклянной изоляции [2-18, 2-29] диаметром от 3 до 20 мкм, которые имеют очень высокое погонное электросопротивление — до 180 кОм/м, что позволяет резко уменьшить размеры резистора. Такие провода изготавливают из сплавов высокого электросопротивления и даже из чугуна. В табл. 2-5 приведены основные данные микропроводов.

Таблица 2-5

Основные данные микропроводов

Материал	d^* , м	d_0^{**} , м	R_0^{***} , кОм/м	$\alpha R \cdot 10^{-5}$, 1/°C	E , мкВ/1°C	$T_{\text{макс}}$, °C
Манганин	3—20	15—25	55—2	± 6	5	80
Сплав Н60ГХ	3—20	12—35	180—6	± 5	2	200
Сплав Н63ГХ	3—20	12—35	180—5	± 5	3	200

* Диаметр жилы.

** Диаметр провода с изоляцией.

*** Сопротивление одного погонного метра; меньшие значения сопротивления соответствуют проводу большего диаметра.

Вид изоляции определяет теплостойкость, электрическую прочность и наружный диаметр провода.

Наибольшее применение находят провода в эмалевой изоляции (ПЭ, ПЭВ, ПЭТВ, ПЭТК), достоинством которой является небольшая толщина при достаточно высокой электрической прочности. Для резисторов, работающих в условиях вибрации и ударов, применяют провода в механически более прочной изоляции, например эмалевой с одним слоем шелка (ПЭШО) или лавсана (ПЭЛО), а также двумя слоями шелка (ПШД) или лавсана (ПЛД). Некоторое применение находят неизолированные провода, поверхность которых покрыта тонкой оксидной пленкой — оксидировкой. Оксидировка получается при быстром (2—3 с) нагреве провода до 900—1200°C и медленным охлаждением его на воздухе. Она обладает удовлетворительными изолирующими свойствами и достаточной электрической прочностью [2-31].

Для наиболее употребительных видов изоляции допускаются следующие предельные температуры нагрева (°С):

Эмаль, эмаль с шелком или лавсаном (ПЭ, ПЭШО, ПЭЛО)	105
Высокопрочная эмаль (ПЭВ-1, ПЭВ-2)	110
Теплостойкая эмаль (ПЭТК)	150—180
Теплостойкая эмаль (ПЭТВ)	250—300
Оксидировка	250—300
Стеклоянная изоляция (ПСС)	400—450

Электрическая прочность изоляции, характеризующая пробивным напряжением, зависит от материала изоляции и от толщины провода. Чем больше диаметр провода, тем толще слой изоляции и тем выше электрическая прочность.

Пробивное напряжение (в нормальных условиях) для эмалевой изоляции (ПЭ) составляет 100—300 В, для высокопрочной эмали (ПЭВ) — 200—500 В, для стеклянной (ПСС) — 750—800 В, а для оксидировки — 2—5 В. Большие значения напряжений соответствуют большим диаметрам провода (см. табл. П-7).

Типовые проволочные резисторы. Наиболее характерными являются прецизионные проволочные резисторы и проволочные резисторы большой мощности для цепей постоянного и переменного тока.

Проволочный резистор состоит из круглого (реже, плоского) каркаса, с выводными контактами, на котором расположена однослойная или многослойная обмотка. Для защиты от механических и климатических воздействий и закрепления витков все устройство покрывается лаками и эмалями или герметизируется.

Рассмотрим характерные группы типовых проволочных резисторов.

Наиболее распространенными резисторами большой мощности являются проволочные эмалированные резисторы (ПЭВ, ПЭВТ, С5-35 и др.). Конструктивно они состоят из керамической трубки, на которую в один слой намотана неизолированная проволока из константана или нихрома (рис. 2-12, а). На концах трубки укреплены выводы из гибких проволочных жгутов или жестких хомутиков и все устройство покрыто слоем теплостойкой стеклоэмали. Размеры резистора выбраны так, что удельная мощность составляет 0,5—1,0 Вт/см²; резисторы допускают нагрев до 450°С и резкие изменения температуры. Теплостойкие варианты таких резисторов (ПЭВТ) допускают длительную работу при двойной нагрузке. Номинальное сопротивление

мощных резисторов лежит в пределах от нескольких ом до десятков килоом; номинальная мощность — до 150 Вт.

Конструктивной разновидностью являются регулируемые резисторы (ПЭВР), снабженные подвижным хомутиком, благодаря которому осуществляется контакт с промежуточными витками (рис. 2-12, б). Применяют такие резисторы в качестве делителей напряжения, различных нагрузок, поглотительных и балластных сопротивлений.

Высокие точность и стабильность прецизионных резисторов достигается снижением удельной мощности до 0,05—0,2 Вт/см², надежной опрессовкой толстым слоем пласт-

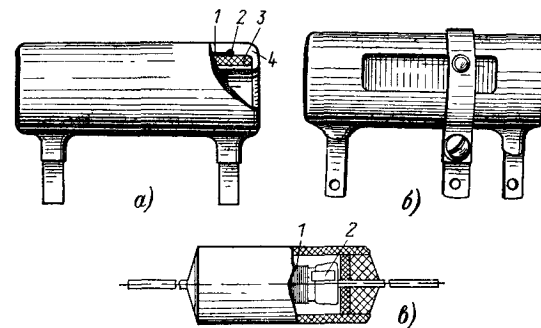


Рис. 2-12. Внешний вид проволочных резисторов.

а — ПЭВ; б — ПЭВР; в — прецизионный резистор в защитном футляре; 1 — намотка; 2 — вывод; 3 — каркас; 4 — стеклоэмаль.

массы или герметизацией, пропиткой обмотки, согласованием ТКЛР материалов каркаса, покрытия, пропитки и провода, применением калиброванной и стабилизированной проволоки (МС), термокомпенсацией и тщательным проведением всего технологического процесса изготовления. Конструктивно такие резисторы выполняются на каркасе в виде катушки или стержня из керамики, стекла или пластмассы, на котором расположены жесткие контакты. После намотки все устройство пропитывается лаками и опрессовывается пластмассой или герметизируется (рис. 2-12, в).

Номинальное сопротивление прецизионных резисторов лежит в пределах от единиц ом до сотен килоом; номинальная мощность — от 0,125 до 2 Вт; допускаемое отклонение — от ±0,05 до ±0,5%; ТКС до ±(3 ÷ 5) 10⁻⁵. Резисторы сопротивлением до 5—10 Мом (МВС, МВСГ) выполняются из микропроводов.

Проектирование. При проектировании проволочных резисторов исходят из требований к электрическим параметрам и эксплуатационным характеристикам. Эти данные определяют тип и размеры каркаса, марку провода, намоточные данные и т. п. [2-20]. Остановимся на рассмотрении этих вопросов.

Наиболее часто проволочные резисторы имеют цилиндрическую или плоскую форму (рис. 2-13).

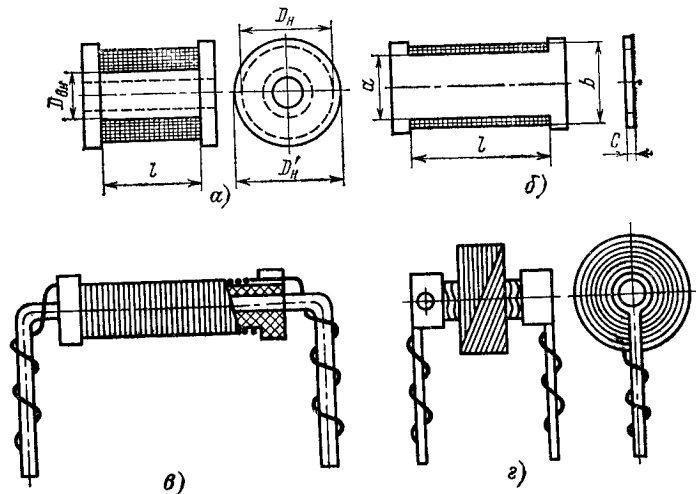


Рис. 2-13. Проволочные резисторы.

a — на катушке; *b* — на плоском каркасе; *v* — на цилиндрическом каркасе (однослойная намотка); *g* — то же с универсальной намоткой.

Цилиндрические резисторы могут быть выполнены на специальном каркасе в виде катушки (катушечные резисторы), на цилиндрическом стержне (типа сердечника непроволочных резисторов) и даже на отрезке изолированной медной проволоки (ПЭВ) диаметром 0,5—2 мм или пряди волокнистого материала (струнные резисторы). Плоские резисторы выполняют на пластине из изоляционного материала или из металла. В некоторых случаях плоский каркас делают гибким из изоляционной пленки, например триацетатной, что создает определенные удобства его монтажа в РЭА. Обмотка может быть однослойной, многослойной и специальной, ее концы присоединяются к выводам, укрепленным на каркасе. Не рекомендуется намотка более чем трех слоев на плоский каркас.

Катушечный каркас достаточно прост в выполнении, обладает большой механической прочностью и удобен для намотки. Плоский каркас имеет большую поверхность охлаждения, но усложняет процесс намотки и создает опасность повреждения изоляции провода из-за малых радиусов перегиба на его гранях. Он удобен для простых по конструкции и компактных резисторов. Цилиндрический каркас целесообразно применять для однослойных и специальных (например, универсальных) обмоток.

Струнные резисторы имеют простую конструкцию и допускают изгиб при монтаже «по месту», свертывание в кольцо или спираль, что делает их особенно пригодным для малогабаритной РЭА с плотным монтажом. Сопротивление катушечного резистора может достигать нескольких мегаом, плоского — 200 кОм, на цилиндрическом стержне — 70 кОм и струнного — 50 кОм.

Выбор марки провода производится на основании уже рассмотренных соображений. Для резисторов повышенной точности и стабильности следует выбирать провод из манганина или константана в зависимости от требуемых ТКС, термо-э. д. с., температурных условий и стоимости, для малогабаритных резисторов повышенной мощности — провод из нихрома, а для малогабаритных резисторов малой мощности — микропровод ПССМ, ПССК или ПССНХ в зависимости от номинальной величины сопротивления. Для резисторов, к точности и стабильности которых не предъявляются высоких требований, обычно применяется провод из константана или нихрома.

При малых радиусах перегиба, возникающего, например, на гранях плоского каркаса, может происходить разрушение изоляции. Особенно подвержены этому микропровода в стеклянной изоляции. Для исключения этого необходимо, чтобы $r \geq 100 d_0$, где d_0 — диаметр провода в изоляции, а r — радиус перегиба.

Диаметр провода определяется по плотности тока. Так как

$$j = \frac{I}{q} = \frac{4I}{\pi d^2},$$

то

$$d = \sqrt{\frac{1,27I}{j}}. \quad (2-11)$$

Диаметр провода d выражается в мм, если плотность тока j — в А/мм², а ток I — в А. Полученное значение d округляется до ближайшего стандартного.

Выбор плотности тока определяется допустимым перегревом резистора, диаметром провода и условиями охлаждения. Для стабильных резисторов, которые должны работать при незначительных температурах перегрева, плотность тока не должна быть выше $1\text{--}2\text{ А/мм}^2$, для резисторов широкого применения, допускающих значительные температуры перегрева, $5\text{--}10\text{ А/мм}^2$, а для резисторов из микропровода — до $200\text{--}300\text{ А/мм}^2$. Во всех случаях большие значения плотности тока соответствуют меньшим диаметрам провода. Плотность тока может быть повышена при хороших условиях охлаждения, т. е. при свободном доступе к резистору окружающего воздуха, хорошем тепловом контакте с шасси и отсутствии дополнительного подогрева со стороны ламп и других деталей. Охлаждению также способствует использование каркасов из материалов с высокой теплопроводностью — металлов, некоторых сортов керамики и пластмасс, выполнение намотки с небольшой толщиной слоя и пропитка ее составами с повышенной теплопроводностью.

В ряде случаев диаметр провода выбирают, исходя из конструктивных или технологических соображений или соображений надежности. Так, например, для облегчения процесса намотки не рекомендуется применять без особой необходимости провода тоньше $0,05\text{ мм}$; тонкие провода неудобны и для точной подгонки величины сопротивления.

Длину провода можно определить, зная диаметр и удельное электросопротивление, по формуле

$$L = \frac{d^2 R}{1,27 \rho}, \quad (2-12)$$

или, зная сопротивление погонного метра провода R_0 , по формуле

$$L = \frac{R}{R_0}, \quad (2-13)$$

где L — длина провода, м; ρ — удельное электрическое сопротивление, $\text{Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}$; d — диаметр провода, мм; R — сопротивление, Ом; R_0 — сопротивление погонного метра выбранного провода, Ом/м. Величина R_0 приводится в электротехнических справочниках.

Выбор изоляции провода производится с учетом электрической и механической прочности, теплостойкости и плотности намотки. Для уменьшения размеров резисторов желательно применять провода в возможно более тонкой изоляции — эмалевой или в оксидировке.

Размеры каркаса выбираются с точки зрения как обеспечения необходимых условий охлаждения, так и размещения на нем необходимого количества провода. Выше указывалось, что температура перегрева определяется удельной мощностью рассеяния. Поэтому, задаваясь удельной мощностью рассеяния P_0 , можно определить необходимую поверхность охлаждения S резистора. Из уравнения (2-2) получаем:

$$S = \frac{P}{P_0}.$$

Температура перегрева, а следовательно, и удельная мощность рассеяния определяются назначением резистора, условиями его эксплуатации и свойствами применяемых материалов. Можно считать, что для стабильных резисторов высокой точности перегрев обмотки должен быть не выше $30\text{--}40^\circ\text{C}$; это будет выполняться при удельной нагрузке порядка $0,05\text{--}0,07\text{ Вт/см}^2$. Для менее точных и стабильных резисторов допускают перегрев до $55\text{--}65^\circ\text{C}$; при этом удельная нагрузка может быть увеличена до $0,1\text{--}0,15\text{ Вт/см}^2$ а для резисторов, к стабильности которых не предъявляется высоких требований (например, делители в цепях питания), или для резисторов, предназначенных для кратковременного включения, удельная нагрузка может составлять $0,3\text{--}0,5\text{ Вт/см}^2$ и более. Ориентировочная зависимость температуры перегрева от удельной поверхности охлаждения $S_0 = 1/P_0$ для различных слоев многослойной обмотки, имеющей значительную толщину, приведена на рис. 2-14. При малой толщине намотки температура внутренних слоев приближается к температуре наружных.

Полученные значения d , L и S являются исходными для дальнейшего конструктивного расчета, в результате которого определяются размеры каркаса.

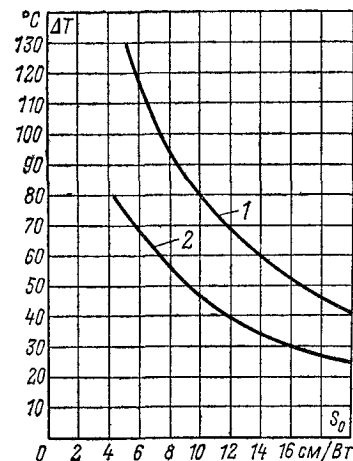


Рис. 2-14. Зависимость температуры перегрева ΔT обмотки от удельной поверхности охлаждения S_0 .
1 — для внутренних слоев; 2 — для наружных слоев

В катушечном резисторе за поверхность охлаждения можно принять боковую поверхность катушки

$$S_{\text{охл}} \approx \pi D_{\text{н}} l,$$

так как охлаждающим действием торцов можно пренебречь. Поверхность охлаждения плоского резистора равна его наружной поверхности:

$$S_{\text{охл}} \approx 2bl.$$

Для определения этих величин необходимо произвести расчет размеров обмотки.

Можно доказать, что наружный диаметр обмотки катушечного резистора равен:

$$D_{\text{н}} = \sqrt{\frac{1,27 \alpha d_0^2 L}{\gamma} + D_{\text{вн}}^2}. \quad (2-14)$$

В этом выражении размеры каркаса и намотки l , $D_{\text{н}}$ и $D_{\text{вн}}$ выражаются в сантиметрах, диаметр провода в изоляции d_0 — в миллиметрах, длина провода L — в метрах, а α — коэффициент неплотности, учитывающий неплотность намотки. Значения этого коэффициента приведены в табл. 4-4.

Катушечный каркас обычно прессуется из пластмассы, но может быть выполнен также из керамики или металла. На его боковых щечках укрепляются контакты.

Внутренний диаметр каркаса $D_{\text{вн}}$ выбирается примерно 5—10 мм в зависимости от общих размеров резистора, но он не должен быть меньше диаметра допускаемого изгибом провода. Диаметр щечек каркаса должен быть на 2—3 мм больше диаметра намотки. При практическом конструировании целесообразно использовать типовые каркасы.

Для выполнения обмотки на намоточном станке удобно указывать число витков N , которое следует намотать на каркас для получения требуемого сопротивления. Можно показать, что

$$N = \frac{2}{\pi} \frac{L}{D_{\text{вн}} + D_{\text{н}}} \cdot 10^3. \quad (2-15)$$

Здесь также размеры $D_{\text{н}}$ и $D_{\text{вн}}$ выражаются в сантиметрах, а L — в метрах. Приведенная формула не учитывает удлинения провода, вызванного натяжением при намотке, и производственного отклонения диаметра от номинального. Поэтому точное число витков для каждой партии провода и конкретных условий намотки уточняется экспериментально.

Во многих случаях катушечный резистор состоит из одной секции. При наличии на нем значительных напряжений (больше 60—70 В), при западании наружных витков внутрь обмотки может произойти пробой изоляции. В этом случае каркас следует делать секционированным. Число секций выбирается так, чтобы падение напряжения на каждой из них не превышало 50—60 В.

Подгонка сопротивления под заданное значение производится сматыванием части витков; при необходимости очень точной подгонки наружная часть обмотки выполняется из более толстого провода, облегчающего эту операцию. Для защиты резистора от механических повреждений сверху обмотки укладывают два-три слоя лакоткани или покрывают его лаком.

Для резисторов с многослойными обмотками успешно применяют бескаркасные универсальную или перекрестную намотки. В качестве каркасов резисторов с однослойной намоткой целесообразно использовать типовые керамические стержни диаметром 5—7 мм (с контактами) от непроволочных резисторов. Подробные сведения о конструкции и расчете таких обмоток приведены в гл. 4.

Каркас плоского резистора представляет собой пластину толщиной 1—2 мм из теплостойкого диэлектрика или из металла, на концах которой укреплены контакты. Металлические каркасы способствуют повышению теплоотдачи, но требуют дополнительных мер по изоляции обмоток и выводов — покрытия лаками, эмалями, оксидировкой. Для исключения повреждения изоляции провода при перегibe острые грани пластины закругляют. На плоский каркас наматывают проволоку в один — три слоя. Расчет такого резистора аналогичен предыдущему.

Для улучшения теплоотдачи плоские резисторы опресовывают пластмассой или охватывают металлической обжимкой, а крепление производят так, чтобы резистор широкой стороной лежал на шасси. При хорошем тепловом контакте с шасси удельная нагрузка может быть увеличена в 2—3 раза. Для улучшения теплоотвода от внутренних частей обмотки удлиняют концы металлического каркаса, так как это увеличивает поверхность, соприкасающуюся с наружным воздухом. Внешний вид плоских резисторов показан на рис. 2-15.

При конструировании проволочных резисторов следует уделить особое внимание устройству выводов. Выводы должны быть достаточно массивными для охлаждения уча-

стка присоединения провода и выполнены из материалов, не окисляющихся при высокой температуре и не подверженных разрушению за счет электрохимических процессов. В наилучшей степени этим требованиям удовлетворяют выводы, изготовленные из нержавеющей стали и специальных никелевых сплавов; применяют также латунь и медь.

Термокомпенсация. Термокомпенсация позволяет значительно уменьшить ТКС (до $\pm 3 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ и менее) достаточно простыми средствами. Для этого обмотку резистора выполняют из двух частей — основной и компенсирующей, причем компенсирующая часть выполняется из провода

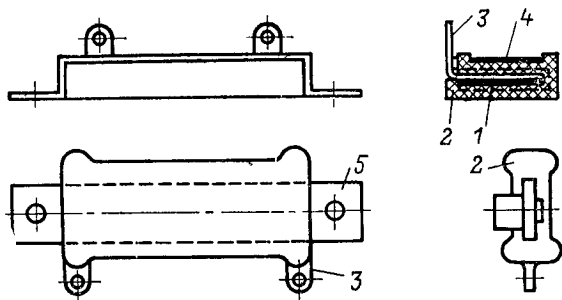


Рис. 2-15. Внешний вид проволочных резисторов с усиленным теплоотводом.

1 — каркас с намоткой; 2 — опрессовка; 3 — вывод; 4 — скоба для крепления; 5 — металлический каркас с элементами крепления.

с ТКС противоположного знака. Например, если основная часть выполнена из константана, имеющего отрицательный ТКС, то компенсирующая часть должна быть выполнена из нихрома, обладающего положительным ТКС.

Если R_1 и R_2 — сопротивления основной и компенсирующей частей, а α_1 и α_2 — ТКС провода этих частей, то $R = R_1 + R_2$. Обозначим $a = (\alpha_1/\alpha_2)$. Можно показать, что сопротивление компенсирующей части R_2 будет равно:

$$R_2 = \frac{aR}{1+a} \quad (2-16)$$

Расчет диаметра провода и его длины для компенсирующей части производят обычным способом.

Высокочастотные резисторы. Проволочные резисторы, конструкция которых была рассмотрена выше, непригодны для использования в цепях высокой частоты, так как обла-

дают большой реактивностью, т. е. собственными индуктивностью и емкостью, которые изменяют полное сопротивление Z , его активную составляющую R_f и создают их зависимости от частоты (частотную погрешность). Поэтому высокочастотные резисторы должны быть выполнены так, чтобы их собственные индуктивность и емкость имели возможно меньшие значения. Известно, что наименьшая частотная погрешность активной составляющей получается при $L = = CR^2/2$. Рассмотрим методы снижения собственных емкости и индуктивности и получения минимальной частотной погрешности.

В гл. 4 будет показано, что для снижения собственной емкости до допустимых значений следует применять намотку с шагом или подразделять ее на секции, уменьшать диаметр намотки, а для каркасов применять материалы с невысокой диэлектрической проницаемостью. Для уменьшения индуктивности необходимо применять специальные типы намотки и уменьшать сечение обмотки, что достигается намоткой провода на тонкую пластину. При этом происходит сближение участков витка, в которых токи текут в противоположных направлениях и создаваемые магнитные поля взаимно уничтожаются. Чем ближе друг к другу противоположные стороны витка, т. е. чем тоньше пластина, тем меньше будет индуктивность. Поэтому намотку высокочастотных резисторов выполняют на тонкой слюдяной пластине, на концах которой располагают контакты для включения резистора и его крепления.

Для дальнейшего уменьшения индуктивности применяют специальные способы намотки, наиболее употребительные из которых изображены на рис. 2-16. Простая (рис. 2-16, а), петлевая (рис. 2-16, б) и восьмерочная (рис. 2-16, в) намотки применяются для сопротивлений средней величины (от нескольких сотен ом до нескольких килоом). Для низкоомных резисторов применяют параллельную (рис. 2-16, г), бифилярную (рис. 2-16, д) и последовательно-бифилярную (рис. 2-16, е) намотки. Поясним их устройство. Параллельная намотка (рис. 2-16, г) состоит из двух одинаковых частей, намотанных на общий каркас в противоположных направлениях так, что витки одной части располагаются между витками другой. Токи, которые протекают по смежным участкам витков обеих частей, имеют противоположное направление, поэтому их магнитные поля компенсируют друг друга. Это уменьшает индуктивность в десятки и даже сотни раз. Так, например, резистор сопротивлением 10 кОм

размером 8×44 мм при обычной намотке имеет индуктивность 60 мкГ, а при параллельной — 0,6 мкГ.

Намотка обладает высокой электрической прочностью и малой собственной емкостью, так как напряжение между смежными витками очень мало. Некоторым ее недостатком является сложность выполнения.

Бифилярная намотка (рис. 2-16, д) выполняется на плоском или круглом каркасе проводом, плотно сложенным вдвое. Ее достоинством является очень малая индуктивность, а недостатками — большая собственная емкость и пониженная электрическая прочность. Эти недостатки обусловлены тесным расположением проводников, между ко-

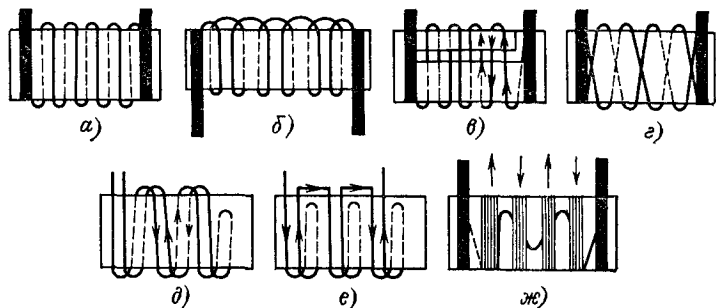


Рис. 2-16. Способы намоток высокочастотных резисторов.

торыми действует большое напряжение. Несколько меньшей емкостью благодаря секционированию обладает последовательно-бифилярная намотка (рис. 2-16, е).

Индуктивность бифиляра равна:

$$L = l \left[1 + 9,2 \lg \left(\frac{2\tau}{d} - 1 \right) \right],$$

где L — индуктивность, нГ; l — длина бифиляра (длина петли), см; d — диаметр провода, мм; τ — расстояние между осями проводов, мм.

Если принять, что $2\tau/d = 3$, $l = 1$, то $L = L' = 3,8 \cdot 10^2$ нГ, т. е. индуктивность 1 пог. м бифиляра L' примерно равна 380 нГ и не зависит от диаметра провода. Эта величина в 3—4 раза меньше индуктивности прямолинейного проводника такой же длины. Сопротивление постоянному току 1 пог. м бифиляра, очевидно, равно $R'_0 = 2R_0$, где R_0 — сопротивление 1 пог. м провода, Ом.

Эквивалентная схема низкоомного резистора с небольшой собственной индуктивностью может быть представлена в виде последовательного соединения L и R . Увеличение полного сопротивления такой цепи для переменного тока будет равно:

$$\frac{Z}{R} = 1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega L}{R} \right)^2.$$

Отнеся это увеличение к 1 пог. м бифиляра и приняв его равным 0,5%, получим:

$$\frac{1}{2} \left(\frac{\omega L'}{R'_0} \right)^2 = 0,005.$$

Подставляя в эту формулу значения L' и R'_0 , можно определить частоту, до которой изменение полного сопротивления бифиляра будет не выше 0,5%:

$$f_{\max} \approx \frac{R_0}{24}. \quad (2-17)$$

Здесь f_{\max} — частота, МГц; R_0 — погонное сопротивление, Ом/м. Например, бифиляр из константановой проволоки диаметром 0,1 мм ($R_0 = 63$ Ом/м) будет практически безреактивен до частоты 2,6 МГц.

Для высокоомных резисторов применяется секционированная намотка на плоский или круглый каркас с четным числом одинаковых секций (рис. 2-16, ж). На каждую секцию наматывают совершенно одинаковое число витков, но секции мотают, чередуя в противоположных направлениях. При такой намотке (иногда называемой намоткой Шаперона) магнитные поля смежных секций, равные по величине, но противоположные по направлению, будут компенсировать друг друга и уменьшать общую индуктивность. Чем уже секции и чем ближе друг к другу они расположены, тем меньше будет остаточная индуктивность. Кроме уменьшения индуктивности, секционирование намотки повышает электрическую прочность и уменьшает собственную емкость. Рассмотренные типы намоток пригодны для частот не выше 1,0—1,5 МГц.

Для частот выше 10 МГц резистор до 200 Ом можно выполнить в виде тонкой проволоочки, расположенной над металлической пластиной из хорошего проводника. Эта пластина уменьшает индуктивность проволоочки за счет размагничивающего действия массы металла. Поэтому необходимо очень близкое расположение проволоочки около

металла. Конструкция такого резистора показана на рис. 2-17.

Роль размагничивающей металлической массы выполняют расположенные на изоляционном основании наконечники 2, к которым присоединена тонкая проволока 1, выполняющая роль резистора. Эта проволока по всей длине (кроме точек присоединения) отделена от наконечников тонкой слюдяной пластиной 3. Так как между проволокой и наконечниками имеется хороший тепловой контакт,

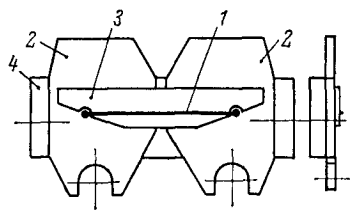


Рис. 2-17. Ультравысокочастотный резистор.

1 — токопроводящая проволока из сплава высокого сопротивления; 2 — контакты; 3 — слюдяная прокладка; 4 — основание.

способствующий теплоотводу, то плотность тока в проволоке может быть значительно увеличена. Наконечники укреплены на изоляционном основании 4.

На частотную погрешность активного сопротивления большое влияние оказывает диаметр провода. В гл. 1 было показано, что на высоких частотах сопротивление провода увеличивается из-за поверхностного эффекта и эффекта близости. Высокочастотные резисторы обычно наматываются с некоторым шагом, поэтому эффект близости проявляется незначительно. Влияние поверхностного эффекта проявляется тем меньше, чем тоньше провод. Поэтому для высокочастотных сопротивлений следует выбирать провод возможно меньшего диаметра.

стотные резисторы обычно наматываются с некоторым шагом, поэтому эффект близости проявляется незначительно. Влияние поверхностного эффекта проявляется тем меньше, чем тоньше провод. Поэтому для высокочастотных сопротивлений следует выбирать провод возможно меньшего диаметра.

Таблица 2-6

Значения диаметров проводов (мм) при $R_f/R_0=1,01$

Частота, кГц	100	200	400	600	1000	1400	2000	3000
Манганин . . .	1,78	1,26	0,89	0,73	0,56	0,48	0,39	0,33
Константан . . .	1,89	1,39	0,95	0,77	0,60	0,51	0,42	0,35
Нихром	2,60	1,75	1,30	1,00	0,825	0,70	0,585	0,475

В табл. 2-6 указаны значения предельных диаметров проводов для различных высокоомных сплавов, при которых сопротивление току высокой частоты R_f на 1% выше сопротивления этого провода постоянному току R_0 .

При увеличении указанных диаметров в 1,78 раза $R_f/R_0 = 1,1$, а при их уменьшении в 1,82 раза $R_f/R_0 = 1,001$. Приведенные значения относятся к прямому проводу.

Диэлектрические потери в каркасах, величина которых зависит от частоты, могут создать дополнительную частотную погрешность. Поэтому их рекомендуется изготавливать из диэлектриков с малыми диэлектрическими потерями и с невысокой диэлектрической проницаемостью — слюды, керамики, высокочастотных пластмасс.

Расчет высокочастотных проволочных резисторов заключается в выборе диаметра и длины провода, размеров каркаса и способа намотки и расчете размещения требуемого провода на выбранном каркасе.

Расчет диаметра провода производится исходя из условий постоянства величины сопротивления при изменении частоты и по допустимой плотности тока. Для получения наибольшего постоянства сопротивления следует выбирать провод возможно меньшего диаметра. При наличии в цепи значительного постоянного или переменного тока расчет диаметра следует производить по плотности тока. При наличии постоянного тока — по формуле (2-11), а при наличии переменного тока — по формуле

$$d = \frac{14I_f}{\sqrt{\lambda}} = 2,55I_f \sqrt{f} \cdot 10^{-2}, \quad (2-18)$$

где d — диаметр провода, мм; I_f — действующее значение тока, А; λ — длина волны, м; f — частота, кГц. Расчет длины провода производится по формуле (2-12) или (2-13), а теплового режима — ранее приведенным способом.

2-4. РЕЗИСТОРЫ ПЕРЕМЕННОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Основные свойства [2-30]. Резисторы переменного сопротивления характеризуются полным (номинальным) сопротивлением, формой функциональной характеристики и ее погрешностью, протяженностью участка плавного регулирования, минимальным сопротивлением, номинальной мощностью, уровнем шумов вращения, моментом вращения, разрешающей способностью (для потенциометров), параметрами, характеризующими поведение резистора при климатических воздействиях, а также размерами, массой, стоимостью и т. п. Большинство этих параметров было рас-

смотрено выше и не нуждается в пояснениях. Поэтому ниже будут рассмотрены параметры, специфичные лишь для резисторов переменного сопротивления.

Номинальное сопротивление резистора указывается на его корпусе. По ГОСТ 10318-74 предпочтительными значениями являются 1,0; 2,2 и 4,7 Ом, килоом или мегаом. Допускаемые отклонения от номинального значения устанавливаются до $\pm 30\%$.

Полным сопротивлением называют сопротивление между крайними выводами 1—3*.

По форме функциональной характеристики, т. е. зависимости сопротивления между крайним 1 и средним 2 выводами от перемещения подвижной системы, резисторы переменного сопротивления разделяются на линейные и нелинейные. В линейных резисторах величина вводимого сопротивления пропорциональна перемещению щетки, в нелинейных оно меняется по определенному закону.

На рис. 2-18 изображены типовые характеристики резисторов переменного сопротивления. Пунктирными линиями показаны границы допускаемых погрешностей.

Резисторы с линейной функциональной характеристикой А применяются в различных делителях в качестве регулировочных и подстроечных; резисторы с логарифмической характеристикой В применяются в тех случаях, когда необходимо иметь постоянную величину относительного изменения сопротивления независимо от его значения, например в измерительных приборах. Резисторы с обратной логарифмической характеристикой (показательной) В обычно используются в качестве регуляторов громкости, так как позволяют производить акустически равномерное ее изменение. В отдельных случаях функциональная характеристика может определяться специальными требованиями.

На начальном участке функциональной характеристики при перемещении подвижной системы сопротивление резистора резко изменяется.

Начальным скачком сопротивления называют его величину, начиная с которой сопротивление резистора плавно изменяется по функциональному закону. Его

* Принято цифрой 1 обозначать вывод, у которого останавливается скользящий контакт при вращении подвижной системы против часовой стрелки до упора; цифрой 3 — противоположный вывод и цифрой 2 — вывод от скользящего контакта.

выражают в процентах от максимального сопротивления резистора (2—7%).

Минимальным (начальным) сопротивлением резистора называют его величину (в омах) между выводами 1 и 2 при установке подвижной системы в крайнее (против часовой стрелки) положение. В непроволочных

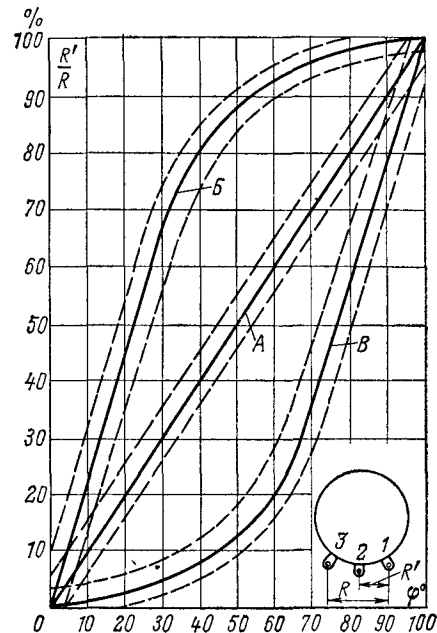


Рис. 2-18. Функциональные характеристики резисторов переменного сопротивления.

А — линейная; В — логарифмическая; В — обратная логарифмическая (показательная); 1, 2, 3 — выводы резистора.

резисторах его величина составляет обычно 50—200 Ом; в проволочных оно может быть очень мало.

Отношение полного сопротивления резистора к минимальному называют диапазоном регулирования и выражают его в децибелах:

$$S = 20 \lg \frac{R_{\max}}{R_{\min}}$$

Этот параметр важен для регуляторов громкости, так как определяет диапазон ее изменения (40—60 дБ).

При перемещении (вращении) подвижной системы возникают шумы вращения. Причиной таких шумов являются контактная разность потенциалов, между щеткой и резистивным элементом, неоднородность структуры переходного контакта и э. д. с., возникающая при быстром вращении подвижной системы.

Уровень этих шумов выше уровня тепловых и токовых шумов резистора.

Прецизионные проволочные резисторы — потенциометры — характеризуются электрической разрешающей способностью, т. е. относительным (в %) изменением сопротивления при перемещении щетки на один виток или угловой разрешающей способностью, т. е. углом поворота оси, соответствующим перемещению щетки на один виток.

Непроволочные резисторы переменного сопротивления могут иметь резистивный элемент как поверхностного, так и объемного типа.

Резисторы с элементом поверхностного типа (рис. 2-19, а и б) состоят из изолированного основания, на котором расположены резистивный элемент, три выводных контакта и элементы направления перемещения контактной щетки и крепления резистора. Последние также обеспечивают необходимый тепловой контакт между резистором и шасси прибора.

Резистивный элемент может быть выполнен в виде «подковки», кольца (свернутого из полоски) или прямоугольной пластины из изоляционного материала, на поверхность которых нанесен резистивный слой. Резисторы с подковообразным или кольцевым резистивным элементом обычно имеют круглую форму и вращательное перемещение контактной щетки (угол поворота 230—270°). Резисторы с прямоугольным резистивным элементом имеют прямоугольную форму и поступательное перемещение щетки; их достоинством является простота конструкции и более высокая надежность.

Необходимая функциональная характеристика может быть получена различными способами: нанесением в направлении перемещения щетки резистивных слоев с различным удельным сопротивлением (рис. 2-20, а); применением резистивных элементов с переменным по длине сечением (рис. 2-20, б); использованием профилированных концевых неподвижных контактов (рис. 2-20, в) двухслойных резистивных элементов, получающихся при параллельном сое-

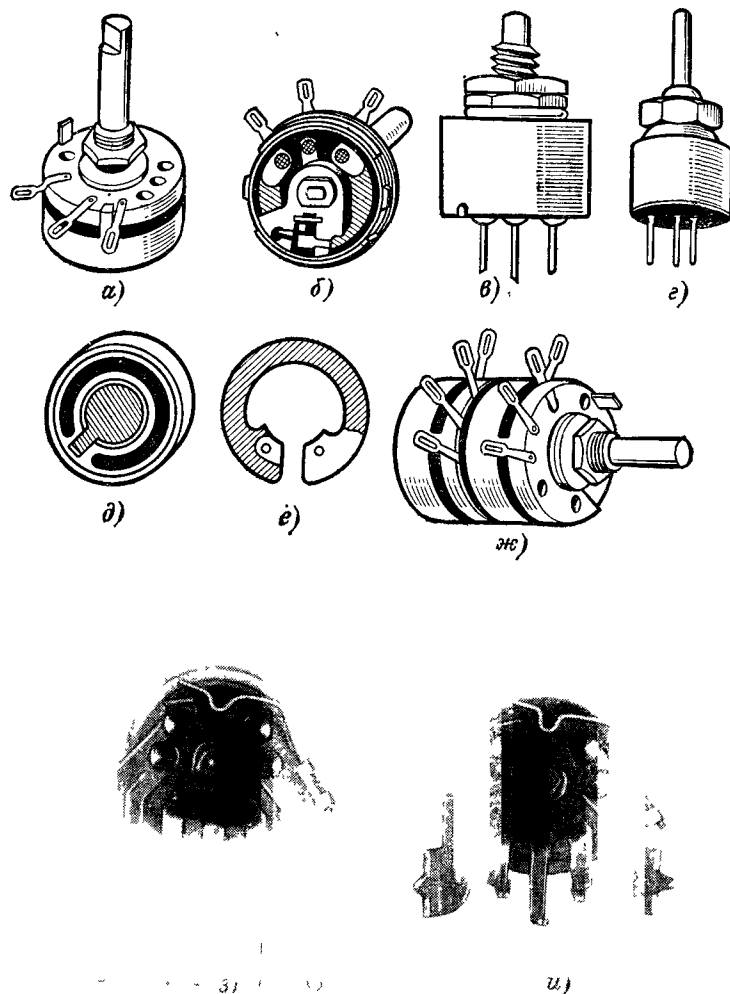


Рис. 2-19. Внешний вид и устройство непроволочных резисторов переменного сопротивления.

а и б — с резистивным элементом поверхностного типа (СП); в и г — с резистивным элементом объемного типа; д — устройство резистивного элемента объемного типа; е — «подковка»; ж — двойной резистор; з и и — малогабаритные резисторы с выключателем.

динении основного и дополнительного резистивных слоев (рис. 2-20, а).

Наиболее употребителен первый способ получения функциональных характеристик. Его недостатком является невозможность обеспечения плавно изменяющихся характеристик и трудность изготовления низкоомных ($\leq 4,7$ кОм) резисторов.

Аналогичную, но более простую конструкцию имеют печатные резисторы переменного сопротивления. В них

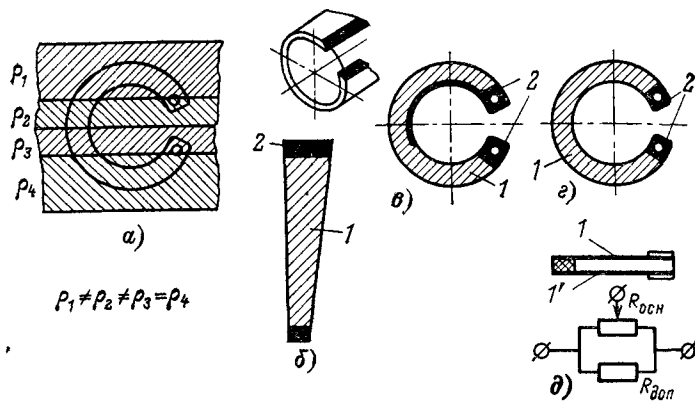


Рис. 2-20. Резистивные элементы для получения нелинейных функциональных характеристик.

а — с различными резистивными слоями; б — с переменным сечением, в — с профилированными контактами; г — с дополнительным резистивным слоем; д — схема, поясняющая принцип действия двухслойного элемента; 1 и 1' — резистивные слои; 2 — концевые контакты (металлизация).

резистивный слой, контакты и некоторые конструктивные элементы наносятся непосредственно на печатную плату.

Устройство резистора с объемным резистивным элементом (рис. 2-19, в, г) отличается некоторыми деталями. Корпус обычно выполняют из керамики, а резистивный элемент впрессовывают в дугообразную канавку. Скользящий контакт делают из специальной смеси графита и сажи. Достоинствами объемных резисторов являются большая износостойкость, нечувствительность к перегрузкам и меньшие размеры, а недостатком — сложность получения нелинейных функциональных характеристик.

Для защиты от пыли, влаги, механических повреждений и в целях электрической экранировки весь резистор за-

крывается металлическим колпачком. Выступающие концы осей выполняют по ГОСТ 4907-74.

Номинальная мощность определяется размерами резистора и условиями охлаждения. При одинаковом устройстве и размерах резисторы с нелинейной характеристикой имеют примерно в 2 раза меньшую мощность по сравнению с линейными из-за перегрузки отдельных участков неоднородного резистивного слоя.

Некоторое применение находят также сдвоенные резисторы (рис. 2-20, ж), имеющие или общую, или самостоятельные (одна внутри другой) оси; в ряде случаев на защитном колпачке располагают выключатель.

Прецизионные непроволочные резисторы переменного сопротивления — потенциометры отличаются высокой разрешающей способностью и малым моментом вращения. Их резистивный элемент представляет собой стеклянную шайбу, на поверхность которой нанесена пленка родия. В других конструкциях резистивный элемент выполняется из износостойкой токопроводящей пластмассы. Общими недостатками таких потенциометров по сравнению с проволочными являются пониженная стабильность и сложность изготовления.

Промышленность выпускает ряд типов непроволочных резисторов переменного сопротивления общего применения. Наиболее употребительными являются резисторы поверхностного типа СП (ГОСТ 5574-65), ОСП, СПЕ и СПЗ (ГОСТ 11077-71) и резисторы объемного типа СПО и СПОЕ.

Проволочные резисторы переменного сопротивления общего применения состоят из кольцеобразного каркаса с однослойной обмоткой, по ребру которой перемещается контактная щетка. Для получения надежного контакта между щеткой и обмоткой контактная дорожка зачищается, шлифуется на глубину до $0,25 d$, а в потенциометрах полируется. Выводы от обмотки и щетки располагаются на изоляционном основании (рис. 2-21). Рассмотрим элементы их конструкции.

Устройство каркаса определяет точность величины и закона изменения сопротивления резистора. Каркас может быть изготовлен из пластины, которую после намотки провода свертывают в кольцо, или представлять собой сплошное кольцо, на которое укладывают намотку.

Каркасы первого типа просты в производстве, но не обеспечивают получение точных геометрических размеров, а поэтому их применяют, как правило, для сравнительно грубых

резисторов, точность которых не выше 10—15%; реостатов, различных регуляторов и т. п. Такие каркасы изготавливают из листовых изоляционных материалов — гетинакса, текстолита, стеклотекстолита или из металла — алюминия, латуни и т. п. Металлические каркасы более точны, улучшают охлаждение обмотки, но из-за необходимости изоляции выводов усложняют общую конструкцию резистора.

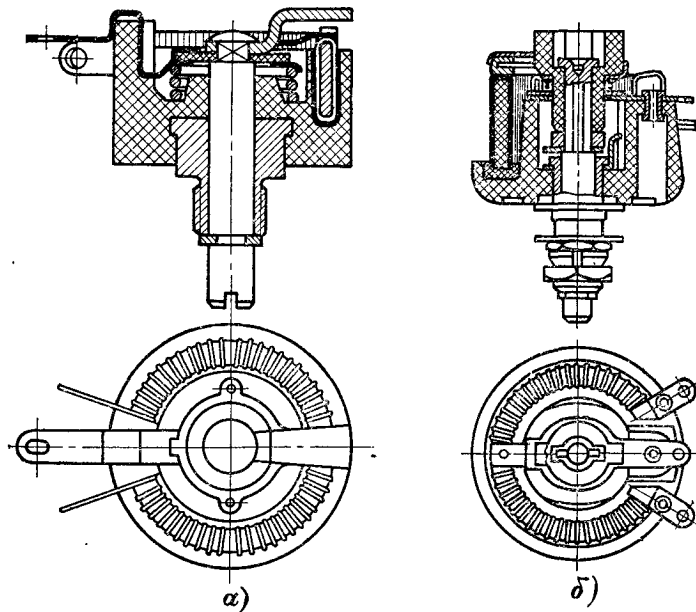


Рис. 2-21. Внешний вид проволочных резисторов переменного сопротивления.

Каркасы второго типа имеют вид кольца (тора) прямоугольного или какого-либо другого сечения из пластмассы, керамики или металла. Они могут быть изготовлены (особенно из металла) с высокой точностью, а поэтому в основном применяются для потенциометров. Их недостатком является сложность выполнения намотки, для чего требуется специальное оборудование.

Каркасы резисторов с линейной характеристикой имеют постоянную ширину, каркасы функциональных резисторов — переменную (рис. 2-20, б). Это изменяет длину витка, что обеспечивает необходимый закон изменения сопротивления.

Каркасы из изоляционных материалов покрывают лаками или эмалью; металлические каркасы анодируют и покрывают несколькими слоями изолирующих лаков или эмалью. Каркасы грубых, но мощных резисторов изолируют слоем асбеста. В целях закрепления витков и повышения теплоотдачи каркас с обмоткой покрывают лаками, эмалью или замазками.

Для намотки применяют провода из сплавов высокого электросопротивления — константана, нихрома, манганина в эмалевой изоляции или с оксидировкой. При изготовлении потенциометров применяют провода из специальных сплавов на основе благородных металлов, которые обладают пониженной окисляемостью и высокой износостойкостью.

Диаметр провода определяют, исходя из допустимой плотности тока. При незначительных токовых нагрузках диаметр провода определяется технологическими условиями намотки и возможностью размещения заданного провода на каркасе. Для большинства резисторов применяют однослойную намотку с некоторым шагом, определяемым кольцеобразной формой каркаса. В резисторах, предназначенных для работы при повышенных частотах, например в плавных высокочастотных аттенуаторах, применяют специальную безындукционную намотку, аналогичную бифилярной (рис. 2-22). Она выполняется проводом, сложенным вдвое, который наматывают так, что сначала укладывают на одну сторону каркаса один виток, а затем на другую сторону — второй. Одни витки наматывают все время по часовой стрелке, а другие — против нее. В результате такой намотки получается, что на боковых сторонах и одном торце витки укладываются в один слой, а на другом торце они перекрещиваются. Контактную дорожку зачищают на однослойном торце.

Токосъем состоит из пружинного ползунка и контактной щетки. С неподвижным выводом на корпусе токосъем соединяют при помощи дополнительной щетки или спиральной

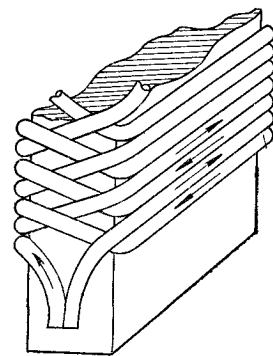


Рис. 2-22. Бифилярная намотка для высокочастотных резисторов переменного сопротивления.

пружины. Надежный контакт щетки с контактной дорожкой обеспечивают выбором соответствующего материала щетки, ее размеров и величины контактного давления. Ползунок обычно делают из пружинных материалов, например из бронзы или стали, а щетку из металлов, устойчивых к окислению и истиранию, — константана, нихрома и специальных контактных сплавов. Контактные щетки потенциометров делают из сплавов на основе благородных и редких металлов — платины, серебра, палладия, иридия и др. В дешевых резисторах щетку делают из того же материала, из которого изготовлен ползунок. Размеры щетки выбираются

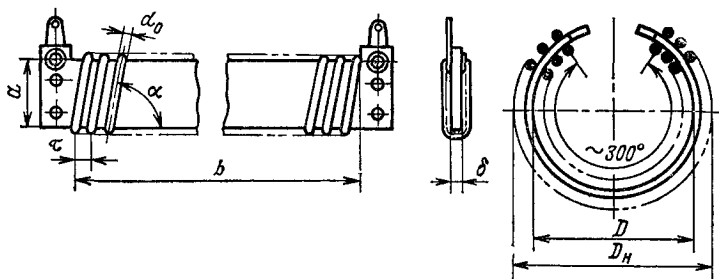


Рис. 2-23. К расчету размещения намотки.

так, чтобы она перекрывала несколько витков; плотность тока в переходном контакте допускают не более 0,4—0,5 А/мм².

Величина контактного давления определяет переходное сопротивление и износ провода. При малом давлении возникает неустойчивое переходное сопротивление, а при большом — быстрый износ провода. В резисторах низкой точности величину контактного давления выбирают обычно в пределах 20—40 г/мм².

Расчет проволочных резисторов переменной величины во многом аналогичен расчету проволочных резисторов постоянной величины. По плотности тока и сопротивлению определяют диаметр провода и его длину с учетом ослабления сечения провода за счет шлифовки контактной дорожки и несколько худших условий охлаждения плотность тока должна быть не более 2—2,5 А/мм². Размеры каркаса — внутренний диаметр D и толщину δ — выбирают, исходя из конструктивных соображений. Обычно (рис. 2-23) $D = 3 \div 5$ см, а $\delta = 0,5 \div 2$ мм.

Если принять, что полный угол поворота должен быть около 300°, то полезная длина намотки будет примерно равна:

$$b \approx 0,85\pi (D + \delta). \quad (2-19)$$

Количество витков, которое можно разместить на этой длине, определяется следующим образом:

$$N = \frac{b - d_0}{\tau}, \quad (2-20)$$

где d_0 — диаметр провода в изоляции, мм; τ — шаг намотки, мм. Шаг намотки выбирают так, чтобы при свертывании каркаса в кольцо не возникла деформация витков, расположенных на внутренней поверхности каркаса. Можно показать, что это будет выполняться при условии

$$\tau \geq \frac{D + \delta}{D - d_0} d_0. \quad (2-21)$$

Ширину каркаса a определяют из следующих соображений. Длина одного витка может быть найдена из выражения

$$l = \frac{2(a + \delta) + k\pi d_0}{\sin \alpha},$$

при этом длина всего провода, намотанного на каркас, будет равна:

$$L = Nl.$$

Решая эти уравнения совместно относительно a , получаем:

$$a = \frac{1}{2} \left(\frac{L}{N} \sin \alpha - 2\delta - k\pi d_0 \right), \quad (2-22)$$

где α — угол укладки провода на каркас; k — коэффициент, учитывающий особенности изгиба проволоки на углах каркаса. Для каркаса из мягкого материала (например, покрытого локотканью или асбестом) $k = 0,8 \div 0,9$, а для жесткого $k = 1,05$.

Эту поправку следует учитывать лишь при использовании очень толстых проводов. При использовании тонких проводов $\alpha \approx 90^\circ$, т. е. $\sin \alpha \approx 1$. В приведенных формулах все размеры должны быть выражены в одинаковых единицах.

В некоторых случаях бывает задана ширина каркаса a , а определению подлежит диаметр каркаса D . Задача в этом

случае решается в обратном порядке. Наружный диаметр намотки $D_{\text{н}} = 2(d_0 + \delta) + D$, а внутренний $D_{\text{вн}} = D - 2d_0$.

Расчет теплового режима резисторов производится обычными методами: величину удельной мощности выбирают

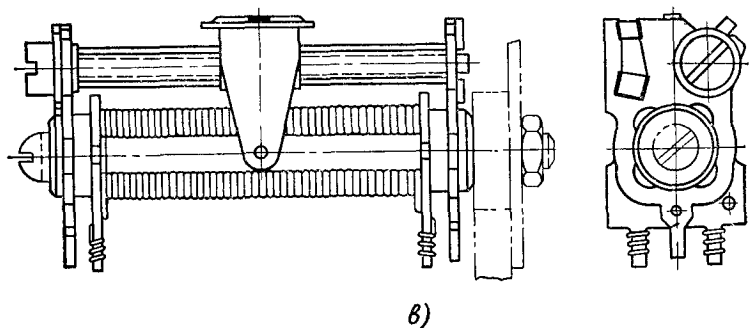
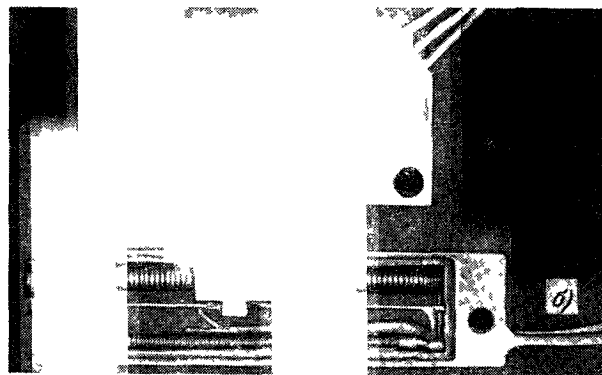


Рис. 2-24. Устройство подстроечных проволочных резисторов.

а — СП5-3; б — СП5-1, в — повышенной мощности.

часто в пределах 0,05—0,07 Вт/см² в зависимости от назначения резистора и условий эксплуатации.

Подстроечные резисторы. В качестве подстроечных используют как резисторы переменного сопротивления обычного типа с линейной функциональной характеристикой, ось которых выполнена «под шлиц» и снабжена стопорным устройством, так и резисторы специальной конструкции

с повышенной точностью установки величины сопротивления (рис. 2-24).

Резистор СП5-1 прямоугольной формы с плоским резистивным элементом и поступательным перемещением щетки, которое осуществляется микрометрическим винтом. Резисторы СП5-3 также прямоугольной формы с кольцевым резистивным элементом, каркас которого выполнен из изолированного медного провода; перемещение щетки осуществляется червячной передачей. Выводы от резистивного элемента и щетки выполнены гибким проводом. В аналогичных конструкциях, предназначенных для печатного монтажа, выводы выполняются в виде проволочных штырьков.

При больших нагрузках используются открытые цилиндрические конструкции резисторов, приведенных на рис. 2-24, в, или типа ПЭВР.

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

КОНДЕНСАТОРЫ

3-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА КОНДЕНСАТОРОВ

Конденсаторы, применяемые в РЭА, можно разделить на конденсаторы постоянной емкости, конденсаторы переменной емкости и подстроечные конденсаторы.

Конденсаторы постоянной емкости применяют в различных фильтрах, а также в колебательных контурах для получения фиксированной настройки, сопряжения, термокомпенсации и т. п.

Конденсаторы постоянной емкости, так же как и резисторы, являются особенно широко применяемыми элементами схемы, к которым предъявляются чрезвычайно разнообразные требования. Поэтому существует большое количество типов конденсаторов, значительная часть которых стандартизована (типовые конденсаторы) и налажено их массовое производство.

Выбор нужного типа производится на основании электрических характеристик. Ниже будут приведены характеристики основных типов конденсаторов постоянной емкости [3-15; 3-16].

Конденсаторы переменной емкости (КПЕ) применяют для плавной настройки колебательных контуров, регулировки различных связей и т. п. Конденсаторы переменной емкости еще не подверглись полной

стандартизации, и их разрабатывают применительно к требованиям конкретного задания.

Подстроечные конденсаторы применяют в тех цепях, емкость которых должна точно устанавливаться при разовой или периодической регулировке и не изменяться в процессе эксплуатации, например для выравнивания начальных емкостей сопрягаемых контуров, для настройки контуров с фиксированной настройкой, в качестве конденсаторов связи и т. п. Некоторые типы подстроечных конденсаторов стандартизованы и производятся в массовом порядке.

В зависимости от вида применяемого диэлектрика различают конденсаторы с газообразным, жидким и твердым диэлектриком. Отдельную группу составляют конденсаторы с оксидным диэлектриком (электролитические).

Конденсаторы с газообразным диэлектриком могут быть: вакуумными, газонаполненными и воздушными. Конденсаторы с твердым диэлектриком подразделяются на конденсаторы с органическим диэлектриком — бумажные, металобумажные и пленочные (из органических синтетических пленок) и на конденсаторы с неорганическим диэлектриком — керамические, слюдяные, стеклянные, стеклокерамические, стеклоэмалевые и т. п. Конденсаторы с жидким диэлектриком, а также вакуумные и газонаполненные в относительно маломощной РЭА имеют ограниченное применение.

Конденсаторы постоянной емкости обычно выполняют с твердым диэлектриком из конденсаторной керамики, слюды, бумаги, синтетических пленок и т. п., конденсаторы переменной емкости — с воздушным диэлектриком.

Свойства конденсаторов характеризуют следующими основными параметрами: номинальной емкостью и допускаемыми отклонениями фактической емкости от номинальной; электрической прочностью; реактивной мощностью; сопротивлением изоляции; потерями; собственной индуктивностью и параметрами, характеризующими надежность и стабильность емкости при воздействии температуры, влажности и других климатических и механических факторов, при длительном хранении, а также размером, массой и стоимостью. Конденсаторы переменной емкости характеризуют рядом дополнительных параметров, которые будут рассмотрены ниже.

Номинальная емкость. Номинальная емкость типовых конденсаторов постоянной емкости (кроме электролитиче-

ских, бумажных и пленочных) установлена ГОСТ 2519-67. Численные значения номинальных емкостей (в пФ, нФ или мкФ)¹ определяются рядами предпочтительных чисел E6, E12 и E24 для допускаемых отклонений ± 5 , ± 10 и $\pm 20\%$ и более и рядами E48, E96 и E192 для допускаемых отклонений меньше 5% (см. табл. П-8). Кратные и дольные значения емкостей получаются путем умножения или деления чисел этих рядов на 10. Емкость электролитических конденсаторов (в мкФ) определяется рядом 1, 2, 5, 10, 20 и т. д.; емкость бумажных (в мкФ) — рядом 0,1, 0,25, 0,5, 1,2, 4,6, 8, 10, 20, 40 и т. д. Для конденсаторов переменной емкости и подстроечных номинальные емкости не установлены.

Допускаемые отклонения фактической емкости от номинальной для конденсаторов постоянной емкости установлены ГОСТ 9661-73. Наиболее употребительными являются конденсаторы с допускаемым отклонением ± 5 , ± 10 и $\pm 20\%$. Для прецизионных конденсаторов установлены меньшие пределы допускаемых отклонений, от $\pm 0,1\%$; для конденсаторов, к точности которых не предъявляется строгих требований, например для электролитических, до $\pm 10\%$.

Для оценки размеров различных конденсаторов их емкость относят к единице объема и называют это отношение **удельной емкостью** (мкФ/см³). Наибольшей удельной емкостью обладают электролитические конденсаторы, а наименьшей — воздушные.

Электрическая прочность. Электрическая прочность конденсаторов характеризуется:

а) **номинальным** (предельно допускаемым) **напряжением** — максимальным напряжением, при котором конденсатор может работать в заданном диапазоне температур в течение гарантированного срока службы. Под номинальным напряжением обычно понимают или напряжение постоянного тока, или амплитудное значение переменного тока, или напряжение импульса.

При работе конденсатора под более высоким напряжением понижается надежность и сокращается срок службы. Шкала номинальных напряжений установлена ГОСТ 9665-68;

б) **испытательным напряжением** — максимальным напряжением, при котором конденсатор может

¹ $1 \text{ пФ} = 10^6 \text{ мкФ} = 10^9 \text{ нФ} = 10^{12} \text{ пФ}$.

находиться, не пробиваясь, небольшой промежуток времени — от нескольких секунд до нескольких минут. Это напряжение характеризует электрическую прочность конденсатора при кратковременных перегрузках;

в) **пробивным напряжением** — минимальным напряжением, при котором происходит пробой диэлектрика. Конденсаторы для очень высоких напряжений — десятки киловольт характеризуются еще разрядным напряжением по поверхности.

Соотношение между этими напряжениями определяется видом диэлектрика. Обычно для слюдяных и стеклянных конденсаторов $U_{исп} = 2U_{ном}$; керамических и бумажных $U_{исп} = (2 \div 3) U_{ном}$, а металобумажных $U_{исп} = (1,5 \div 2) U_{ном}$.

Электрическая прочность зависит от конструкции конденсатора и внешних условий; при повышении температуры, влажности и при понижении атмосферного давления (до определенного предела) она уменьшается. Поэтому допуск а е м о е (рабочее) напряжение должно быть ниже номинального.

При работе конденсатора в цепях с пульсирующим напряжением сумма постоянной составляющей напряжения и амплитуды переменной составляющей, называемая **приведенным напряжением**, не должна превосходить допустимое. При этом амплитуда переменной составляющей не должна быть выше определенного значения, определяемого техническими условиями. Это необходимо для предотвращения перегрева за счет потерь или процесса ионизации.

Конденсаторы, применяемые в маломощной РЭА, обычно имеют номинальное напряжение не выше 1500 В, поэтому они называются низковольтными.

Реактивная мощность. При наличии на конденсаторе больших напряжений высокой частоты, например свыше 1000 В, может произойти перегрев диэлектрика и разрушение конденсатора. «Нагрузочную» способность конденсатора в таких случаях характеризуют **реактивной мощностью**

$$P_p = UI \sin \varphi.$$

У большинства конденсаторов угол сдвига фаз между током и напряжением φ близок к 90° . Поэтому $\sin \varphi \approx 1$ и

$$P_p \approx UI = U^2 \omega C.$$

Решая это уравнение относительно U , получим допустимое значение амплитуды переменного напряжения на конденсаторе, при котором реактивная мощность будет равна P_p :

$$U_m = 565 \sqrt{\frac{P_p}{fC}}. \quad (3-1)$$

В этом выражении U_m получается в вольтах, если P_p выражено в реактивных вольт-амперах (вар), f — в мегагерцах, а C — в пикофарадах.

В маломощной РЭА конденсаторы почти всегда работают при небольших переменных напряжениях, поэтому для них реактивная мощность не является характерным параметром.

Сопротивление изоляции. Сопротивление изоляции между обкладками конденсатора и между обкладками и корпусом определяется качеством применяемого диэлектрика. При низком сопротивлении изоляции появляются значительные токи утечки, которые могут нарушить работу отдельных участков схемы. Совершенно недопустимо применение конденсаторов с утечкой в качестве переходных.

Наибольшим сопротивлением изоляции (десятки тысяч мегаом) обладают пленочные конденсаторы, наименьшим — электролитические; их характеризуют не сопротивлением изоляции, а **током утечки**.

Качество изоляции бумажных и им аналогичных конденсаторов большой емкости характеризуют произведением величины сопротивления изоляции в мегаомах на емкость в микрофарадах, которую называют **постоянной времени**. Она определяет, в секундах, время саморазряда конденсатора, т. е. время уменьшения напряжения до 37% исходного. Постоянная времени современных конденсаторов составляет тысячи секунд.

Сопротивление изоляции зависит от температуры и влажности; при повышении температуры и влажности оно резко падает.

Потери. Потери в маломощных конденсаторах в основном вызываются замедленной поляризацией и проводимостью диэлектрика; потери в обкладках и выводах таких конденсаторов достаточно малы, и ими обычно пренебрегают.

Конденсаторы с потерями понижают добротность колебательных контуров и создают дополнительные фазовые сдвиги в электрических цепях, влияют на величину емкости и на стабильность конденсатора.

Потери характеризуются тангенсом угла потерь $\operatorname{tg} \delta$, дополняющим до 90° угол сдвига фаз между током и напряжением φ .

Величину, обратную $\operatorname{tg} \delta$, называют добротностью конденсатора

$$Q_c = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}.$$

На величину потерь значительное влияние также оказывают влажность и температура. При повышении частоты, температуры и влажности потери возрастают.

Схемы замещения и свойства конденсатора с потерями были рассмотрены в § 1-2. Не трудно показать, что при больших потерях эквивалентное им последовательное сопротивление r (см. рис. 1-7, б) будет ограничивать ток, протекающий через конденсатор, что можно рассматривать как уменьшение емкости. Эквивалентная емкость конденсатора с учетом этого явления будет равна:

$$C_s = \frac{C}{1 + (\omega r C)^2}. \quad (3-2)$$

Снижение емкости при повышении частоты особенно проявляется в электролитических конденсаторах.

Современные конденсаторы (кроме электролитических) характеризуются очень малыми потерями: $\operatorname{tg} \delta \leq 0,01 \div \div 0,001$.

Абсорбция. При кратковременном коротком замыкании заряженного конденсатора напряжение на нем спадает до нуля, но после размыкания может восстановиться до некоторого значения. Это явление, называемое абсорбцией, может в высоковольтных конденсаторах создать опасное напряжение, а в низковольтных — вызвать ложные срабатывания импульсных схем, блокировку усилительных приборов и т. п. Проявляется абсорбция обычно у конденсаторов с многослойным неоднородным диэлектриком.

Абсорбция объясняется тем, что емкость такого конденсатора может рассматриваться состоящей из двух частей — основной C' и дополнительной C'' , связанной с наличием объемных зарядов на неоднородностях и поверхностях раздела (рис. 3-1, а); сопротивление r' имитирует скорость разряда емкости C'' .

При кратковременном замыкании конденсатора полностью разрядиться успевает лишь емкость C' . После размыкания происходит перераспределение зарядов, сохранившихся на C'' , которое и восстанавливает напряжение на C' .

Этот процесс оценивают коэффициентом абсорбции k_a , представляющим собой отношение восстановившегося (например, через 3 мин) напряжения к первоначальному.

Значения коэффициентов абсорбции, сопротивлений изоляции и потерь на частотах до 1—1,5 МГц при нормальных климатических условиях для различных типов современных конденсаторов приведены в табл. 3-1.

Собственная индуктивность. Помимо емкости конденсатор обладает также индуктивностью, которая складывается из индуктивности самого конденсатора (рабочего элемента) и индуктивности внешних и внутренних соединительных проводников. Индуктивность самого конденсатора зависит от размеров рабочего элемента, его расположения относительно металлического корпуса и способа соединения выводов с обкладками. Чем меньше размеры конденсатора и чем короче и толще выводы и внутренние соединительные проводники, тем меньше собственная индуктивность.

Индуктивность рабочего элемента слюдяного, керамического и бумажного конденсатора с паяными торцами приближенно равна индуктивности медного проводника, имеющего размеры конденсатора. Его индуктивность и индуктивность выводов могут быть определены по формулам, приведенным в гл. 4.

Присутствие индуктивности увеличивает эквивалентную емкость, приводит к сильной зависимости ее от частоты и вызывает появление резонансных явлений в конденсаторе; все это нарушает его нормальное действие.

Так как индуктивное сопротивление частично компенсирует емкостное, то полное сопротивление конденсатора уменьшается, что эквивалентно увеличению емкости. Из сравнения полных сопротивлений реального и эквивалентного конденсаторов $Z_s = 1/\omega C_s$ и $Z_p \approx 1/\omega C - \omega L$ получаем:

$$C_s \approx \frac{C}{1 - \omega^2 LC}. \quad (3-3)$$

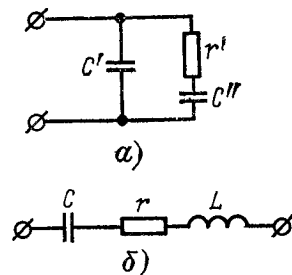


Рис. 3-1. Схемы замещения конденсатора.

а — поясняющая абсорбцию;
б — учитывающая собственную индуктивность

Таблица 3-1

Сопротивления изоляции, $\text{tg } \delta$
и коэффициент абсорбции конденсаторов

Тип конденсатора	$R_{из}$, МОм	$\text{tg } \delta \cdot 10^{-4}$	k_a , % ****
Воздушный	50 000	1—2	—
Слюдяной	10 000—50 000	5—10	2—5
Керамический обыкновенный	5000—10 000	10—20	5
Сегнетокерамический	1000—5000 *	250—400	15
Стекланный	10 000—20 000	20—30	—
Стеклоэмалевый и стеклокерамический	5000—20 000	15—100	—
Бумажный	5000—10 000 * 500—2000 **	100—150	0,6—2
Металлобумажный	2000—5000 * 200—1000 **	150—200	2—5
Пленочный	10^6 — 10^8 *	2—10	0,01—0,1
Электролитический	5000—10000 ** 3—50 **	(1—3) 10^3 ***	5—6

* МОм для $C < 0,1$ мкФ; для больших емкостей — меньше.** МОм·мкФ для $C > 0,1$ мкФ.

*** При частоте 50 Гц.

**** Через 3 мин после размыкания.

На рис. 3-1, б изображена приближенная схема замещения конденсатора. При резонансе, т. е. на частоте $f_0 = 1/2\pi\sqrt{LC}$, сопротивление этой цепи минимально и равно активному сопротивлению потерь. На других частотах полное сопротивление конденсатора больше и имеет реактивный характер: на более низких частотах — емкостный, а на более высоких — индуктивный. Зависимость полного сопротивления конденсатора от частоты изображена на рис. 3-2, а. Пунктиром на этом рисунке показана зависимость полного сопротивления от частоты для идеального (т. е. безындуктивного) конденсатора. Из-за индуктивности стандартный бумажный конденсатор, даже при коротких выводах, имеет на частоте 50 МГц сопротивление порядка 35 Ом, а поэтому не может быть использован, например, в качестве блокировочного. Малоиндуктивный стандартный керамический конденсатор емкостью 500 пФ будет иметь на этой частоте сопротивление всего 1 Ом, т. е. может работать как блокировочный. Поэтому для обеспечения нормальной работы блокировочного конденсатора в широком диапазоне частот параллельно бумажному конденсатору

большой емкости рекомендуется присоединять керамический или слюдяной конденсатор небольшой емкости.

Нормальное использование конденсатора может происходить лишь на частотах ниже резонансной, на которых он имеет емкостное сопротивление. Необходимо, чтобы максимальная рабочая частота была в 2—3 раза ниже резонансной частоты конденсатора. При приближении к резонансу резко возрастает зависимость полного сопротивления от

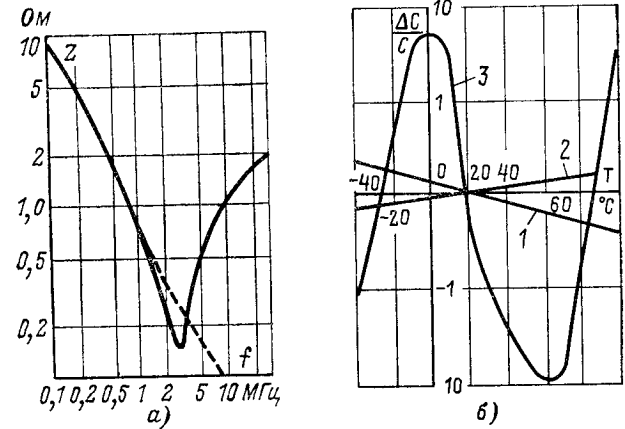


Рис. 3-2. Зависимость полного сопротивления конденсатора от частоты (пунктир — расчетная зависимость для идеальной емкости 0,2 мкФ) (а) и зависимость относительного изменения емкости керамических конденсаторов от температуры (б).

1 — с нормированным отрицательным ТКЕ; 2 — с нормированным положительным ТКЕ; 3 — с ненормированным ТКЕ.

частоты. Это также ограничивает применение конденсаторов большой емкости на достаточно высоких частотах.

Для понижения индуктивности необходимо уменьшать размеры конденсаторной секции, выполнять выводы не из проволоки, а из ленты и делать их возможно более короткими. В бумажных конденсаторах, которым свойственна особенно большая индуктивность, применяют двойные выводы, специальные методы соединения обкладок с выводами и способы намотки. Некоторые типы керамических конденсаторов, предназначенные для использования на СВЧ, не имеют проволочных выводов, а снабжены металлизированными торцами, при помощи которых они непосредственно вплавляются в схему. Особенно малой индуктивностью, а сле-

довательно, высокой резонансной частотой обладают специальные конструкции слюдяных и керамических конденсаторов, успешно применяемые на частотах до 1000—2000 МГц. Индуктивность типовых конденсаторов характеризуется данными, приведенными в табл. 3-2, где указаны также максимальные рабочие частоты, на которых их можно использовать.

Таблица 3-2

Индуктивность конденсаторов

Тип конденсатора ¹	L, нГ	f _{макс} , МГц
Слюдяной малого размера (КСО-1—КСО-7)	4—6	150—250
Слюдяной среднего размера (КСО-11—КСО-13)	15—25	75—100
Слюдяной большого размера (блокировочный КБ)	50—100	1—1,5
Керамический дисковый малого размера (КД-1)	1—2,5	2000—3000
Керамический дисковый среднего размера (КД-2, КДУ)	2—4	200—500
Керамический трубчатый малого размера (КТ-1)	3—10	150—200
Керамический трубчатый среднего размера (КТ-3)	20—30	50—70
Бумажный или пленочный малого размера в цилиндрическом корпусе с паяными торцами (КБГ-И) ² МБМ, ПМ, ПСО	6—11	50—80
Бумажный среднего размера в цилиндрическом корпусе с непаяными торцами (КБГ-М, КБ)	30—60	До 5—8
Бумажный большой емкости	50—100	1—1,5
Переменной емкости среднего размера с воздушным диэлектриком	10—60	50—100
Переменной емкости малого размера	6—20	300—350

¹ Типы конденсаторов рассмотрены ниже.

² Для C ≤ 4700 пФ.

Стабильность. Стабильность конденсатора характеризуется изменением его основных параметров, главным образом емкости, под воздействием температуры, влажности, атмосферного давления, механических усилий и т. п., а также от времени.

а) **Температура.** Под влиянием температуры изменяются размеры обкладок, величины зазоров, значение диэлектрической проницаемости диэлектриков. Эти причины вызывают как обратимые, так и необратимые измене-

ния емкости. Обратимые изменения характеризуются температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) α_C , необратимые — коэффициентом температурной нестабильности (КТНЕ) β_C . Величина ТКЕ и КТНЕ зависят от применяемых материалов, их распределения в конструкции и от технологии изготовления.

Можно доказать, что ТКЕ конденсатора α_C определяется температурным коэффициентом диэлектрической проницаемости (ТКДП) диэлектрика α_ϵ и температурными коэффициентами изменения действующей площади обкладок α_S и величины зазора α_d :

$$\alpha_C = \alpha_\epsilon + \alpha_S - \alpha_d.$$

Поэтому для уменьшения ТКЕ применяют диэлектрики с возможно малым значением ТКДП, элементы конструкции конденсатора делают из материалов с малой величиной коэффициента линейного расширения (ТКЛР), а также применяют самокомпенсацию, т. е. подбирают материалы и размеры так, что, например, $\alpha_S = \alpha_d$.

Необратимые изменения емкости свидетельствуют о применении стареющих диэлектриков, изменяющих диэлектрическую проницаемость при длительных температурных воздействиях, и о неудачной конструкции, в которой возникают остаточные деформации. В конденсаторах с твердым диэлектриком необратимые изменения указывают на наличие воздушных включений между диэлектриком и обкладками и о несовершенном технологическом процессе его изготовления. Необратимые изменения емкости не могут быть устранены какой-либо термокомпенсацией.

Стабильность современных конденсаторов характеризуется данными, приведенными в табл. 3-3.

Типовые конденсаторы постоянной емкости в зависимости от температурной стабильности разделяются на группы. ТКЕ конденсаторов из сегнетокерамики зависит от температуры. Поэтому ее величина не нормируется, а температурная стабильность определяется относительным изменением емкости в интервале рабочих температур. Зависимость относительного изменения емкости от температуры для конденсаторов с различными ТКЕ показана на рис. 3-2, б. Группы стабильности некоторых типов конденсаторов и их обозначение приведены в приложении (см. табл. П-9 и П-10).

Под влиянием температуры изменяется также добротность конденсатора. Это вызывается изменением сопротив-

ления проводников и диэлектрических потерь в диэлектриках. Увеличение диэлектрических потерь может быть особенно значительным при повышенных температурах.

Таблица 3-3

Стабильность конденсаторов

Тип конденсатора	$\alpha_C \cdot 10^{-6},$ 1/°C	$\beta_C \cdot 10^{-2}$	Область применения
Воздушный высокого качества	20—50	0—0,1	Генераторы и гетеродины высокой стабильности
Воздушный среднего качества	100—200	0,1—0,5	Генераторы и гетеродины средней и низкой стабильности
Керамический термостабильный	60	0,05—0,15	Генераторы и гетеродины различной стабильности
Керамический компенсирующий	50—1500	0,05—0,15	То же
Слюдяной с обкладками в виде слоя металлизации	50	0,1	Генераторы и гетеродины средней стабильности
Слюдяной с обкладками из фольги	100—500	0,1—0,2	Различные усилительные каскады, блокировки, фильтры
Бумажный	1000—3000	0,5—2,0	Различные блокировки и фильтры

б) В л а ж н о с т ь. Под воздействием влажности изменяются диэлектрическая проницаемость воздуха и гигроскопичных диэлектриков, сопротивление изоляции и потери.

Влагостойкость конденсаторов обеспечивается за счет применения негигроскопичных диэлектриков, например конденсаторной керамики: пропитки гигроскопичных диэлектриков негигроскопичными смолами, восками, компаундами; обволакивания, опрессовки конденсатора пластмассами, покрытия эмалями и герметизации.

Конденсаторы, опрессованные в пластмассу, допускают нормальную работу при относительной влажности окружающего воздуха до 65—70%, а герметизированные — до 95—98% и выше.

в) А т м о с ф е р н о е д а в л е н и е. Эксплуатация РЭА на ракетах, на самолетах и в высокогорных условиях обычно связана с понижением атмосферного давления.

Понижение давления сопровождается уменьшением емкости и электрической прочности конденсатора.

Так например, относительное изменение емкости воздушного конденсатора составляет в среднем $7,2 \cdot 10^{-6}$ на каждые 1330 Па изменения давления воздуха. Электрическая прочность воздушного конденсатора при давлении $13,3 \cdot 10^3$ Па уменьшается в 2—3 раза по сравнению с электрической прочностью при нормальном давлении. Надежной защитой конденсатора от изменений атмосферного давления также является герметизация. Герметизированные конденсаторы допускают нормальную работу при давлении до 666—1330 Па. Малочувствительны к понижению давления вакуумные и газонаполненные конденсаторы.

г) М е х а н и ч е с к и е в о з д е й с т в и я. Механические усилия, возникающие в конденсаторах при ударах, вибрациях и ускорениях, вызывают перемещение отдельных деталей конструкции, влияющих на емкость. Установлено, что, например, конденсатор переменной емкости с алюминиевыми пластинами толщиной 0,5 мм, зазором 0,45 мм и максимальным радиусом ротора 30 мм при вибрации, соответствующей условиям на поршневом самолете, дает изменение емкости до 0,5%.

Для борьбы с этими явлениями необходимо изготавливать пластины из толстых непружинящих материалов, устранять по возможности механические резонансы и выводить их за пределы возможных частот вибраций, увеличивать зазоры и упрочнять всю конструкцию конденсатора.

Надежность. Современные конденсаторы могут быть охарактеризованы следующими средними значениями интенсивности отказов (10^{-6} 1/ч) при нормальных условиях [1-13]:

Конденсаторы слюдяные типа КСО	1,4
Конденсаторы керамические типов КТК и КДК	2,3
Конденсаторы бумажные типа КВГ	1,6
То же типа КБМ	3,5
Конденсаторы переменной емкости с воздушным диэлектриком 18,6	

Наиболее частыми причинами преждевременных отказов конденсаторов являются пробой диэлектрика и перекрытие между закраинами. Они вызываются недостатками конструкции и скрытыми производственными дефектами, приводящими к уменьшению электрической прочности. Такими дефектами могут быть воздушные включения, способствующие развитию процессов ионизации при относительно небольших напряжениях, около 300—500 В, и коронных разрядов с выделением углерода, что разрушает

диэлектрик и вызывает пробой. Для их устранения применяют нанесение обкладок непосредственно на диэлектрик, например распылением металла, тщательное прессование и пропитку конденсатора изолирующими составами. Значительное влияние на электрическую прочность оказывают влага, температура, загрязнения и сопутствующие им окислительные и электрохимические процессы. Для защиты от этих воздействий применяется опрессовка и герметизация.

Одним из специфичных отказов является потеря контактного соединения между обкладками и выводом, возникающая лишь при малых напряжениях. Такое явление свойственно алюминиевым обкладкам с накладными выводами. Оно обусловлено возникновением на алюминиевой поверхности тонкой окисной пленки, которая разрушается уже при напряжениях в несколько вольт. Для устранения этого явления применяется пайка или приварка выводов к обкладкам.

Постепенные отказы вызываются в основном процессами старения и окисления за счет увеличения потерь и уменьшения сопротивления изоляции. Скорость этих процессов возрастает при повышенных напряжениях и температурах, но особенно сильное влияние оказывает напряжение.

Можно показать, что интенсивность отказов и срок службы конденсаторов при различных напряжениях и температурах определяются следующими соотношениями:

$$\lambda = \lambda_n k_n^m, \quad (3-4a)$$

где λ_n — интенсивность отказов при нормальных условиях, ч^{-1} ; $k_n = U_{\text{раб}}/U_{\text{ном}}$ — коэффициент нагрузки, $U_{\text{ном}}$ — номинальное, а $U_{\text{раб}}$ — рабочее напряжение; m — показатель степени, величина которого определяется свойствами диэлектрика: для керамических конденсаторов $m = 3 \div 5$; для бумажных 4—6 и для металлобумажных 6—7 в зависимости от материала пропитки:

$$D = D_n k_n^{-n} \exp(-0,0693\Delta T), \quad (3-4б)$$

где D_n — срок службы при нормальных условиях эксплуатации, ч; ΔT — температура перегрева над нормальной (20°C), $^\circ\text{C}$; n — показатель степени, величина которого определяется свойствами диэлектрика; для керамических конденсаторов $n \approx 3$, а для бумажных — 5—15; k_n — коэффициент нагрузки.

Для повышения надежности конденсаторы рекомендуется использовать при напряжениях ниже номинальных и устранять возможности перегрева. Установлено, что интенсивность отказов конденсаторов возрастает примерно вдвое на каждые $8\text{—}15^\circ\text{C}$ повышения температуры. Напряжение на конденсаторе не должно быть выше $0,8 U_{\text{ном}}$, а реактивная мощность — не выше 0,7 номинальной.

Особенно чувствительны к температуре электролитические конденсаторы. Так, например, повышение его температуры на $10\text{—}15^\circ\text{C}$ над допустимой уменьшает срок службы в 8—10 раз; снижение рабочего напряжения по сравнению с номинальным сказывается относительно мало.

Зависимость относительной интенсивности отказов от режима и температуры для некоторых типов конденсаторов представлена на рис. 3-3.

Обозначение и маркировка. Кодированное обозначение типовых конденсаторов установлено ГОСТ 13453-68 и аналогично обозначению типовых резисторов. Обозначение состоит из букв и цифр. Первые буквы обозначают:

- К — конденсаторы постоянной емкости;
- КП — конденсаторы переменной емкости;
- КТ — конденсаторы подстроечные.

Число, следующее за буквенным обозначением, указывает на вид диэлектрика. Например:

для конденсаторов постоянной емкости:

- 10 — керамические, $U_{\text{ном}} \leq 1600 \text{ В}$;
- 21 — стеклянные;
- 31 — слюдяные малой мощности;
- 40 — бумажные, $U_{\text{ном}} \leq 2 \text{ кВ}$;
- 42 — металлобумажные;
- 50 — электролитические алюминиевые, фольговые;
- 51 — электролитические танталовые, фольговые;
- 60 — воздушные;
- 70 — полистирольные;
- 76 — лакопленочные;

для конденсаторов переменной емкости и подстроечных:

- 2 — воздушные;
- 4 — с твердым диэлектриком.

Затем следует число (после тире), указывающее на порядковый номер разработки. Примерами обозначений могут быть: К10-40; КТ4-10 и т. д.

Обозначение электрических данных типовых малогабаритных конденсаторов установлено ГОСТ 11076-69. Оно указывает номинальную емкость и допускаемое отклонение и аналогично системе обозначений резисторов (см. гл. 2). Буквой П обозначаются пикофаряды; буквой Н — нанофаряды и буквой М — микрофаряды. Номинальные емкости до 100 пФ выражаются в пикофардах; от 100 до 1000 пФ — в сотых долях нанофардады; от 1000 до 0,1 пФ до 0,1 мкФ — в нанофардах; от 0,1 до 1 мкФ — в сотых долях микрофардады и от 1 мкФ и выше —

в микрофарадах. Например, конденсатор с номинальной емкостью 1500 пФ и допусковым отклонением $\pm 10\%$ обозначается 1Н5С.

На корпусе конденсаторов больших и средних размеров указывают номинальную емкость, допусковое отклонение и номинальное напряжение.

3-2. КОНДЕНСАТОРЫ ПОСТОЯННОЙ ЕМКОСТИ

Конденсаторы постоянной емкости в зависимости от применяемого диэлектрика могут быть разделены на конденсаторы с воздушным диэлектриком и конденсаторы с твердым диэлектриком.

Воздушные конденсаторы постоянной емкости обладают большими размерами и высокой стоимостью; они находят применение лишь в колебательных контурах мощных генераторов высокой частоты и в качестве образцовых эталонов емкости.

Конденсаторы с твердым диэлектриком в зависимости от вида диэлектрика могут быть подразделены на конденса-

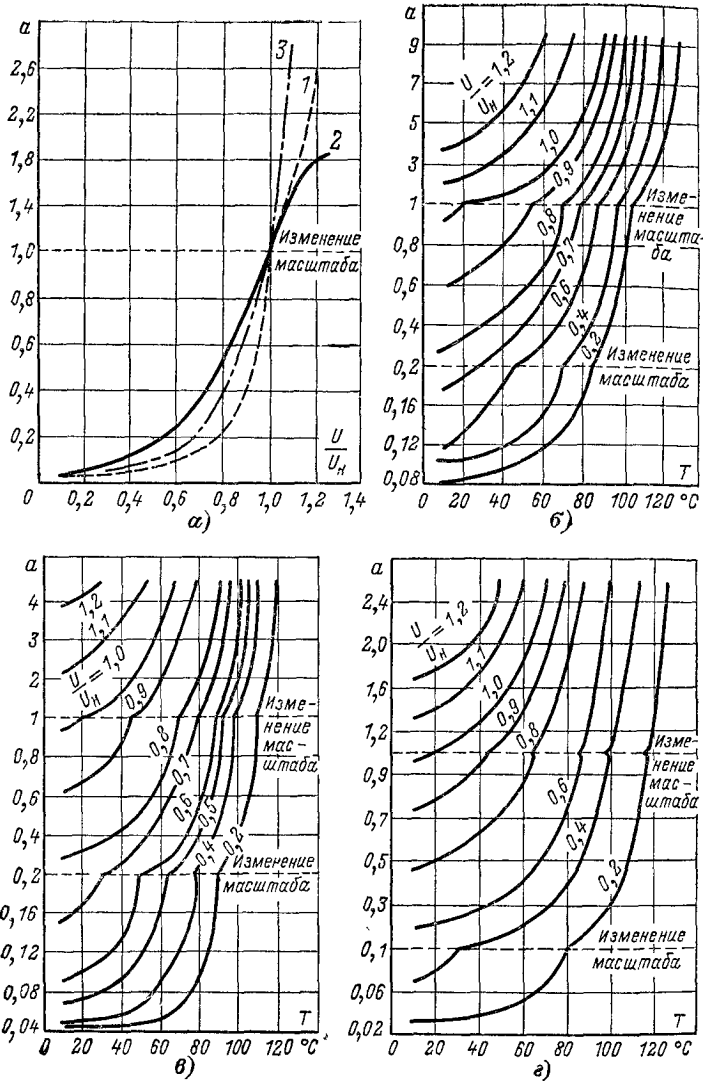


Рис. 3-3. Графики зависимости относительной интенсивности

α — от приложенного напряжения при температуре $+90^\circ\text{C}$; 1 — слюдяные; 2 — керамические; 3 — бумажные; б — от окружающей температуры и приложенного напряжения для слюдяных с обкладками из фольги; в — то же для керамических — дисковых и трубчатых; д — бумажные

отказов конденсаторов от режима и окружающих условий.

2 — керамические; 3 — бумажные; б — от окружающей температуры и приложенного напряжения для слюдяных с обкладками в виде слоя металлизации; е — керамические — дисковые и трубчатые; е — электролитические.

торы с неорганическим диэлектриком — из слюды, керамики, стекла, стеклокерамики, стеклоэмали и т. п. и на конденсаторы с органическим диэлектриком — из бумаги и пленок из полистирола, фторопласта и т. п.

Конденсаторы с неорганическими диэлектриками отличаются высокой стабильностью, но не могут быть выполнены в приемлемых размерах с большой емкостью — выше нескольких сотен или тысяч пикофарад.

Конденсаторы с органическими диэлектриками могут иметь емкость до нескольких микрофарад, но отличаются пониженной стабильностью.

Особую группу составляют конденсаторы, у которых диэлектриком является оксидная пленка, образованная на поверхности металлических электродов. Такие конденсаторы (электролитические и др.) отличаются очень большой емкостью, но сравнительно низкими остальными параметрами. Рассмотрим особенности различных конденсаторов.

Слюдяные конденсаторы [3-15]. Типовые слюдяные конденсаторы постоянной емкости характеризуются малыми потерями, высокой стабильностью, удобством для массового производства и относительно невысокой стоимостью. Их недостатком являются относительно большие размеры и некоторое уменьшение сопротивления изоляции при длительной работе под постоянным напряжением.

В качестве диэлектрика используются нормализованные пластины (шаблонка) конденсаторной слюды сорта мусковит (ГОСТ 7134-64) толщиной 0,02—0,06 мм. Наиболее употребительная шаблонка имеет размеры 4 × 9, 7 × 14, 8 × 16, 12 × 20, 14 × 14, 10 × 20, 19 × 25, 25 × 25, 10 × 30, 30 × 40, 38 × 38, 40 × 50 и 50 × 60 мм.

Для прецизионных конденсаторов применяется мусковит марки СО (слюда образцовая), для фильтровых конденсаторов РЭА многоканальной связи — марки СФ, для высокочастотных конденсаторов — марки СВЧ и для низкочастотных — СНЧ. Мусковит более низкого качества или флогопит марки СЗ (слюда защитная) используется в качестве наружных изоляционных прокладок.

Конструктивно слюдяной конденсатор представляет собой плоский пакет, в котором пластины конденсаторной слюды чередуются с металлическими обкладками. Этот пакет сжат специальными обжимками с выводами.

По способу защиты пакета от внешних воздействий слюдяные конденсаторы разделяются на конденсаторы открытого типа, опрессованные в пластмассу и герметизирован-

ные. По способу устройства обкладок они разделяются на конденсаторы с обкладками из фольги и с обкладками в виде слоя металлизации, нанесенного на слюду, например, методом вакуумного испарения или вжигания. Эти особенности и определяют основные свойства конденсаторов.

Основным типом слюдяного конденсатора является опрессованный в пластмассу. Герметизированные конденсаторы имеют большие размеры и дороже, поэтому они применяются реже.

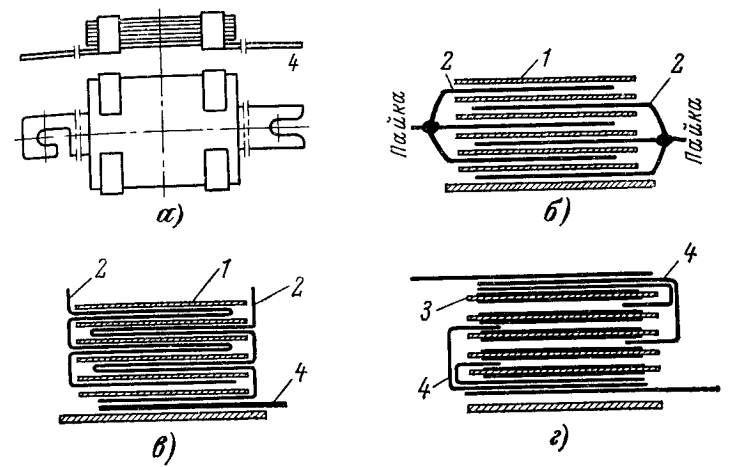


Рис. 3-4. Устройство слюдяных конденсаторов.

а — собранный пакет (до опрессовки); б — схема сборки со свинцово-оловянной фольгой; в — то же с алюминиевой фольгой; г — то же с металлизированными обкладками; 1 — слюдяные пластины; 2 — фольга; 3 — слюдяные пластины с нанесенным на обе стороны слоем металлизации; 4 — выводы.

В конденсаторах с обкладками из фольги между обкладками и диэлектриком неизбежно возникают воздушные прослойки. При изменении температуры или давления окружающего воздуха происходит изменение формы и размеров этих прослоек, что создает необратимые изменения емкости. Нанесение обкладок непосредственно на слюду исключает появление воздушных прослоек и повышает стабильность конденсатора.

Некоторым недостатком конденсаторов с нанесенными обкладками является возможность возникновения явления «мерцания», т. е. небольших скачкообразных изменений емкости, возникающих самопроизвольно из-за несовер-

шенного контакта между основной обкладкой и отдельными краевыми участками.

Устройство маломощного слюдяного конденсатора широкого применения показано на рис. 3-4, а; схемы его сборки при обкладках из фольги — на рис. 3-4, б и в, а при нанесенных обкладках — на рис. 3-4, г. Для получения надежного контактного соединения между обкладками и выводами применяется пайка. В непаяных соединениях при небольших напряжениях (около 1 В) может быть нарушение контакта, сопровождающееся изменением параметров.

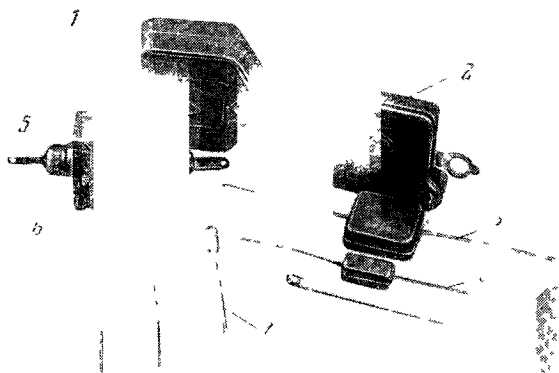


Рис. 3-5. Внешний вид слюдяных конденсаторов.

1 — КСО-10; 2 — КСО-8; 3 — КСО-5; 4 — КСО-1; 5 — КСГ-1 (0,015 мкФ); 6 — СГМ-4; 7 — СГМ-1.

Промышленность выпускает значительное число типов слюдяных конденсаторов, наибольшее распространение из которых имеют: опрессованные (КСО и КСОТ), герметизированные (КСГ) и герметизированные малогабаритные (СГМ) (рис. 3-5).

При использовании слюдяных конденсаторов в цепях переменного тока допустимая амплитуда переменного напряжения в зависимости от реактивной мощности определяется по формуле (3-1); допустимый ток через конденсатор, определяемый потерями, равен:

$$I = \frac{2 \div 4}{\sqrt{f}}, \quad (3-5)$$

где I выражается в амперах, если частота f — в мегагерцах. Меньшие значения числителя в данном выражении соответствуют конденсаторам меньшей мощности (КСО-1 — КСО-5).

Допустимая с точки зрения потерь амплитуда переменного напряжения равна:

$$U_m \leq 2,25 \frac{I}{fC} \cdot 10^5. \quad (3-5a)$$

В данном выражении напряжение U_m получается в вольтах, если ток I выражен в амперах, частота f — в мегагерцах, а емкость C — в пикофарадах.

При использовании конденсаторов в цепях пульсирующего напряжения допустимая амплитуда переменной составляющей может быть определена по табл. 3-4.

Таблица 3-4

Допускаемые значения $(U_m/U_{раб}) \cdot 100\%$

$U_{ном}, В$	При частотах, Гц		
	до 500	500—10 000	свыше 10 000
250	100	60	20
500	50	30	10
1000—3000	30	20	5

Величина потерь определяется применяемыми материалами и конструкцией конденсатора. В конденсаторах малой емкости они несколько больше из-за дополнительных потерь, возникающих в паразитных емкостях через опрессовку и заливку. Зависимость потерь от емкости конденсатора изображена на рис. 3-6.

Применяют слюдяные конденсаторы обычно в качестве блокировочных, переходных, в различных фильтрах и колебательных контурах и т. п.

Для определения возможности использования слюдяных конденсаторов в УКВ диапазоне на рис. 3-7 приведены графики зависимости резонансной частоты опрессованных конденсаторов от емкости и длины выводов l . Для конденсаторов очень малого размера, например КСО-1, и при малой длине вывода (0,5—1,0 см) резонансная частота будет примерно на 10—12% выше указанной на графике.

Промышленность выпускает также ряд образцовых слюдяных конденсаторов для измерительной аппаратуры и мощные конденсаторы для высокочастотных генераторов.

Керамические конденсаторы. Керамические конденсаторы отличаются малыми потерями, высокой стабильностью параметров, малой собственной индуктивностью, небольшими размерами и невысокой стоимостью. Достоинством керамических конденсаторов является их пригодность для массового производства, возможность изготовления конденсаторов с любым (предварительно заданным) значением ТКЕ, а также возможность использования при относительно высоких температурах. Поэтому они наиболее широко применяются на практике в качестве маломощных конденсаторов.

Свойства керамических конденсаторов определяются составом керамики. В зависимости от ее состава получается широкий диапазон значений диэлектрической проницаемости (от нескольких единиц до нескольких тысяч) и величин температурного коэффициента емкости. Свойства радиотехнической керамики установлены ГОСТ 5458-64, выписка из которого приведена в приложении (см. табл. П-2).

В зависимости от назначения и областей применения радиотехническая керамика разделяется на три типа (А, Б, В) и десять классов (от I до X). Каждый класс разделяется на группы, характеризующие температурную стабильность, и на категории, определяющие диапазон рабочих температур. В материалах типа А группы определяют величину ТКЕ, типа Б — относительное изменение

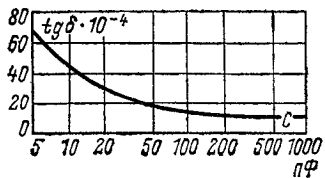


Рис. 3-6. Зависимость $\operatorname{tg} \delta$ от емкости слюдяных конденсаторов типа КСО.

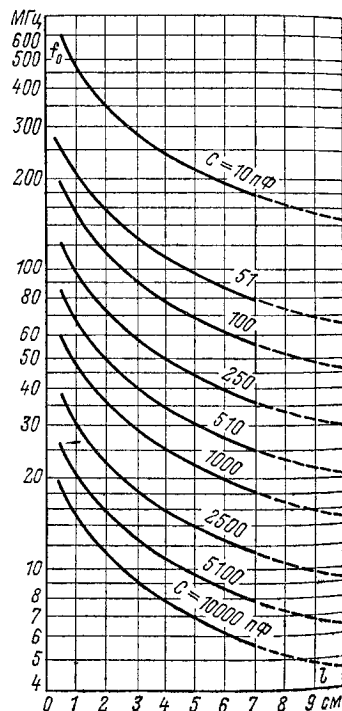


Рис. 3-7. Графики резонансных частот слюдяных конденсаторов.

диэлектрической проницаемости в заданном диапазоне температур и типа В — величину ТКЛР и механическую прочность.

Материалы 1-й категории могут быть использованы при температурах от -60 до $+85^{\circ}\text{C}$; 2-й — от -60 до $+125^{\circ}\text{C}$; 3-й — от -60 до $+155^{\circ}\text{C}$ и 4-й — от -60 до $+300^{\circ}\text{C}$.

При изготовлении конденсаторов используется высококачественная керамика типа А классов I—III, низкочастотная керамика типа Б классов IV и V и установочная — типа В классов VI и VIII.

Керамика типа А класса I применяется для изготовления блокировочных, переходных и им подобных конденсаторов, не определяющих стабильность частоты, а также для термокомпенсирующих конденсаторов небольшой емкости, используемых для температурной стабилизации частоты контуров. Некоторым ее недостатком является старение, возникающее под воздействием электрического поля при повышенной температуре.

Керамика класса II применяется для изготовления переходных и термокомпенсирующих конденсаторов различной емкости. Керамика класса III называется термостабильной, так как отличается высокой стабильностью свойств. Она используется для изготовления высокочастотных конденсаторов относительно небольшой емкости, но высокой стабильности, например для контуров стабильных автогенераторов.

Керамика типа Б является сегнетокерамикой. Она отличается очень высокой диэлектрической проницаемостью, зависящей от температуры и приложенного напряжения, и большими потерями. Так как ТКДП зависит от температуры, то температурная стабильность диэлектрической проницаемости характеризуется ее относительным изменением в определенном диапазоне температур. Такая керамика применяется в основном для изготовления низкочастотных и малогабаритных конденсаторов большой емкости (до 1 мкФ), используемых в качестве блокировочных, разделительных и им подобных.

Керамика класса IV используется в однополярных видеоимпульсных конденсаторах.

Керамика типа В является установочной керамикой, к ней относятся радиостеатит и ультрафарфор, используемый для конденсаторов небольшой емкости повышенной электрической прочности. Такие конденсаторы имеют положительный ТКЕ, что позволяет использовать их в наборах

(блоках) с конденсаторами с отрицательным ТКЕ для получения стабильных емкостей

Простейшие керамические конденсаторы (рис. 3-8, а-в) выполняют в виде трубочек (рис. 3-8, а), плоских пластин или дисков (рис. 3-8, б), изготовленных из конденсаторной керамики, в которые впрессованы проволочные или ленточные выводы. Обкладки конденсаторов наносятся на керамику методом взжигания. Это исключает образование воздушных прослоек между обкладкой и керамикой и повышает стабильность [3-11; 3-15].

Для устранения возможности конденсации влаги на керамической поверхности конденсаторы покрывают эмалью, глазурью, компаундами, опрессовывают пластмассой или герметизируют. Для повышения реактивной мощности трубчатые конденсаторы часто соединяют в блоки, состоящие из трех-четырех конденсаторов (рис. 3-8, в).

Существенным недостатком трубчатых и дисковых конденсаторов является небольшая удельная емкость, определяемая значительной толщиной диэлектрика и неудачной конструктивной формой. Это вызвано технологией, принятой для их изготовления, — протяжка, прессование и т. п., которая не позволяет получать тонкостенные детали с необходимой механической прочностью.

Значительно большую удельную емкость при высокой механической прочности имеют литые и монокристаллические [3-19] керамические конденсаторы, изготовленные по более совершенной технологии — горячее литье керамики, горячее прессование и технологии тонких пленок. Использование такой технологии позволяет при небольших размерах конденсатора получить большую активную поверхность и изготовить диэлектрик с толщиной до 0,1 мм.

Литые секционные конденсаторы (рис. 3-9, а) представляют собой керамическую призму, подразделенную тонкими перегородками на ряд секций. На эти перегородки наносится металлизация и при этом образуется группа конденсаторов, соединенных параллельно. Благодаря незначительной толщине перегородок и большому их числу такой конденсатор имеет большую удельную емкость (до 0,8 мкФ/см²) при достаточной механической прочности.

Монокристаллические конденсаторы (рис. 3-9, б) состоят из чередующихся тонких керамических слоев с нанесенными на них обкладками, спрессованных при высокой температуре в монокристаллический пакет, покрытый влагозащитной оболочкой. Конденсаторы могут иметь проволочные выводы

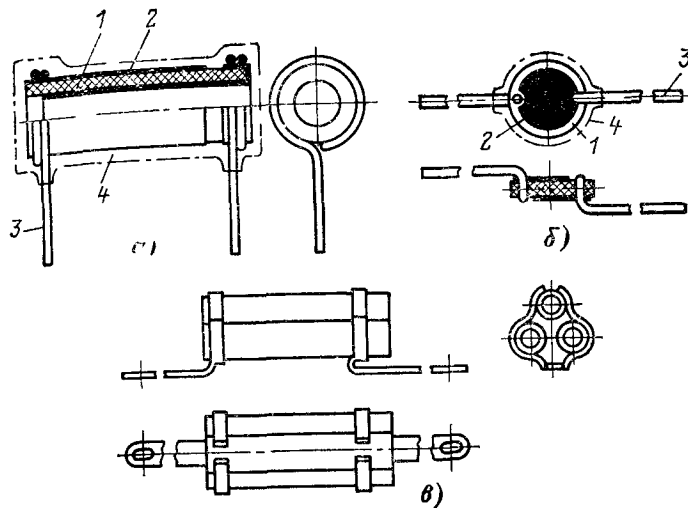


Рис 3-8. Устройство и внешний вид керамических и им подобных конденсаторов.

а — трубчатый, б — дисковый, в — блок трубчатых конденсаторов, г — внешний вид керамических конденсаторов, д — внешний вид литых, монокристаллических и им подобных конденсаторов, 1 — керамическое основание, 2 — слой металлизации, 3 — выводы, 4 — опрессовка

или металлизированные торцы для непосредственного впаивания в печатную или высокочастотную схему.

Промышленность выпускает обширный ассортимент керамических конденсаторов, наибольшее распространение из которых имеют: трубчатые типа КТ (ГОСТ 7159-69); герметизированные типа КГК; дисковые типа КД (ГОСТ 7159-69), дисковые для частот до 500 МГц типа КДУ; пластинчатые КП и КПС; литые и монокристаллические КЛГ и КЛС; изолированные (с усиленной внешней изоляцией) К10-7, К10-15, К10-17 (с емкостью — до 0,33 мкФ); конденсаторы для микросхем К10-23; блоки КТВ, КТНБ и др.

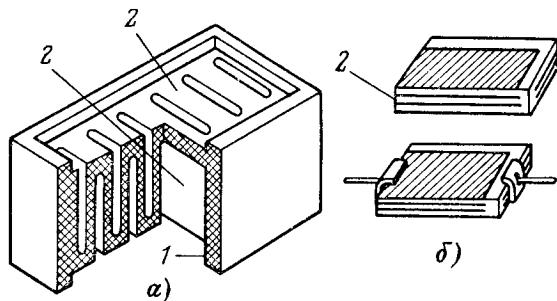


Рис. 3-9. Устройство и внешний вид литых и монокристаллических конденсаторов.

а — литой конденсатор; б — монокристаллический конденсатор; 1 — керамическая литая заготовка; 2 — металлизация.

Для ориентировочного определения резонансных частот керамических конденсаторов можно использовать графики, приведенные на рис. 3-10. Резонансные частоты дисковых конденсаторов при коротких выводах получаются приблизительно на 10—15% выше указанных. Конденсаторы типов КТ-3, КТ-4, КТ-5 и КГК обладают значительной индуктивностью и мало пригодны для применения на УКВ.

При использовании керамических конденсаторов в цепях с пульсирующим напряжением допустимая амплитуда переменной составляющей зависит от частоты; ее величина должна быть примерно в 2 раза меньше, чем у слюдяных конденсаторов (табл. 3-4).

Устройство стеклянных, стеклокерамических и стеклоэмалевых конденсаторов (КС) аналогично устройству монокристаллических конденсаторов [3-19]. Они состоят из чередующихся тонких (15—30 мкм) слоев диэлектрика, покрытых метал-

лизацией и спрессованных при высокой температуре в монокристаллический пакет. В стеклянных конденсаторах обкладки выполняют из тонкой фольги, а диэлектриком служат слои из специального стекла, стеклоэмалей и стеклокерамики, изготовленных на основе конденсаторных керамических материалов.

Торцевые участки спрессованного пакета (таблетки) с выступающими обкладками пропаиваются и к ним присоединяются выводы. Таблеточные конденсаторы, применяемые для микромодулей и печатных схем, специальных выводов не имеют, а ими являются пропаянные торцевые участки. Для защиты от механических и климатических воздействий таблетка покрывается эмалью или опрессовывается.

Конденсаторы рассмотренных типов отличаются хорошей влагостойкостью, радиационной стойкостью, имеют небольшие размеры, хорошие электрические характеристики и могут быть изготовлены с заданным ТКЕ, а поэтому заменяют слюдяные или керамические. Некоторым их недостатком является относительно небольшая емкость. Стеклокерамические конденсаторы применяют в качестве контурных, переходных, блокировочных и т. п., а стеклоэмалевые — чаще в качестве переходных и блокировочных в импульсных схемах.

Промышленность выпускает ряд конденсаторов такого типа: стеклокерамические широкого применения типов СКМ и К22У-1, К22У-2 для микромодулей и К22У-3 для гибридных интегральных схем. Стеклоэмалевые конденсаторы типа КС (ГОСТ 10069-70), К21У-1 и более термостойкие (до 200°C) К21У-3 являются конденсаторами широкого применения; тип К21У-5 предназначен в основном для использования в линиях задержки.

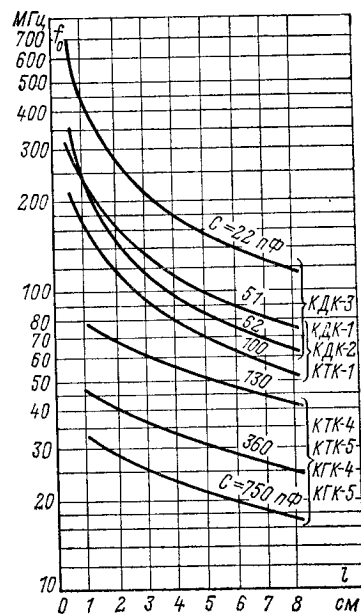


Рис. 3-10. Графики резонансных частот керамических конденсаторов.

Высоковольтные (10—25 кВ и выше) керамические конденсаторы применяют в различных импульсных устройствах, например линиях формирования импульсов, в фильтрах питания электронно-лучевых трубок, а также в контурах мощных генераторов. От высоковольтных конденсаторов других типов они выгодно отличаются небольшими размерами и простой изготовлением. Конструктивно конденсаторы выполняют в виде диска или трубки, но с учетом

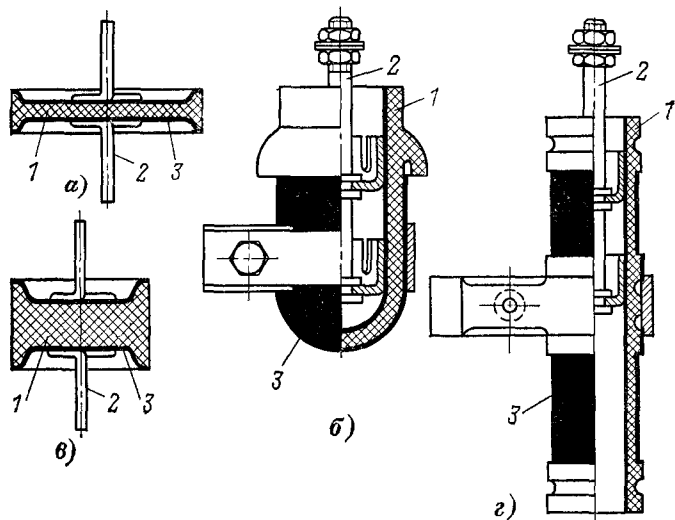


Рис. 3-11. Устройство высоковольтных керамических конденсаторов. а — дисковый; б — горшковый; в — бочоночный; г — трубчатый; 1 — керамическая заготовка; 2 — выводы; 3 — металлизация.

особенностей работы при высоком напряжении. Для относительно маломощной РЭА применяют конденсаторы плоского (КВДС, К15-5) дискового, горшкового (К15У-3) и бочоночного типов (КОБ, К15У-5) (рис. 3-11); в мощном радиостроении применяют также конденсаторы трубчатого типа.

Вариконды. Особую группу керамических конденсаторов представляют вариконды. Они выполняются из сегнетокерамики типа ВК в виде дисков или наборов из дисков и отличаются резко выраженной зависимостью емкости от приложенного напряжения. Так, например, при изменении напряжения от нескольких вольт до номинального их емкость может изменяться в 3—6 раз и более.

Вариконды применяются в различных автоматических устройствах, для электрической настройки контуров, в генераторах колебаний специальной формы, умножителях частоты, стабилизаторах напряжения и т. п. Недостатком, препятствующим их широкому применению в колебательных контурах, являются значительные потери и зависимость параметров от температуры.

Вариэретцы. На основе варикондов созданы новые элементы схем с распределенными емкостью и сопротивлением. Такие элементы, названные вариэретцами, позволяют осуществить новые, более простые схемные решения различных генераторов, усилителей и т. п.

Бумажные и металобумажные конденсаторы [3-10]. В конденсаторах большой емкости — до нескольких микрофарад или малогабаритных конденсаторах емкостью до нескольких десятых долей микрофарады диэлектриком служит конденсаторная бумага (ГОСТ 1908-66).

Конструктивно бумажные конденсаторы выполняются из двух длинных полос алюминиевой или свинцово-оловянной фольги, разделенных несколькими слоями бумаги толщиной от 4—5 до 12—15 мкм и свернутых в виде круглого или овального рулона. Для повышения электрической прочности и стабильности конденсатор пропитывают парафином, церезином, вазелином, маслом или различными компаундами. Основной задачей пропитки является заполнение пор в бумаге и пустот между слоями бумаги и обкладками. Это повышает диэлектрическую проницаемость, делает ее более стабильной при различных климатических воздействиях и способствует более равномерному распределению электрического поля внутри конденсатора.

Количество бумажных слоев n и толщина бумаги δ определяются рабочим напряжением и условиями работы конденсатора. В качестве примера приведем данные по устройству конденсаторов типа КБГ, предназначенных для работы при температурах не выше $+70^\circ\text{C}$, и конденсаторов типа БГТ, предназначенных для работы при температурах до $+100^\circ\text{C}$; толщина бумаги δ выражена в мкм.

$U_{\text{ном.}}$, В	200	400	600	1000	1500
КБГ, $n \times \delta$	2×8	3×8	3×10	4×10	5×10
БГТ, $n \times \delta$	3×8	4×8	4×10	5×10	6×10

Конденсаторы с однослойным диэлектриком и с обкладками из фольги имеют меньшие размеры, но не обеспечи-

вают высокой электрической прочности и надежности, поэтому имеют ограниченное применение.

Для уменьшения размеров металлические обкладки наносят методом вакуумного испарения непосредственно на лакированную сторону бумажной ленты (рис. 3-12). Такие конденсаторы называют металлобумажными; их удельная емкость в несколько (до 5) раз больше, чем у равноценных бумажных конденсаторов обычного типа. Это обусловлено малой толщиной однослойного диэлектрика, увеличением активной площади обкладок за счет рельефа

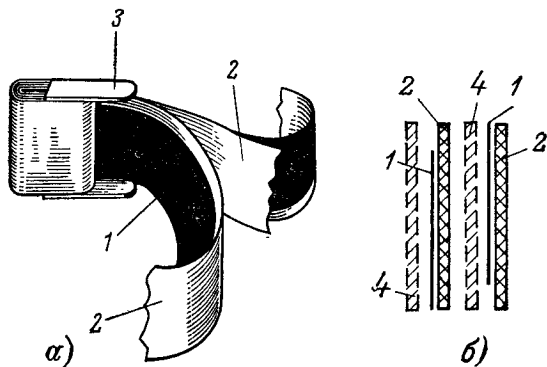


Рис. 3-12. Устройство секции металлобумажного конденсатора.

a — отдельная секция; *b* — схема нанесения металлизации; 1 — металлизация; 2 — конденсаторная бумага; 3 — выводы; 4 — дополнительные слои бумаги.

поверхности бумаги, а также незначительной толщиной слоя металлизации (около 0,1 мкм). Особенностью металлобумажных конденсаторов является их способность самовосстановления при пробое. В месте пробоя происходит быстрое испарение (выжигание) слоя напыленного металла, что отделяет пробитый участок от работающих. Это явление происходит лишь при достаточно высоких напряжениях, поэтому однослойные металлобумажные конденсаторы не рекомендуется использовать при низких напряжениях, до нескольких вольт. Для повышения электрической прочности между металлизированными лентами помещают слои обычной бумаги (многослойные конденсаторы).

По электрическим показателям бумажные конденсаторы значительно уступают слюдяным или керамическим. Они имеют большие потери ($\operatorname{tg} \delta \geq 0,01$), которые быстро растут с частотой, и более низкое сопротивление изоляции. Их

параметры зависят от климатических условий и меняются во времени. Поэтому бумажные конденсаторы обычно герметизируют.

Для герметизации конденсаторов относительно небольшой емкости (до 0,1 мкФ) используют цилиндрический корпус из фарфора, при несколько больших значениях емкости цилиндрический корпус из металла, а для конденсаторов большой емкости — плоские или прямоугольные (называемые «нормальными») корпуса из металла. Выводы осуществляют через специальные проходные изоляторы.

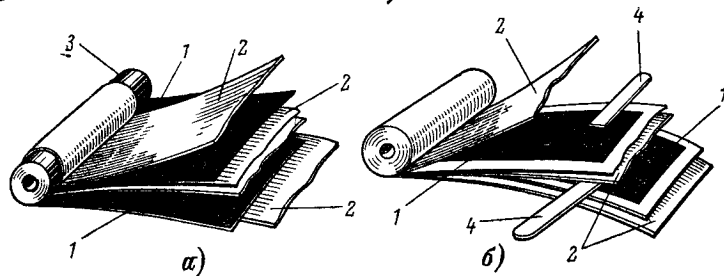


Рис. 3-13. Схемы намотки бумажных конденсаторов.

a — со смещенной фольгой; *b* — с вкладными выводами; 1 — фольга; 2 — конденсаторная бумага; 3 — выступающие концы фольги; 4 — вкладные выводы.

Существенным недостатком бумажных конденсаторов является большая собственная индуктивность, которая обусловлена тем, что обкладки конденсатора свернуты в виде спирали. Безындуктивные конденсаторы выполняют так, что выводы имеют возможно более короткое соединение со всеми участками обкладок. Это достигается путем смещения обкладок из фольги в противоположные стороны (рис. 3-13, *a*); выступающие концы фольги сминают и к ним присоединяют короткие выводы. При такой намотке индуктивность конденсатора получается очень малой — практически равной индуктивности выводов и индуктивности проводника, имеющего размеры намотанной секции. Однако сдвиг обкладок вызывает производительный расход фольги, а поэтому применяется для конденсаторов сравнительно небольшой емкости, используемых в высокочастотных цепях.

Для уменьшения индуктивности более дешевым способом в секцию при намотке через определенное число витков закладывают проводники, соединяемые вместе у общего

вывода (рис. 3-13, б). Получающаяся при этом индуктивность составляет около 60 нГ.

Проводники, соединяющие обкладки с выводными зажимами, могут быть соединены с обкладками при помощи пайки или сварки, а также могут быть накладными, т. е. соединяться с обкладками только за счет соприкосновения. Конденсаторы с непаяными контактами не следует использовать при напряжениях менее 10 В, так как возможно нарушение соединения из-за окисления контактирующих поверхностей.

Промышленность выпускает ряд типовых бумажных конденсаторов емкостью до 10 мкФ. Наибольшее распространение имеют следующие разновидности типов КБГ (ГОСТ 6118-69): КБГ-И — конденсаторы герметизированные в изолированном (керамическом) корпусе; КБГ-М — то же, но в цилиндрическом металлическом корпусе; КБГ-МП — в плоском металлическом корпусе и КБГ-МН — в нормальном (прямоугольном) металлическом корпусе и конденсаторы типов: БМ — малогабаритные и БМТ — теплоустойчивые малогабаритные (ГОСТ 9687-73); К40П-1 — малогабаритные опрессованные; К40П-2 (БГМ) — малогабаритные герметизированные; К40П-3 (КБ) — незащищенные; К40У-9 — герметизированные теплоустойчивые (рис. 3-14).

Бумажные конденсаторы в основном применяются в качестве фильтровых, блокировочных, шунтирующих и в цепях, где повышенные потери и низкая стабильность не имеют существенного значения.

При использовании бумажных конденсаторов в цепях пульсирующего напряжения допустимая амплитуда переменной составляющей зависит от номинального напряжения и частоты пульсации. Ниже приведены значения допустимой амплитуды переменной составляющей для конденсаторов типов КБГ, БГТ, К40П-1, К40П-2, К40У-9 и некоторых других.

Частота пульсации, Гц	50	100	400	1000	10 000
$(U_m/U_{раб}) \cdot 100\%$	20	15	10	6	2

При использовании бумажных конденсаторов в цепях переменного тока амплитуда переменного напряжения также зависит от частоты и номинального напряжения. При частоте переменного напряжения 50 Гц допустимая амплитуда не должна быть выше 30—50% номинального напряжения, причем меньшие значения соответствуют большим номинальным напряжениям. При частоте 500 Гц допусти-

мая амплитуда переменного напряжения будет в 2 раза, а при частоте 1000 Гц — в 4 раза меньше. Для конденсаторов емкостью больше 4 мкФ допустимая амплитуда переменного напряжения должна быть дополнительно снижена на 25—50%.

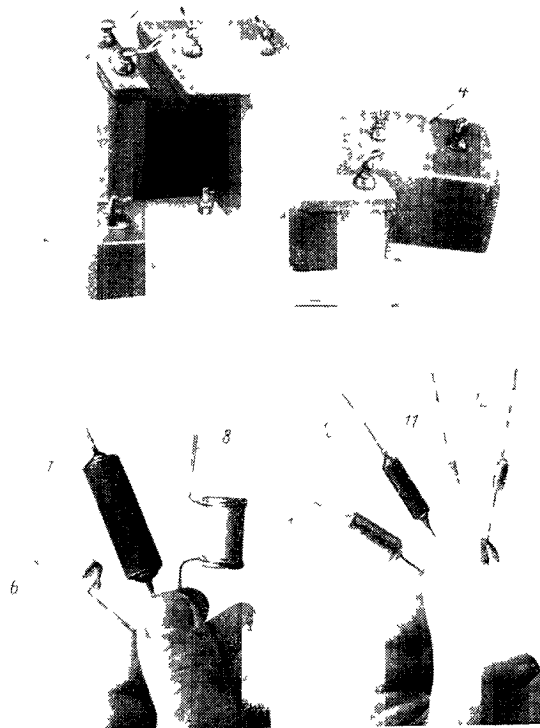


Рис. 3-14. Внешний вид бумажных, металлобумажных и пленочных конденсаторов.

1 и 2 — МБГО; 3 — МБГ; 4 и 5 — КБГ-МП, 6 — ПСО, 7 — КБГ-М; 8 — КБГ-И; 9 — БМ; 10 — КБГ-М; 11 — ВМТ; 12 — МВМ.

Для того чтобы осуществить правильный выбор бумажного конденсатора, предназначенного для использования в качестве блокировочного на высоких частотах, на рис. 3-15, а и б приведены зависимости резонансной частоты от длины его выводов и величины емкости.

По сравнению с бумажными металлобумажные конденсаторы имеют несколько большие потери ($\text{tg } \delta \approx 0,015$) и меньшее сопротивление изоляции, уменьшающееся с течением времени. Эти недостатки обусловлены наличием проводящих включений в бумаге; они также понижают рабочие частоты конденсатора.

Для работы при больших переменных напряжениях (до 50—100% номинального) предназначены так называемые частотные конденсаторы (МБГЧ).

Некоторые типы металлобумажных конденсаторов за счет сокращения срока службы могут использоваться при напряжениях выше номинального и при температурах выше предельной. При этом следует учитывать, что увеличение рабочего напряжения на 20% по сравнению с номинальным или такое же повышение температуры уменьшает срок службы конденсатора примерно в 20 раз. Поэтому при работе конденсатора в условиях повышенных температур необходимо уменьшать рабочее напряжение приблизительно на 1% на каждый градус повышения температуры.

Металлобумажные конденсаторы в основном используют в качестве блокировочных и фильтровых в цепях постоянного и пульсирующего напряжений при невысоких частотах пульсации.

Наиболее употребительными типами металлобумажных конденсаторов являются: МБГ — герметизированные в прямоугольном металлическом корпусе (ГОСТ 7112-74); МБГ-И — в цилиндрическом корпусе из керамики; МБГ-Ц — в цилиндрическом корпусе из металла; МБГ-П — в прямоугольном металлическом корпусе; МБГ-Н — в нормальном корпусе; МБГО — однослойные в прямоугольном корпусе, предназначенные для замены электролитических; МБМ — малогабаритные конденсаторы: МБМ-Ц — малогабаритные в цилиндрическом корпусе; К42У-2 — герметизированные малогабаритные и некоторые другие. Величина их емкости лежит в пределах от 0,01 до 30 мкФ.

Пленочные конденсаторы [3-18] Значительно более высокими электрическими показателями обладают пленочные конденсаторы, в которых бумажный диэлектрик заменен синтетической пленкой полистирола (стирофлекса) и его сополимеров, полиэтилентерефталата (лавсана), фторопласта и др. Такие конденсаторы отличаются очень высоким сопротивлением изоляции (до 10—100 ТОм), меньшими потерями ($\text{tg } \delta \approx 0,0015$), очень малым коэффициентом абсорбции (0,01—0,1%), более высокой стабильностью и могут быть изготовлены с большой точностью. Поэтому их применяют как в цепях высокой частоты, так и в электроизмерительных и счетно-решающих устройствах, где необходимо сочетание большой емкости, малых

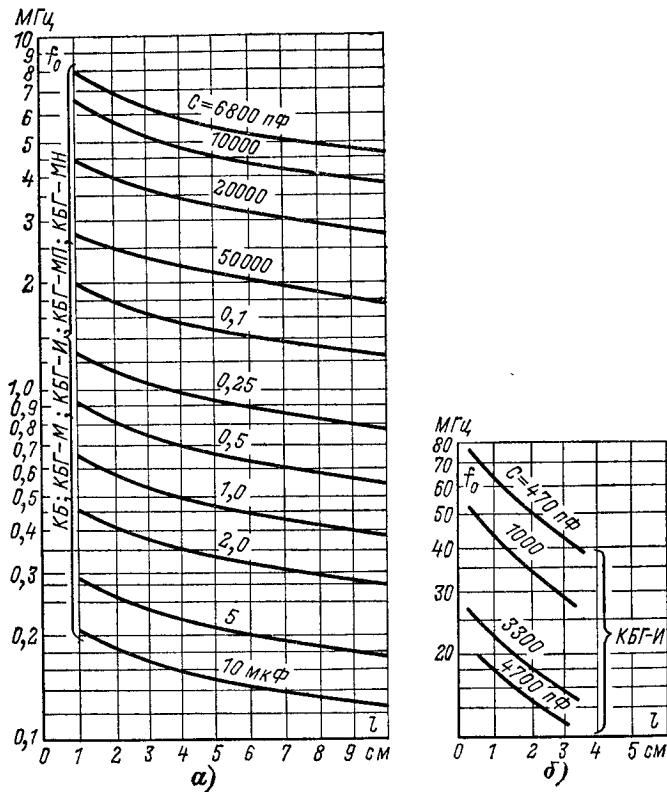


Рис. 3-15. Графики резонансных частот бумажных конденсаторов.

При использовании металлобумажных конденсаторов в цепях пульсирующего напряжения амплитуда переменной составляющей может быть такой же, как у бумажных; при использовании в цепях переменного напряжения амплитуда переменного напряжения не должна быть выше 10—25% номинального, причем чем больше номинальное напряжение, тем относительно меньше должно быть пере-

потерь, повышенной стабильности и высокого сопротивления изоляции.

Конструкция пленочных конденсаторов аналогична конструкции бумажных.

Наиболее распространенными являются пленочные полистирольные конденсаторы, отличающиеся особенно высоким сопротивлением изоляции, очень малыми потерями и хорошей стабильностью свойств во времени. Их недостатками являются низкая теплостойкость (до $+60^{\circ}\text{C}$) и относительно большие размеры, так как удельная емкость примерно в 10 раз меньше, чем у бумажных. Бóльшей теплостойкостью (до $+200^{\circ}\text{C}$) обладают конденсаторы из фторопласта-4.

При использовании пленочных конденсаторов в цепях переменного или пульсирующего напряжения частота пульсации может быть значительно выше, а амплитуда переменной составляющей больше, чем у бумажных. Так, например, для конденсаторов типа МПГ допустимая амплитуда переменного напряжения (составляющей) не должна превышать следующих значений:

Частота, Гц	500	10^4	10^6
$(U_m/U_{\text{раб}}) \cdot 100\%$	25—50	10—40	5—10

Большие значения $U_m/U_{\text{раб}}$ соответствуют меньшим рабочим напряжениям.

Емкость пленочных конденсаторов обычно не превышает 0,03 мкФ (фторопластовых — 1 мкФ), а металлопленочных — 10 мкФ.

В металлопленочных конденсаторах обкладки выполнены в виде слоя металлизации, нанесенного на пленочный диэлектрик. Такие конденсаторы имеют меньшие размеры, но худшие электрические характеристики, обусловленные повышенными потерями в обкладках. Для повышения электрической прочности, теплостойкости и надежности применяют комбинированный диэлектрик, состоящий из чередующихся слоев синтетической пленки и конденсаторной бумаги или слоев различных пленок.

Промышленность выпускает значительное количество типов пленочных конденсаторов для различных целей. Наиболее употребительными типами являются полистирольные (ГОСТ 10783-71): ПО — пленочные открытые; ПСО — стирофлексные открытые, предназначенные для использования в радиовещательной аппаратуре; ПМ — малогабаритные, предназначенные для применения в малогабаритной аппаратуре на транзисторах; ПОВ — высоковольтные (10—18 кВ) для цепей питания кинескопов, а также фторопластовые ФТ, ФГТ, К72П-2, К72П-6 и др.; наиболее употребительными металлопленочными конденсаторами являются: МПО — однослойные, отличающиеся большой емкостью при относительно небольших размерах; МПГО — то же, но герметизированные; ПКГТ — пленочные комбинированные герметизированные теплостойкие; К71П-2 и К73П-3 — малогабаритные и др. Внешний вид пленочных конденсаторов аналогичен виду соответствующих типов бумажных конденсаторов.

Основным недостатком бумажных и пленочных конденсаторов является относительно небольшая их удельная емкость. Ее величина пропорциональна отношению диэлектрической проницаемости ϵ диэлектрика к его толщине d :

$$C_{\text{уд}} \approx \epsilon \frac{\epsilon_0}{d}.$$

Поэтому для уменьшения размеров конденсатора необходимо уменьшать толщину диэлектрика и повышать его диэлектрическую проницаемость.

Решить эту задачу можно путем нанесения сверхтонких диэлектрических пленок ($d \approx 2,5$ мкм) на предварительно металлизированную подложку из конденсаторной бумаги или синтетической пленки или на подложку из тонкой фольги. В обоих случаях они образуют одну обкладку конденсатора; другой обкладкой служит слой металлизации, нанесенный на диэлектрик. Конденсаторы с изоляционной подложкой называют лакопленочными, а с металлической — металлолаковыми или металлофольговыми.

Такие конденсаторы (например, К76П-1) имеют большую емкость — до 22 мкФ, невысокое рабочее напряжение (не более 50 В), но их размеры в 5—7 раз меньше размеров равноценных металлобумажных конденсаторов, поэтому они особенно удобны для применения в малогабаритной аппаратуре.

Конденсаторы с оксидным диэлектриком [3-3]. В простейшем случае такой конденсатор состоит из двух электродов, выполненных из вентильных металлов (алюминий, тантал, титан, ниобий), погруженных в специальный электролит. Если электроды выполнены из алюминия, то такой конденсатор называют алюминиевым, если из тантала — танталовым и т. д. На поверхности одного электрода, на-

ываемого анодом, формируют тонкий оксидный слой, являющийся диэлектриком; этот электрод является одной обкладкой конденсатора. Другой обкладкой является электродлит, а второй электрод, называемый катодом, служит лишь выводом от электродлита. Электроды могут быть выполнены из фольги, проволоки или таблетки, полученной спеканием металлического порошка; такой анод называют о б ъ е м н о - п о р и с т ы м. В качестве катода обычно используют металлический корпус конденсатора.

Если электродлит находится в жидком состоянии, то конденсатор называют ж и д к о с т н ы м; если используют более вязкий, пастообразный электродлит, то конденсатор называют с у х и м. Сухие конденсаторы имеют несколько меньшие потери и ток утечки, а также более простую конструкцию. Жидкостные конденсаторы имеют лучшие условия охлаждения, могут работать при больших нагрузках и обладают свойством самовосстановления при пробое. Бросок тока при включении жидкостного конденсатора используют для устранения перенапряжений при включении выпрямителей.

Если оксидный слой на аноде покрыть слоем твердого полупроводника, заменяющего электродлит, и на него нанести контактный слой из металла и углерода (графита), то получится твердый электролитический конденсатор, называемый о к с и д н о - п о л у п р о в о д н и к о в ы м.

Электролитические конденсаторы отличаются чрезвычайно большой удельной емкостью, достигающей 30 мкФ/см^3 , что объясняется малой толщиной оксидной пленки, ее высокой диэлектрической проницаемостью (для алюминия $\epsilon \approx 10$, а для тантала $\epsilon \approx 27$) и большой активной поверхностью анода. Для ее дополнительного увеличения за счет микрорельефа анод подвергают специальному травлению.

Оксидный слой получают в результате специальной электрохимической обработки анода — формовки. Его толщина лежит обычно в пределах $0,01\text{—}1,0 \text{ мкм}$ и определяется условиями формовки. Чем тоньше оксидный слой, тем больше емкость конденсатора, но тем ниже рабочее напряжение. Поэтому конденсаторы очень большой емкости (сотни и тысячи микрофарад) имеют, как правило, низкое ($3\text{—}15 \text{ В}$) рабочее напряжение. Из-за униполярной проводимости последовательности металл — оксидный слой — электродлит электролитические конденсаторы полярны, т. е. могут работать лишь в цепях постоянного или пульсирующего напряжения при положительном потенциале на аноде.

Для получения неполярных электролитических конденсаторов оксидный слой наносят на оба одинаковых электрода или применяют встречное (одноименными полюсами) последовательное соединение двух одинаковых конденсаторных секций: в обоих случаях результирующая емкость уменьшается вдвое. Униполярные конденсаторы имеют большие размеры, не требуют определенной полярности включения и допускают кратковременную работу в цепях переменного тока.

Основным достоинством электролитических конденсаторов является большая емкость, достигающая нескольких тысяч микрофарад, при относительно небольших размерах и низкой стоимости. Это достоинство проявляется тем сильнее, чем больше емкость и ниже рабочее напряжение. Особенно выгодно применение низковольтных конденсаторов, размеры которых в десятки раз меньше размеров бумажных конденсаторов такой же емкости. Однако электролитические конденсаторы обладают рядом существенных недостатков, ограничивающих область их применения. К ним относятся: пониженная надежность, низкая точность и стабильность емкости, большие потери, низкое сопротивление изоляции, чувствительность к перенапряжениям и температуре. При понижении температуры емкость уменьшается и потери увеличиваются: при повышении температуры емкость и ток утечки увеличиваются. Уменьшение емкости и увеличение потерь происходит также при длительной эксплуатации и хранении. Это объясняется расформовкой анода, образованием на катоде оксидной пленки и изменением состава электродлита. Некоторым недостатком также является относительно невысокое рабочее напряжение: $450\text{—}500 \text{ В}$ для алюминиевых и $120\text{—}150 \text{ В}$ для танталовых.

Сопротивление изоляции электролитических конденсаторов характеризуют током утечки, который зависит от емкости и номинального напряжения и может достигать десятков и сотен микроампер.

Потери в электролитических конденсаторах в основном сосредоточены в электродлите или слое твердого полупроводника. Они могут быть приближенно учтены сопротивлением, включенным последовательно с емкостью оксидного слоя. Ранее было показано (см. § 3-1), что эквивалентная емкость такого конденсатора зависит от частоты — при ее повышении емкость уменьшается. Поэтому электролитические конденсаторы непригодны для использования

на достаточно высоких частотах. В основном их применяют в выпрямителях и цепях питания низкочастотных каскадов РЭА.

Наиболее употребительны сухие алюминиевые электролитические конденсаторы, отличающиеся низкой стоимостью. Конструктивно они выполнены из двух полос алюминиевой фольги, разделенных волокнистой прослойкой из бумаги и ткани и свернутых в виде рулона (рис. 3-16 а).

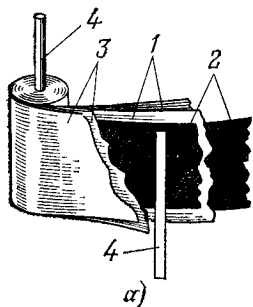
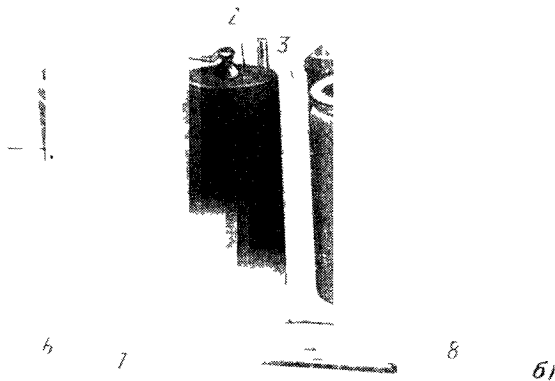


Рис. 3-16. Внешний вид и устройство электролитических конденсаторов.

а — конденсаторная секция; 1 — волокнистая прокладка; 2 — фольга; 3 — наружная обертка; 4 — выводы; б — внешний вид конденсаторов: 1 — КЭ-2 (20 мкФ, 450 В); 2 — ЭГЦ (5 мкФ, 400 В); 3 — КЭ-1 (20 мкФ, 300 В); 4 — КЭГ-2 (500 мкФ, 30 В); 5 — КЭ-2 (5 мкФ, 400 В); 6 — ЭМ (30 мкФ, 10 В); 7 — ЭМ (2 мкФ, 10 В); 8 — К-4-6 (5 мкФ, 5 В).



Электролит состоит из смеси борной кислоты и аммиака, растворенных в этиленгликоле. Анод изготовлен из фольги толщиной 50—150 мкм с содержанием алюминия 99,99%, а катод — из фольги толщиной 7,5—16 мкм с содержанием алюминия 99,6%. Свернутый рулон помещают в алюминиевый корпус, являющийся отрицательным выводом.

Несколько (две—три) отдельных секций, размещенных, в общем корпусе, образуют блок электролитических конденсаторов. Применение таких блоков повышает плотность монтажа РЭА и упрощает его выполнение.

Промышленность выпускает ряд типов алюминиевых конденсаторов различной емкости (0,5—5000 мкФ) и на различные напряжения (3—500 В). К ним относятся К50-6, К50-7 и К50-16 — широкого применения, К50-9 и К50-15 — малогабаритные, КЭГ и ЭГЦ — герметизированные и некоторые другие (рис. 3-16, б).

В зависимости от нижнего предела допускаемой температуры конденсаторы делят на четыре группы: Н — неморозостойкие с минимальной рабочей температурой — 10°C; М — морозостойкие с температурой — 40°C; ПМ — повышенной морозостойкости с температурой — 50°C и ОМ — особоморозостойкие с температурой — 60°C. Для групп М, ПМ и ОМ верхний предел допускаемой температуры +60°C; конденсаторы группы Н предназначены для использования только в комнатных условиях.

Необходимую морозостойкость получают подбором состава электролита и методом обработки анода; конденсаторы групп Н и М имеют травленные аноды, а группы ОМ — гладкие аноды. Поэтому размеры конденсаторов групп Н и М меньше, а потери больше. При минимальной температуре их емкость уменьшается в 1,5—2 раза; при максимальной температуре емкость увеличивается на 30%. Соответствующие изменения емкости конденсаторов групп ПМ и ОМ примерно в 2 раза меньше.

При использовании алюминиевых электролитических конденсаторов в цепях пульсирующего напряжения амплитуда переменной составляющей не должна быть выше определенной величины. Значения допускаемых отношений $U_m/U_{\text{раб}}$, выраженные в процентах для конденсаторов типа КЭ групп Н и М при частоте 50 Гц и температуре +20°C, приведены в табл. 3-5.

Ток утечки этих конденсаторов может быть определен по формуле

$$I_{\text{ут}} = kCU_{\text{ном}} \cdot 10^{-4} + m,$$

где $I_{\text{ут}}$ — ток утечки, мА; C — емкость, мкФ; $U_{\text{ном}}$ — напряжение на конденсаторе, В.

Коэффициенты k и m имеют следующие значения: при +20°C $k = 1$; при +60°C $k = 3$; для $C \leq 5$ мкФ $m = 0,2$; для $C = 8 \div 50$ мкФ $m = 0,1$ и для $C > 50$ мкФ

Таблица 3-5

Допустимые значения напряжения $(U_m/U_{раб}) \cdot 100\%$

$U_{ном}$, В	Для емкости, мкФ		
	2—20	3—100	100
20—50	15 (25)	10 (15)	5 (8)
150—300	10	6 (8)	—
400—450	10	—	4—5

Значения, указанные в скобках, относятся к конденсаторам групп ПМ и ОМ, при частоте 100 Гц допустимая амплитуда переменной составляющей уменьшается в 2 раза

$m = 0$. Для конденсаторов типа К-50-6 $k = 500$ и $m = 0,003$.

Танталовые электролитические конденсаторы по сравнению с алюминиевыми имеют меньшие размеры и улучшенные электрические характеристики: меньшие потери и ток утечки, большое сопротивление изоляции, повышенные стабильность, теплостойкость и надежность, большой срок службы — и могут работать при значительно более высоких частотах — до нескольких килогерц. Это объясняется высокой диэлектрической проницаемостью и химической стабильностью оксидной пленки, допускающей применение электролитов с небольшим удельным сопротивлением, например раствора серной кислоты. Поэтому сопротивление катода получается небольшим и оно не оказывает такого влияния на параметры конденсатора при изменении температуры или частоты, как в алюминиевых. Особенно большие удельные емкости имеют жидкостные танталовые конденсаторы с объемно-пористым анодом. Общий недостаток танталовых конденсаторов — дефицитность исходных материалов.

Сухие танталовые конденсаторы имеют устройство, аналогичное устройству алюминиевых. Обычно они выполняются в миниатюрном оформлении для использования в малогабаритной РЭА.

Твердые оксидно-полупроводниковые танталовые конденсаторы состоят из отформованного объемно-пористого анода, покрытого слоем полупроводника, например окиси марганца, на который нанесен контактный слой углерода и металла. Для защиты от внешних воздействий конденсатор опрессовывается пластмассой или покрывается лаком. Такое устройство способствует простоте конструкции и

уменьшению размеров конденсатора. При использовании гладких или травленных анодов из проволоки или ленты возможно получение конденсаторов относительно небольшой емкости (десятки тысяч пикофард) при очень небольших размерах.

Достоинством оксидно-полупроводниковых конденсаторов является постоянство их параметров (емкости и потерь) при пониженных температурах, постоянство ТКЕ в диапазоне рабочих температур и возможность их использования при частотах в сотни килогерц.

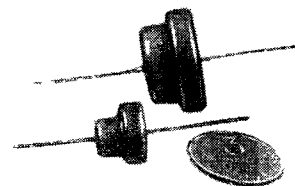
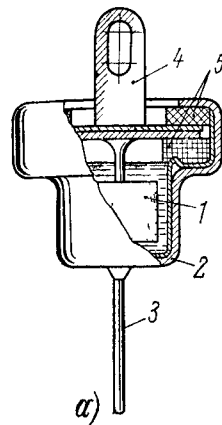


Рис. 3-17. Танталовые электролитические конденсаторы типа ЭТО

a — устройство, *б* — внешний вид, 1 — объемно-пористый анод, 2 — корпус, 3 — отрицательный вывод, 4 — положительный вывод, 5 — уплотняющие прокладки

Промышленность выпускает ряд типов танталовых электролитических конденсаторов, например: ЭТ, ЭТН, ЭТО с объемно-пористым анодом; К-53-1 — оксидно-полупроводниковый и др. Внешний вид и устройство этих конденсаторов представлены на рис. 3-17.

При использовании танталовых конденсаторов в цепях с пульсирующим напряжением амплитуда переменной составляющей не должна превышать значений, определяемых следующими условиями.

Для конденсаторов типов ЭТ и ЭТН при рабочих напряжениях до 30 В:

Частота, Гц	50	100	500	1000	2000	5000	10 000
$(U_m/U_{раб}) \cdot 100\%$	30 (20)	20 (12)	10 (17)	7 (5)	3	1,2 (0,6)	0,6

Значения, указанные в скобках, относятся к конденсаторам типа ЭТО. Для конденсаторов с более высоким ра-

бочим напряжением и большой емкости приведенные отношения следует уменьшить в 2—3 раза.

Ток утечки может быть определен по формуле (стр. 143), если принять (для конденсаторов ЭТ и ЭТН) $k = 500$, а $m = 0$.

Оксидно-полупроводниковые конденсаторы из более дешевого и менее дефицитного ниобия (тип К-53-4) отличаются еще большей удельной емкостью, а следовательно, меньшими размерами, чем танталовые. Конденсатор емкостью 47 мкФ при номинальном напряжении 20 В имеет диаметр 7,2 мм. По остальным показателям они равноценны танталовым.

Проходные и блокировочные (опорные) конденсаторы. Для осуществления развязок в цепях питания, предотвращения проникновения промышленных помех, а также для различных блокировок,

действие которых должно быть эффективно в весьма широком диапазоне частот, применяют так называемые проходные конденсаторы.

Проходные конденсаторы могут быть выполнены как с бумажным (пленочным), так и с керамическим диэлектриком. Устройство бумажного проходного конденсатора показано на рис. 3-18. Внутри конденсаторной секции расположен токнесущий стержень 1, к которому присоединены торцы одной обкладки конденсатора. Торцы второй обкладки присоединены к металлическому корпусу 2. Этот корпус крепится непосредственно к корпусу прибора.

Благодаря ничтожной длине соединительных проводников проходные конденсаторы обладают очень малой индуктивностью и, несмотря на большую емкость, достигающую нескольких микрофард, могут успешно работать на частотах до 100—150 МГц.

Промышленность выпускает несколько типов бумажных и пленочных проходных конденсаторов различных емкостей, номинальных напряжений, проходных (через центральный стержень) токов и конструктивного оформления. К ним относятся: КБП — бумажные проходные (ГОСТ 6760-62); КБЗ — бумажные защитные; МБП — металлобумажные проходные и др.

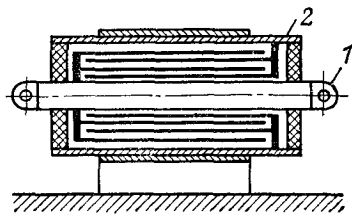


Рис. 3-18. Устройство проходного бумажного конденсатора.

Емкость этих конденсаторов лежит в пределах от сотых долей микрофарды до нескольких микрофард, рабочее напряжение — от 10—50 В до 1,0—1,5 кВ, проходной ток — от нескольких десятков до нескольких сотен ампер. Конденсаторы такого типа в основном применяют для защиты от помех, создаваемых электрическими машинами и установками.

Для развязок в цепях питания и для всевозможных блокировок в РЭА на частотах свыше 250—300 МГц при-

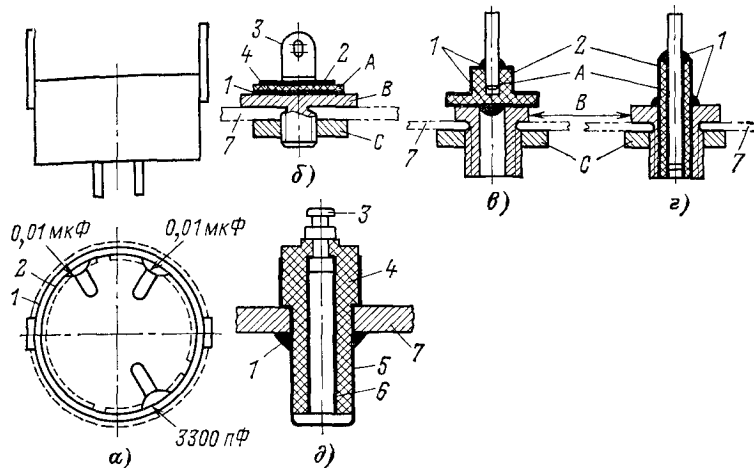
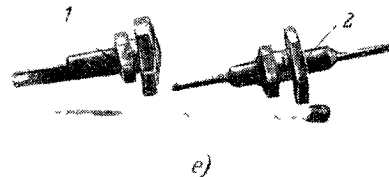


Рис. 3-19. Устройство блокировочных и опорных конденсаторов УКВ.

а — блок КТБ; б и в — дисковые; г и д — трубчатые; 1 — пайка; 2 — металлизация, 3 — вывод; 4 — керамика; 5 — наружная обкладка; 6 — внутренняя обкладка; 7 — шасси; е — внешний вид опорного конденсатора типа КДО (1) и проходного типа КДП (2).



меняют специальные конструкции блокировочных и проходных конденсаторов с чрезвычайно малой величиной собственной индуктивности.

На рис. 3-19, а изображена конструкция блока керамических конденсаторов, применяемых для осуществления развязки и блокировки в цепях анода, катода и экранной сетки электронных ламп. Стандартный блок такого

типа (КТБ) состоит из трех конденсаторов емкостью 3300, 10 000 и 100 000 пФ. Общей обкладкой является слой металлизации 1, нанесенный на наружную поверхность керамического кольца; другие обкладки 2, соединяемые с электродами лампы, нанесены на внутреннюю поверхность кольца.

На рис. 3-19, б—д изображена конструкция керамических блокировочных конденсаторов, называемых опорными, особенно широко применяемых для различных блокировок на частотах до 1000—1500 МГц. Конденсаторы

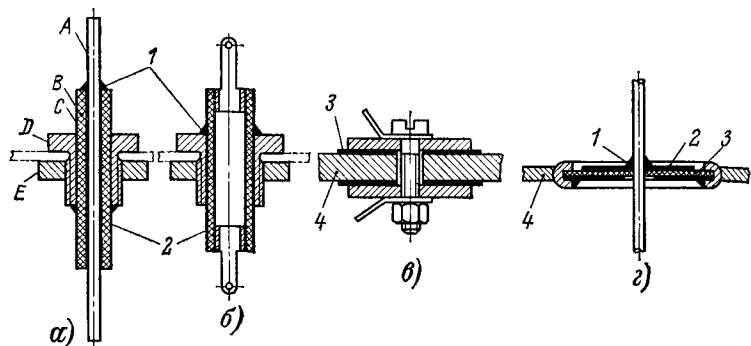


Рис. 3-20. Устройство керамических и слюдяных проходных конденсаторов УКВ.

а и б — трубчатые; в и г — дисковые; 1 — пайка; 2 — металлизация; 3 — слюда; 4 — шасси.

состоят из керамического диска (или трубки) А с нанесенными обкладками, который укреплен на металлической втулке В, снабженной гайкой С. При помощи этой втулки конденсаторы крепят на шасси прибора. Емкость таких конденсаторов составляет 50—100 пФ, а при применении сегнетокерамики — до 15 000 пФ. На рис. 3-19, д приведена несколько измененная конструкция, которая крепится к шасси с помощью пайки.

На рис. 3-20 изображено устройство проходных конденсаторов, применяемых в качестве вводов питания и предназначенных для фильтрации напряжений на частотах до 1000—1600 МГц. Токонесущий проводник А конденсатора на рис. 3-20, а расположен внутри керамической трубки В; этот проводник является одной обкладкой конденсатора. Вторая обкладка, соединяемая с шасси, выполнена в виде слоя металлизации С, нанесенного на наружной поверх-

ности трубки. Для укрепления конденсатора на шасси он снабжается металлической втулкой D с гайкой E. Статическая емкость конденсатора равна 50—200 пФ, а при применении сегнетокерамики — 1000—1500 пФ. На рис. 3-20, б, в и г изображены проходные и блокировочные конденсаторы несколько иной конструкции.

Наиболее употребительными типами проходных и опорных конденсаторов являются (ГОСТ 11553-71): КТП — конденсатор трубчатый проходной; КО — трубчатый опорный; КДО — дисковый опорный, а также малогабаритные — КТПМ, КОМ и др. Емкость этих конденсаторов лежит в пределах от 3—10 до 10 000—15 000 пФ, рабочее напряжение до 400—500 В, проходной ток до 5—10 А.

Расчет емкости. Приведем формулы для расчета емкости различных конденсаторов.

Емкость плоского конденсатора из двух обкладок с однородным диэлектриком без учета краевого эффекта может быть вычислена по формуле

$$C = \frac{\epsilon S}{3,6\pi d}, \quad (3-6)$$

где С — емкость конденсатора, пФ; S — активная площадь обкладки (т. е. площадь взаимного перекрытия при неодинаковых обкладках), см; d — расстояние между ними, см; ϵ — диэлектрическая проницаемость. Учет краевого эффекта в первом приближении может быть произведен увеличением линейных размеров обкладок примерно на 0,44 d на сторону.

Емкость плоского конденсатора с неоднородным диэлектриком, состоящим из чередующихся слоев с различными диэлектрическими проницаемостями, равна;

$$C = \frac{S}{3,6\pi \left(\frac{d_1}{\epsilon_1} + \frac{d_2}{\epsilon_2} + \dots \right)}, \quad (3-7a)$$

где d_1 , d_2 — толщины слоев, ϵ_1 , ϵ_2 — соответственно их диэлектрические проницаемости.

Емкость многослойного конденсатора с общим числом обкладок (пластин) n и активной площадью одной пластины S может быть определена по формуле

$$C = \frac{\epsilon S (n-1)}{3,6\pi d}. \quad (3-7b)$$

Емкость между двумя коаксиальными цилиндрами определяется следующим образом:

$$C = \frac{0,241\epsilon l}{\lg D/d}, \quad (3-7в)$$

где C — емкость, пФ; D — внутренний диаметр наружного цилиндра, см; d — наружный диаметр внутреннего цилиндра, см; l — активная длина, см.

Печатные конденсаторы. Печатные конденсаторы применяют в печатных схемах в основном для различных блокировок и фильтрации достаточно высоких частот — свыше 70—100 МГц, так как они имеют относительно небольшую емкость, невысокие точность ($\pm 50\%$) и стабильность, а также повышенные потери. Обкладки печатных конденсаторов могут быть расположены как на обеих сторонах печатной платы, так и на одной стороне. Конденсаторы первого типа имеют большую емкость, величина которой определяется площадью обкладок, толщиной диэлектрика (платы) и его диэлектрической проницаемостью; в обычных условиях она составляет 3—5 пФ/см². Для увеличения емкости иногда применяют основания с повышенной диэлектрической проницаемостью, уменьшают ее толщину в местах расположения обкладок или увеличивают площадь, придавая сечению вид гофра. Очертание обкладок определяется формой площадки, предназначенной для конденсатора. Для уменьшения индуктивности желательно придавать обкладкам прямоугольную форму с отношением сторон 1 : 2 и вывод делать от широкой стороны.

Конденсаторы небольшой емкости (доли и единицы пикофард) выполняют с обкладками, расположенными на одной стороне печатной платы, причем им придают зигзагообразную или гребенчатую форму (рис. 3-21, *a* и *б*). При ширине промежутка между торцевыми поверхностями металлического слоя около 0,2 мм и основании со средней величиной диэлектрической проницаемости (4—5), емкость между торцами будет около 1,5—1,8 пФ/см при электрической прочности не более 50—60 В. Такие конденсаторы используют для связи отдельных цепей и в колебательных контурах.

В ряде случаев удобно выполнение группы печатных конденсаторов в виде блока (рис. 3-21, *в*).

Интегральные конденсаторы микросхем можно разделить на пленочные, применяемые в гибридных ИС, и

полупроводниковые на основе p - n перехода, применяемые в полупроводниковых и совмещенных ИС.

Пленочные конденсаторы образуются двумя проводящими пленочными обкладками, между которыми расположен пленочный диэлектрик. Форма обкладок — прямоугольная или какая-либо фигурная — определяется общей топологией микросхемы. Основное применение находят однослойные конденсаторы, т. е. состоящие из двух обкладок, разделенных диэлектриком. Многослойные (многопластинчатые) конденсаторы имеют большую емкость, но

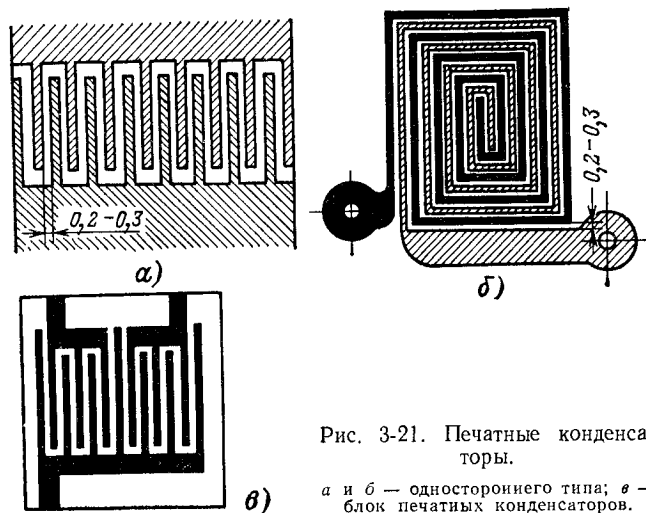


Рис. 3-21. Печатные конденсаторы.

a и *б* — одностороннего типа; *в* — блок печатных конденсаторов.

сложнее в изготовлении и менее надежны, а поэтому применяются реже.

Обкладки конденсаторов выполняются напылением из алюминия, тантала, титана, меди и других металлов. Основными требованиями, предъявляемыми к материалу обкладок, являются небольшое поверхностное сопротивление, невысокая температура испарения и удобство напыления проводящих пленок. Считается, что этим требованиям в наибольшей степени удовлетворяют алюминий.

В качестве диэлектрика используют пленки из окислов и соединений металлов (Al_2O_3 , SiO , SiO_2 , Ta_2O_5 , Sb_2S_3), которые формируются непосредственно на обкладках. Реже применяются пленки из полимерных материалов — полистирола,

фторопласта-4, стекла, керамики и т. п. Основными требованиями, предъявляемыми к пленкам, являются высокая диэлектрическая проницаемость и ее стабильность, высокая электрическая прочность, малые потери и проводимость утечки и удобство проведения процесса их формирования.

Считается, что этим требованиям достаточно хорошо отвечают пленки из монооксида кремния (SiO). Параметры наиболее часто применяемых диэлектрических пленок приведены в табл. 3-6.

Таблица 3-6

Основные параметры диэлектрических пленок

Материал	ϵ	$\alpha_C \cdot 10^{-6},$ °C ⁻¹	$\text{tg } \delta \cdot 10^{-3}$	$E_{\text{доп}},$ кВ/мм	$C_0,$ пФ/мм ²
Al ₂ O ₃	8—9	500—3000	5—50	—	500—800
SiO	5—6	2000—10 000	2—20	200—500	100—150
SiO ₂	4—6	100	10—20	10—100	30—500
Ta ₂ O ₅	25	250	5—10	30—40	До 400
TiO ₂	40—100	300	20—50	—	До 1000
SiO ₂ + Sb ₂ S ₃ (два слоя)	18—21	—	4—10	70—200	200

Нижняя обкладка конденсатора наносится непосредственно на подложку ИС методом катодного распыления; ее толщина обычно не больше 0,5 мкм. На поверхность этой обкладки наносят (или формируют химическим способом) диэлектрическую пленку, а на нее методом катодного распыления или вакуумного испарения напыляют верхнюю обкладку. Толщину диэлектрической пленки d определяют по величине рабочего напряжения конденсатора $U_{\text{раб}}$ и электрической прочности пленки $E_{\text{доп}}$:

$$d = (2 - 2,5) \frac{U_{\text{раб}}}{E_{\text{доп}}}$$

Считается, что пленки тоньше 100 мкм не пригодны для использования.

Свойства диэлектрической пленки определяют удельную емкость C_0 , т. е. емкость, приходящуюся на единицу активной площади обкладок. По этому параметру определяют активную площадь обкладок S , при которой получается необходимая емкость:

$$S = \frac{C}{C_0} \quad (3-8)$$

Удельная емкость выбирается так, чтобы имелась возможность размещения на подложке обкладок с необходимой активной площадью.

При проектировании нескольких конденсаторов, расположенных на одной подложке, для изготовления их за один технологический прием, следует исходить из одинакового для всех значения C_0 . Необходимо учитывать, что фактическая площадь, занимаемая конденсатором на подложке, несколько больше расчетной из-за наличия изоляционных

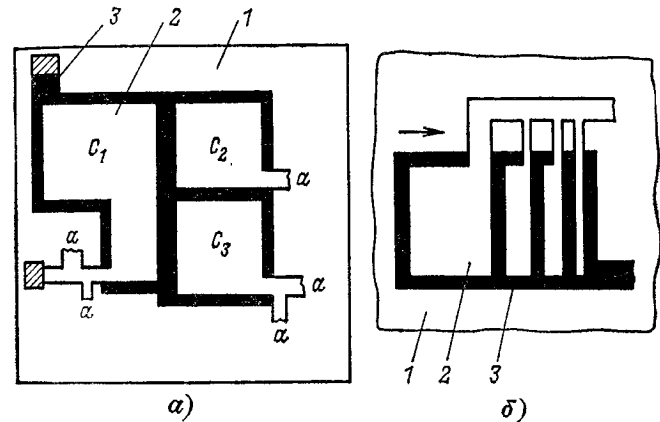


Рис. 3-22. Интегральные пленочные конденсаторы.

a — размещение конденсаторов на подложке; b — схема подгонки емкости (стрелка указывает направление подрезки 2, 3 и 4-го выводов); 1 — подложка; 2 — верхняя обкладка; 3 — нижняя обкладка (диэлектрические пленки не показаны).

промежутков и контактных площадок. Пример расположения нескольких конденсаторов на одной подложке показан на рис. 3-22, a .

Наибольшая емкость пленочных конденсаторов обычно составляет 0,025 мкФ; при использовании диэлектрических пленок из пентаоксида тантала (Ta₂O₅) она достигает 0,25 мкФ. Наименьшая емкость — не менее 50 пФ. Получение меньших емкостей связано с технологическими трудностями напыления толстых пленок и устранения краевых эффектов.

Основным достоинством пленочных конденсаторов является большая их емкость, а недостатками — большая площадь, занимаемая ими на подложке, и большие пределы допускаемых отклонений ($> \pm 20\%$).

Для получения более высокой точности (до 5%) путем подгонки емкости применяются так называемые гребенчатые конденсаторы, состоящие из нескольких параллельно соединенных секций — основной и подстроечных. Подгонка емкости производится удалением перемычек (рис. 3-22, б). Рекомендуется площади обкладок регулирующих секций выполнять в соответствии с рядом (относительно полной): 0,85 — 0,9; 0,1 — 0,05; 0,03 и 0,02.

В полупроводниковых и совмещенных ИС применяют конденсаторы с МДП-структурой (металл—диэлектрик—полупроводник)*. Для его получения в эпитаксиальном слое, образованном на подложке методом ло-

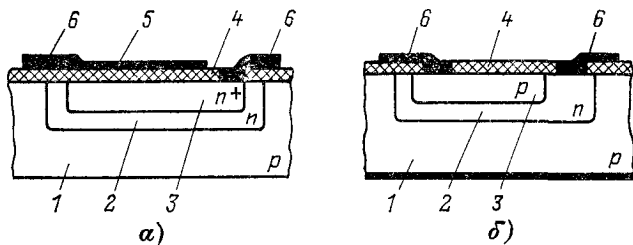


Рис. 3-23. Схематическое устройство интегральных конденсаторов.

а — конденсатор с МДП-структурой; б — полупроводниковый конденсатор; 1 — подложка; 2 — эпитаксиальный слой; 3 — нижняя обкладка; 4 — диэлектрическая пленка; 5 — верхняя обкладка; 6 — металлизированные выводы.

кальной диффузии, через трафарет, формируется нижняя обкладка той же проводимости, но с повышенной концентрацией носителей. При этом на поверхности образуется пленка двуокиси кремния толщиной 50—100 мкм, являющаяся диэлектриком. На эту пленку наносится тонкий, 50—100 мкм, слой алюминия, образующий верхнюю обкладку (рис. 3-23, а).

Параметры такого конденсатора определяются свойствами диэлектрической пленки. Удельная емкость составляет 400—640 пФ/мм², пробивное напряжение $\leq 60 \div 80$ В; конденсаторы могут работать на частотах до 10 МГц и имеют сравнительно малые потери. Конденсаторы полярны, на верхнюю обкладку должно быть подано положительное напряжение, при этом емкость не будет зависеть от приложенного напряжения.

Полупроводниковые конденсаторы основаны на использовании барьерной емкости *p-n* перехода при обратном смещении. Эта емкость зависит как от распределения примесей в примыкающих к переходу областях, так и от приложенного напряжения. Поэтому имеется возможность получения интегральных конденсаторов переменной емкости и подстроечных.

Для получения конденсатора принципиально может быть использован любой из имеющихся *p-n* переходов — база-эмиттер база — коллектор и коллектор — подложка, так как вид перехода определяет лишь удельную емкость и потери. Наименьшие потери имеет переход база — коллектор, который поэтому обычно и используется для устройства конденсаторов. Схематическое устройство такого конденсатора изображено на рис. 3-23, б. Обкладками являются легированные слои зоны коллектора (нижняя обкладка) и зоны базы (верхняя обкладка), разделенные *p-n* переходом. Электрические выводы осуществляют напылением тонкой алюминиевой пленки. Для устранения влияния *p-n* перехода коллектор—подложка на последнюю подают запирающее напряжение. Такие конденсаторы могут быть выполнены на емкость до 400 пФ ($C_0 = 300 \div 350$ пФ/мм²) при низкой добротности ($Q \leq 10$) и невысоком (≤ 20 В) рабочем напряжении; они малопригодны для использования на частотах свыше 1 МГц. Их основным достоинством является возможность одновременного изготовления с основными элементами ИС и небольшие размеры занимаемой ими площади.

Общим недостатком интегральных конденсаторов является большая площадь, занимаемая ими на подложке, что резко увеличивает стоимость ИС. Поэтому ряд ИС, например логических, выполняется или без конденсаторов, или с минимальным их количеством.

3-3. КОНДЕНСАТОРЫ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Конденсаторы переменной емкости [3-9] (с механическим управлением)¹ состоят из двух систем параллельных пластин, одна из которых может плавно перемещаться и ее

¹ Вариконды и варикапы, емкость которых зависит от величины приложенного напряжения, иногда называют конденсаторами переменной емкости с электрическим управлением.

* Иногда такие конденсаторы называют оксидными.

пластины при этом заходят в зазоры между пластинами второй системы: это изменяет активную площадь, а следовательно, и емкость конденсатора. Неподвижную систему называют статором, а подвижную — ротором.

Наибольшее распространение получили конденсаторы с плоскопараллельными пластинами и вращательным перемещением ротора. Конденсаторы с поступательным перемещением ротора имеют большие размеры, сложнее в производстве и не получили широкого распространения.

Конденсаторы переменной емкости можно классифицировать по нескольким признакам. В зависимости от применяемого диэлектрика их можно разделить на конденсаторы с воздушным диэлектриком и конденсаторы с твердым диэлектриком.

Наиболее часто применяют конденсаторы с воздушным диэлектриком, так как они отличаются большей точностью установки емкости, малыми потерями и высокой стабильностью. Конденсаторы с твердым диэлектриком несколько проще в изготовлении, имеют меньшие размеры, но обладают сравнительно низкой точностью и стабильностью, а поэтому применяются в основном в качестве регулировочных в низкочастотных контурах и в радиотракте малогабаритных транзисторных приемников. Газонаполненные и вакуумные конденсаторы и конденсаторы с жидким диэлектриком отличаются сложностью конструкции, поэтому имеют очень ограниченное применение, преимущественно в мощном радиостроении.

В зависимости от угла поворота подвижной системы различают конденсаторы с нормальным угловым диапазоном, при котором полный угол поворота равен 180° , с расширенным угловым диапазоном — полный угол поворота ротора больше 180° и с уменьшенным угловым диапазоном, например равным 90° . Конденсаторы с расширенным угловым диапазоном наиболее часто применяются в контурах УКВ.

Основное применение КПЕ находят в качестве элемента настройки диапазоновых колебательных контуров. Поэтому важной его характеристикой является закон изменения емкости — функциональная характеристика, которая определяет характер изменения частоты колебательного контура при настройке. По этим признакам КПЕ разделяют на прямоемкостные (линейные), прямоволновые (квадратичные), прямочастотные, логарифмические (среднелинейные) и специальные.

Прямоемкостные конденсаторы характеризуются линейной функциональной характеристикой при повороте подвижной системы на угол φ

$$C_\varphi = a\varphi + b.$$

При этом плотность настройки¹ получается по диапазону не равномерной; при малых емкостях она велика, а при больших — мала. Такие конденсаторы применяют часто в качестве регулировочных, подстроечных и для настройки контуров при малом коэффициенте перекрытия диапазона. В этом случае шкала по частоте получается практически линейной.

Прямоволновые конденсаторы дают линейное изменение длины волны контура. Емкость конденсатора при этом должна изменяться нелинейно

$$C_\varphi = (a\varphi + b)^2.$$

Такие конденсаторы имеют ограниченное применение, преимущественно в некоторых измерительных приборах.

Прямочастотные конденсаторы дают линейное изменение частоты контура, что обеспечивает постоянную плотность настройки по диапазону. Функциональная характеристика емкости при этом имеет следующий вид:

$$C_\varphi = \frac{1}{(a\varphi + b)^2},$$

т. е. емкость должна убывать при увеличении угла поворота. Более привычны прямочастотные конденсаторы с так называемым «обратным вращением», у которых при увеличении угла поворота емкость возрастает, а частота контура убывает:

$$C_\varphi = \frac{1}{[a(\pi - \varphi) + b]^2}.$$

Прямочастотные конденсаторы имеют широкое применение в разнообразной РЭА.

Логарифмические конденсаторы характеризуются постоянным, в пределах диапазона, относительным изменением емкости или частоты. В первом случае конденсаторы называют емкостно-логарифмическими. При этом

$$C_\varphi = \exp(a\varphi + b),$$

¹ Под плотностью настройки понимают изменение частоты, приходящееся на единицу линейного (или углового) перемещения указателя шкалы настройки; ее выражают в кГц/мм.

а во втором — частотно-логарифмическими:

$$f_{\varphi} = b \exp(a\varphi).$$

По характеру изменения частоты логарифмические конденсаторы приближаются к прямочастотным, но обеспечивают одинаковую точность отсчета по всему диапазону, поэтому имеют широкое применение в различной РЭА.

Конденсаторы с другими видами функциональных характеристик имеют ограниченное применение и поэтому не рассматриваются.

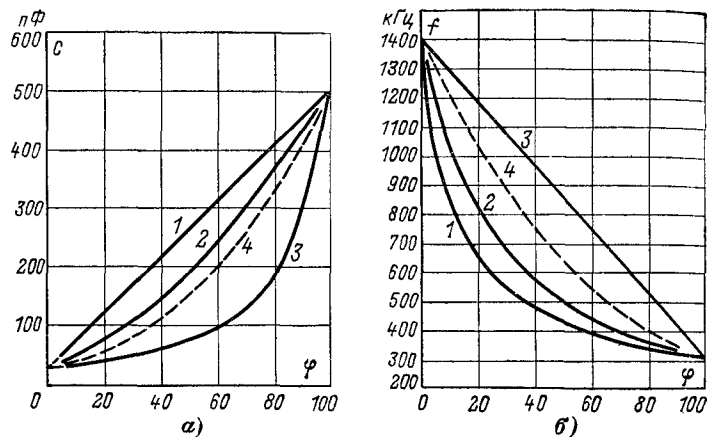


Рис. 3-24. Изменение емкости (а) и частоты (б) контура при настройке различными конденсаторами переменной емкости.

1 — прямоемкостными; 2 — прямоволновыми; 3 — прямочастотными; 4 — логарифмическими.

В приведенных формулах a и b — постоянные коэффициенты, неодинаковые для различных типов конденсаторов. Они могут быть определены по начальным условиям, т. е. при $\varphi = 0$ и $\varphi = 180^\circ$. Графики изменения емкости и частоты контура с различными конденсаторами приведены на рис. 3-24.

При использовании КПЕ для настройки колебательных контуров пределы перестройки (коэффициент перекрытия диапазона) в значительной степени зависит от величины максимальной и минимальной емкости конденсатора.

Максимальная емкость конденсатора определяется диапазоном, а минимальная емкость — паразитными емко-

стями, которые зависят от конструкции, т. е. взаимного расположения ротора и статора, расстояний между ними и элементами крепления и т. п. (рис. 3-25, а). Употребительные в практике значения максимальных емкостей конденсаторов и соответствующие им значения минимальных емкостей приведены в табл. 3-7.

Разность $C_{пер} = C_{к. макс} - C_{к. мин}$ называют переменной частью емкости.

В контурах, используемых на длинных и средних волнах, наиболее употребительны конденсаторы, имеющие

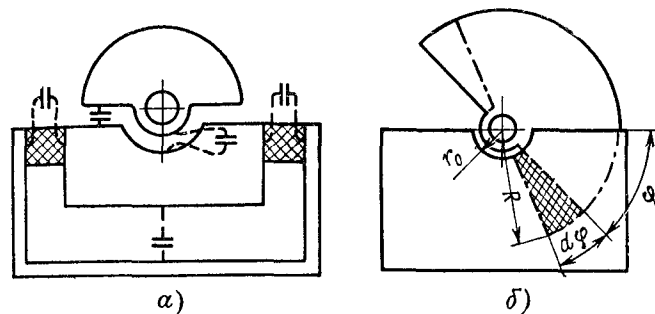


Рис. 3-25. К расчету конденсаторов переменной емкости.

а — к определению минимальной емкости; б — к расчету формы пластин.

округленное значение максимальной емкости: 125, 150, 200, 225, 350 и 500 пФ; в контурах измерительных приборов для увеличения точности отсчета в начале шкалы начальная емкость увеличивается до 100—200 пФ.

Таблица 3-7

Емкости конденсаторов переменной емкости (пФ)

Диапазон	ДВ	СВ	ПВ	КВ	УКВ			До 15 Не менее 2,6
					20—35	15—20	3,5—6,5	
$C_{к. макс}$	450—750	250—450	150—250	50—150	40—50	20—35	15—20	
$C_{к. мин}$	15—25	10—15	8—12	6—10	5—7	3,5—6,5	2,6—5,5	

Широкое применение находят блоки конденсаторов переменной емкости, которые состоят из нескольких конденсаторных секций, посаженных на общую ось. Наиболее широко используются блоки КПЕ из двух-трех секций; иногда применяют блоки КПЕ из

пяти-шести секций. При большом числе секций уменьшается механическая жесткость блока, увеличиваются его размеры и понижается стабильность из-за возможных прогибов и скручивания длинной оси.

Секции блока КПЕ в основном делают одинаковыми. В отдельных случаях применяют блоки КПЕ с разнотипными секциями. Например, секцию контура гетеродина радиоприемника для повышения стабильности делают с увеличенным зазором, а для получения сопряжения настроек без применения дополнительных конденсаторов в однодиапазонных приемниках эта секция может иметь другую функциональную характеристику.

3-4. РАСЧЕТ КОНДЕНСАТОРОВ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Задачей расчета конденсатора переменной емкости является определение конфигурации роторных и статорных пластин, их количества и величины зазора. При этом считаются заданными минимальная и максимальная емкости контура, функциональная характеристика, а также требования к точности, стабильности и условиям работы конденсатора.

Требуемая функциональная характеристика может быть получена приданием специального очертания роторным пластинам или при помощи выреза на статоре, имеющего специальную форму. Рассмотрим расчет конденсаторов при первом способе получения необходимого закона изменения емкости, т. е. определим, как должен изменяться радиус ротора для получения необходимой функциональной характеристики. Примем, что угловой диапазон перемещения ротора равен 180° .

На рис. 3-25, б изображены пластины конденсатора, ротор которого введен на угол φ . Давая углу φ малое приращение $d\varphi$, получаем соответствующее приращение активной площади dS , равное площади заштрихованного сектора:

$$dS = \frac{(R^2 - r_0^2) d\varphi}{2} \frac{2\pi}{360} = \frac{(R^2 - r_0^2) d\varphi}{114,6}.$$

С другой стороны, имеем:

$$dS = \frac{3,6\pi d}{n-1} dC.$$

Сравнивая эти два выражения, получаем:

$$R = \sqrt{\frac{1300d}{n-1} \frac{dC}{d\varphi} + r_0^2}, \quad (3-9)$$

где n — общее число пластин (ротора и статора); d — зазор между пластинами ротора и статора; r_0 — радиус выреза на статоре для пропуска оси.

Все линейные размеры в приведенных формулах выражены в сантиметрах, емкость — в пикофарадах, а углы — в градусах.

Полученное выражение (3-9) является исходным для расчета очертания ротора конденсаторов любых типов, так как требует определения лишь значения отношения $dC/d\varphi$, что может быть выполнено как аналитически, так и графически. Рассмотрим особенности расчета конденсаторов основных типов.

Прямоемкостный конденсатор имеет линейную функциональную характеристику. Поэтому $dC/d\varphi = \text{const}$ и $R = \text{const}$, т. е. его ротор будет иметь полукруглую форму. Для расчета можно принять, что

$$\frac{dC}{d\varphi} = \frac{C_{\text{макс}} - C_{\text{мин}}}{180}.$$

Дальнейший расчет проводится по формуле (3-9). Форма роторов конденсаторов других типов отличается от полукруглой, поэтому расчет их очертания производится для ряда значений угла φ , взятых через $10-20^\circ$. Приведем, без вывода, сводку формул для расчета отношения $dC/d\varphi$ конденсаторов различных типов. В приводимых формулах приняты следующие обозначения: $C_{\text{мин}}$ — минимальная емкость контура (пФ), а k_f — коэффициент перекрытия диапазона контура ($k_f = f_{\text{макс}}/f_{\text{мин}}$).

Прямоволновый конденсатор;

$$\frac{dC}{d\varphi} = 2C_{\text{мин}} \frac{\theta_1 + \varphi}{\theta_1^2}, \quad (3-10)$$

где

$$\theta_1 = \frac{180}{k_f - 1}.$$

Прямочастотный конденсатор (при возрастании емкости с увеличением угла поворота);

$$\frac{dC}{d\varphi} = 2C_{\text{мин}} \frac{\theta_2}{(\theta_2 - \varphi)^2}, \quad (3-11)$$

где

$$\theta_2 = 180 \frac{k_f}{k_f - 1}.$$

Емкостно-логарифмический конденсатор:

$$\frac{dC}{d\varphi} = \theta_3 C_{\min} \exp(\theta_3 \varphi), \quad (3-12)$$

где

$$\theta_3 = \frac{4,6}{\pi} \lg k_f.$$

Частотно-логарифмический конденсатор:

$$\frac{dC}{d\varphi} = 2\theta_4 C_{\min} k_f^2 \exp[-2\theta_4(\pi - \varphi)], \quad (3-13)$$

где

$$\theta_4 = \frac{2,3}{\pi} \lg k_f.$$

В формулах (3-12) и (3-13) для простоты вычислений углы должны быть выражены в радианах¹; при этом в формуле (3-9) численный коэффициент должен быть равен не 1300, а 22,7.

На рис. 3-26 изображены очертания пластин различных конденсаторов, рассчитанные при одинаковых исходных данных. Из приведенных рисунков следует, что роторные пластины прямочастотных конденсаторов имеют чрезвычайно вытянутую форму (максимальный радиус примерно в 2 раза больше радиуса ротора равноценного прямоемкостного конденсатора); это понижает механическую жесткость ротора и увеличивает объем конденсатора. Для устранения этого недостатка форму пластин несколько изменяют, получая ее очертание при помощи двух-трех сопрягаемых окружностей различного радиуса; площадь такой упрощенной пластины выбирается равной площади пластины правильной формы, а ее очертание показано пунктиром на рис. 3-26, б.

Удовлетворительную линейную зависимость частоты от угла поворота можно получить и при полукруглом роторе, сместив центр его вращения относительно центра пластины (рис. 3-26, в). В этих случаях линейность изменения частоты

несколько нарушается: в середине диапазона шкала несколько сжимается, а в области максимальных емкостей — растягивается, но общая погрешность при этом обычно не превышает 6—8%.

При малых коэффициентах перекрытия диапазона форма роторных пластин конденсаторов всех типов приближается к полукруглой.

Более жесткой конструкцией обладают конденсаторы с полукруглым ротором и специальным статором. Статор

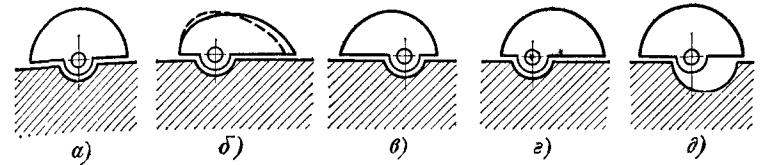


Рис. 3-26. Формы пластин конденсаторов переменной емкости.

а — прямоемкостного; б — прямочастотного; в — логарифмического; г — со смещенным центром вращения; д — с вырезом на статоре.

при этом снабжается вырезом с переменным радиусом, форма которого и определяет требуемый закон изменения емкости (рис. 3-26, д). Общая погрешность и в этом случае получается около 6—8%.

Радиус-вектор выреза определяется выражением

$$R_{ст} = \sqrt{R_p^2 + r_0^2 - R^2}, \quad (3-14)$$

в котором R_p — радиус полукруглого ротора, а R — радиус, вычисленный по вышеприведенным формулам. Возможно также выполнение конденсатора с вырезом на статоре и неполукруглым ротором.

Расчет конденсаторов по функциональной характеристике, заданной графически. Рассмотрим расчет очертания роторной пластины, когда функциональная характеристика задана не аналитическим выражением, а графически, вид которой определяется назначением данного конденсатора. Для такого расчета кривая емкости разбивается на m (обычно 10—20) равных (по углу поворота) участков; в пределах каждого участка отношение C_{\max}/C_{\min} мало; поэтому средний радиус участка ротора можно определять по формулам для прямоемкостного конденсатора. Можно показать, что

$$R = \sqrt{A \Delta C + r_0^2}. \quad (3-15)$$

¹ Для этого число градусов следует умножить на величину $2\pi/360$.

В этом выражении ΔC — приращение емкости конденсатора от одного сектора к другому, непосредственно определяемое по кривой емкости; A — постоянная для данного конденсатора величина, равная:

$$A = \frac{1300md}{180(n-1)} = 7,2 \frac{md}{n-1}.$$

Разбивка кривой на участки и определение ΔC для каждого участка показаны на рис. 3-27.

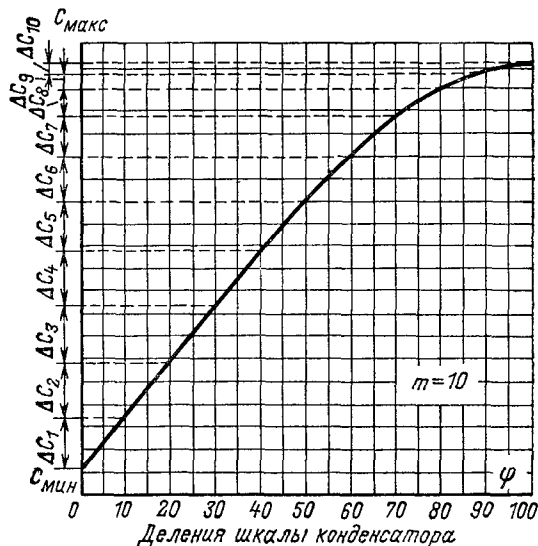


Рис. 3-27. К расчету конденсатора по функциональной характеристике заданному графически ($m = 10$).

Постоянную A удобно определить по данным последнего (m -го) участка. Задаваясь максимальным конструктивно допустимым радиусом ротора этого участка $R_{\text{макс}}$, из выражения (3-15); получим:

$$A = \frac{R_{\text{макс}}^2 - r_0^2}{\Delta C_m}.$$

Расчет радиусов остальных секторов производится по формуле (3-15); общее число пластин равняется:

$$n = \frac{7,2md}{A} + 1. \quad (3-16)$$

Необходимо максимальный радиус $R_{\text{макс}}$ выбирать так, чтобы n было целым числом.

Конденсаторы с расширенным и суженным угловым диапазоном [3-9]. Конденсаторы переменной емкости с расширенным угловым диапазоном, угол поворота ротора которых больше 180° , создают возможность более высокой точности отсчета и установки частоты без применения сложных шкально-верньерных устройств. Практически такие конденсаторы рационально изготовлять на емкость не более 50 пФ; при больших емкостях увеличиваются размеры пластин, что усиливает влияние вибраций на стабильность емкости конденсатора. Особенно широко такие конденсаторы применяются для настройки контуров РЭА в УКВ диапазоне.

Угол поворота ротора больше 180° получают, если угол ротора $\theta_p > 180^\circ$; при этом угол статора $\theta_{\text{ст}} = 360^\circ - \theta_p < 180^\circ$.

Наиболее часто применяют конденсаторы с угловым диапазоном 270° ; конденсаторы с более широким угловым диапазоном, например 330° , имеют малую емкость, большие размеры, не дают существенного увеличения точности отсчета, а поэтому применяются редко.

Рассмотрим принцип действия конденсаторов с расширенным угловым диапазоном. При вращении ротора в начале диапазона активная площадь и емкость конденсатора увеличиваются так же, как в конденсаторах с нормальным угловым диапазоном. При дальнейшем повороте ротора также происходит увеличение активной площади за счет вхождения пластин, но при этом часть площади пластин ротора выходит из статора. Для компенсации выходящей площади размеры входящей площади должны быть соответственно увеличены. Это достигается приданием пластинам ротора соответствующего очертания (рис. 3-28).

Расширенный угловой диапазон можно получить и при $\theta_p < 180^\circ$ и $\theta_{\text{ст}} > 180^\circ$.

Если угловые размеры ротора и статора ограничить значениями угла меньше 180° , например 90° , то получим кон-

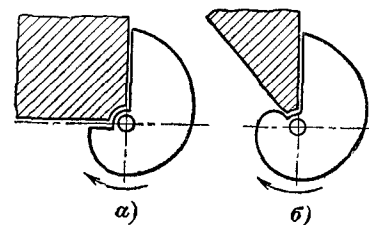


Рис. 3-28. Форма пластин конденсаторов переменной емкости с расширенным угловым диапазоном.
а — 270° ; б — $> 270^\circ$.

денсатор с суженным угловым диапазоном. Такие конденсаторы имеют некоторое применение в специальной РЭА.

Определение исходных данных. Для расчета КПЕ необходимо предварительное определение минимальной и максимальной емкостей контура $C_{\text{мин}}$ и $C_{\text{макс}}$, числа пластин n , зазора d и радиуса выреза на статорных пластинах r_0 . Рассмотрим особенности выбора этих величин для конденсаторов, применяемых в маломощной РЭА.

Минимальная емкость контура составляется из минимальной емкости конденсатора настройки и дополнительных емкостей, вносимых усилительными приборами, катушкой, монтажом, подстроечным конденсатором, термокомпенсатором и т. п. В контурах длинных и средних волн ее величина составляет примерно 30—80 пФ, в контурах УКВ — 15—20 пФ. Максимальная емкость контура составляется из максимальной емкости конденсатора и перечисленных емкостей. Точный расчет этих емкостей производится при электрическом расчете схемы.

Общее число пластин n выбирается на основании следующих соображений: при большом числе пластин длина конденсатора получается чрезмерной, при малом — возрастают размеры каждой пластины, что понижает их жесткость. Рекомендуется число пластин выбирать так, чтобы длина конденсаторной секции примерно была равна среднему радиусу ротора. При использовании типовых пластин от этого соотношения приходится отступать. Ориентировочно число пластин можно выбрать по табл. 3-8.

Таблица 3-8

Число пластин конденсаторов переменной емкости

$C_{\text{к. макс.}}'$ пФ	До 750	350—500	200—300	100—150	50—60	40—50	25—35	15—20	До 15
n	До 33	15—25	9—11	7—13	7—23	7—14	5—11	3—7	3—5

Величина зазора d выбирается исходя из размеров конденсаторов, требуемой точности, необходимой стабильности и электрической прочности, а также производственно-технологических соображений. Чем больше зазор, тем выше электрическая прочность, стабильность, надежность и точность функциональной характеристики и тем легче производство конденсатора. Объем конденсатора примерно

пропорционален квадрату величины зазора, поэтому при его увеличении размеры конденсатора существенно возрастают.

Точное определение зазора по электрической прочности встречает ряд трудностей, так как электрическая прочность воздуха зависит от атмосферного давления и других климатических факторов, а также от частоты, расстояния между пластинами, состояния их поверхности и других, трудно учитываемых факторов. Для приближенного расчета можно исходить из того, что при нормальном давлении допустимая напряженность поля между пластинами (для переменного напряжения высокой частоты) составляет 650—750 В/мм. Если амплитуда переменного напряжения на конденсаторе будет U_m , то величина зазора (мм) может быть найдена из соотношения

$$d = \frac{U_m}{500-700}. \quad (3-17)$$

При постоянном напряжении электрическая прочность будет выше.

В конденсаторах, предназначенных для работы в условиях пониженного давления окружающего воздуха, величину зазора выбирают с учетом уменьшения электрической прочности. Для ориентировочного выбора зазора такого конденсатора на рис. 3-29 приведен график зависимости относительной величины пробивного напряжения воздуха от высоты над уровнем моря. При напряжениях меньше 200—250 В пробой через воздух не может произойти ни при каких условиях. В этом случае величину зазора следует выбирать, исходя из конструктивных соображений.

С точки зрения стабильности и точности величина зазора должна быть возможно больше. При этом изменение взаимного расположения пластин за счет теплового расширения, вибраций, неточностей сборки и аналогичных причин будет мало сказываться на емкости конденсатора. Поэтому прецизионные конденсаторы и конденсаторы для стабильных контуров, задающих частоту (генераторов и гетеродинов), имеют увеличенные зазоры. При малых зазорах понижается надежность и усложняются изготовление и сборка конденсатора. Поэтому его величина зависит и от общей конструкции, определяющей технологию. Установлено, что конденсаторы с зазором меньше 0,15 мм вызывают чрезмерное усложнение производства.

Если рабочее напряжение конденсатора не более 200 В, то величину зазора выбирают не менее 0,15—0,20 мм, а чаще

всего 0,3—0,6 мм, что обеспечивает рабочее напряжение около 200—450 В. В конденсаторах повышенной точности и стабильности применяют большие зазоры, до 1,0—1,5 мм.

Радиус выреза на статорных пластинах r_0 определяется диаметром оси и зазором между осью и кромками статорных

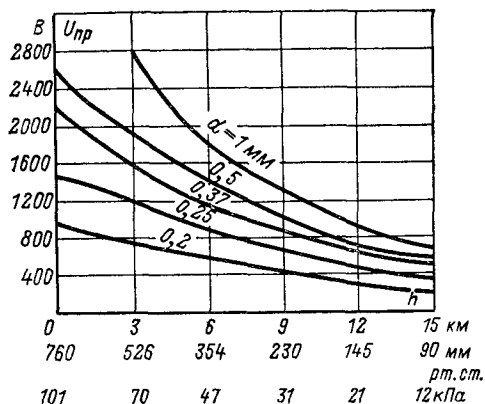


Рис 3-29. Зависимость пробивного напряжения воздуха от высоты над уровнем моря и величины зазора d .

пластин. Этот зазор выбирается часто в 2—3 раза больше зазора между пластинами. Его уменьшение повышает минимальную емкость конденсатора и отрицательно сказывается на стабильности. Обычно величина r_0 составляет 5—10 мм.

3-5. СТАБИЛЬНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

Изменение емкости конденсатора может быть вызвано как воздействием климатических факторов — температуры, влажности, атмосферного давления, так и механических, возникающих при различных вибрациях, ударах и тому подобных воздействиях. Эти изменения незначительны для конденсаторов, работающих в качестве фильтрующих и блокировочных, а также применяемых в контурах, не задающих частоту, и т. п., но они нежелательны, а в ряде случаев и вообще недопустимы для конденсаторов, используемых в контурах, задающих частоту различных генераторов и гетеродинов. Поэтому вопросам стабильности уде-

ляется очень большое внимание и им посвящены многочисленные работы [1-3, 1-14].

Рассмотрим влияние дестабилизирующих факторов на емкость конденсатора и методы ослабления этого влияния.

Температурная стабильность. Изменения емкости под влиянием температуры в основном вызываются изменением линейных размеров пластин и зазоров и изменением диэлектрической проницаемости диэлектриков (в том числе и воздуха), находящихся в электрическом поле конденсатора. Значительные изменения емкости также могут вызываться короблением различных элементов конструкции. Общий ТКЕ конденсатора определяется совместным действием всех перечисленных факторов.

Стабильные конденсаторы постоянной емкости чаще всего представляют собой типовые керамические конденсаторы группы МПО по ТКЕ, защищенные от воздействия влаги, а также наборы из конденсаторов групп ПЗЗ, МЗЗ и др., образующих стабильную емкость с заданным ТКЕ. Так, например, при параллельном соединении конденсаторов C_1, C_2, \dots, C_n с ТКЕ $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$ ТКЕ α_C результирующей емкости C равен:

$$\alpha_C = \frac{\alpha_1 C_1 + \alpha_2 C_2 + \dots + \alpha_n C_n}{C} \quad (3-18)$$

При последовательном соединении двух конденсаторов

$$\alpha_C = \frac{\alpha_1 C_2 + \alpha_2 C_1}{C_1 + C_2} \quad (3-19)$$

Существенным недостатком керамических конденсаторов является зависимость ТКЕ от температуры. Поэтому особо точные и стабильные, так называемые образцовые, конденсаторы выполняют с воздушным диэлектриком.

Стабильные КПЕ имеют специальную конструкцию. Рассмотрим ее характерные особенности.

Емкость конденсаторов переменной емкости можно рассматривать как состоящую из двух частей: постоянной части, представляющей собой минимальную емкость C_{\min} конденсатора, величина которой не зависит от положения ротора, и переменной части $C_{\text{пер}}$, величина которой изменяется при перестройке. Каждая из этих емкостей имеет определенный ТКЕ. При этом общий ТКЕ конденсатора α_C согласно (3-18) будет равен:

$$\alpha_C = \frac{\alpha_n C_{\min} + \alpha_{\text{пер}} C_{\text{пер}}}{C_{\min} + C_{\text{пер}}} \quad (3-20)$$

Его величина зависит от $C_{\text{пер}}$, т. е. изменяется при перестройке контура.

Составляющие α_n и $\alpha_{\text{пер}}$ зависят от ряда факторов, определяемых конструкцией конденсатора. Общий ТКЕ конденсатора сложным образом зависит от этих составляющих и не поддается точному расчету, но можно отметить, что понижение общего ТКЕ конденсатора может быть достигнуто только уменьшением ТКЕ этих составляющих. Рассмотрим каждую из этих составляющих.

Минимальная емкость конденсатора образуется за счет емкостей через изоляторы крепления ротора и статора C_d и емкостей через воздух C_v между деталями ротора и статора (см. рис. 3-25, а), т. е. $C_{\text{мин}} = C_d + C_v$. Поэтому ее ТКЕ определяется значениями ТКЕ этих емкостей.

Емкость через диэлектрик зависит от конструкции конденсатора и составляет 10—20% и более минимальной емкости. Ее величина в современных конструкциях лежит в пределах 0,5—1,5 пФ. ТКЕ этой емкости в основном определяется ТКДП — температурным коэффициентом диэлектрической проницаемости изоляторов α_e . Его величина равна:

$$\alpha_{C_d} = \alpha_e \frac{C_d}{C_{\text{мин}}} \quad (3-21)$$

Для уменьшения этого слагаемого необходимо уменьшать емкости через диэлектрик и применять изоляторы с малыми ТКДП, например из плавленного кварца, ультрафарфора, высокочастотного стеатита.

ТКЕ емкости через воздух α_{C_v} определяется ТКДП воздуха, коэффициентами линейного расширения пластин и корпуса конденсатора, конструкцией крепления пластин статора и величиной зазора между кромками пластин ротора и статора. Для его понижения конструкцию выполняют так, чтобы температурные расширения деталей не изменяли зазора между ротором и статором.

Основной и наиболее важной частью общего ТКЕ являются ТКЕ переменной части емкости.

Так как емкость любого конденсатора равна:

$$C = k \frac{\epsilon S}{d},$$

где k — постоянная, то, считая относительные изменения ϵ , S и d малыми, можно записать:

$$\alpha_C = \alpha_\epsilon + \alpha_S - \alpha_d.$$

Следовательно, ТКЕ переменной части емкости α_C определяется алгебраической суммой температурных коэффициентов диэлектрической проницаемости (ТКДП) α_ϵ , площади пластин α_S и зазора между ними α_d . Два последних слагаемых определяются тепловым расширением пластин и элементов конструкции конденсатора, фиксирующих величину зазора, изменения площади пластин за счет теплового расширения и смещения ротора конденсатора в радиальном направлении.

ТКЕ, обусловленный тепловым изменением зазора за счет расширения пластин (по толщине) и элементов крепления, связан с коэффициентами линейного расширения этих деталей (ТКЛР) следующей зависимостью:

$$\alpha_{C_1} = \frac{\alpha_{\text{зав}} d_{\text{зав}} - \alpha_{\text{пл}} d_{\text{пл}}}{d_{\text{зав}} - d_{\text{пл}}}, \quad (3-22)$$

где $\alpha_{\text{пл}}$ — коэффициент линейного расширения материала пластин; $\alpha_{\text{зав}}$ — коэффициент линейного расширения зазора; $d_{\text{пл}}$ — толщина пластин; $d_{\text{зав}}$ — зазор между пластинами одного знака.

При применении для всех элементов конструкции материалов с одинаковыми коэффициентами линейного расширения $\alpha_{\text{пл}} = \alpha_{\text{зав}} = \alpha$ получаем: $\alpha_{C_1} = \alpha$.

В таких конденсаторах ТКЕ, вызываемый тепловым расширением, полностью определяется коэффициентом линейного расширения применяемого материала. Поэтому детали стабильных конденсаторов делают из однородных материалов с малым значением коэффициента линейного расширения — инвара и керамики. Некоторые характеристики материалов, применяемых в конденсаторостроении, приведены в приложении (см. табл. П-11).

Получение достаточного малого ТКЕ возможно и при применении разнородных материалов. Для этого необходимо, чтобы $\alpha_{\text{зав}} d_{\text{зав}} = \alpha_{\text{пл}} d_{\text{пл}}$. Однако практика показывает, что понижение ТКЕ при помощи такой компенсации сложно и не всегда обеспечивает однородность конденсаторов по ТКЕ.

Изменение площади пластин за счет теплового расширения относительно мало сказывается на ТКЕ переменной части. Величина этой составляющей равняется

$$\alpha_{C_2} = 2\alpha_{\text{пл}}.$$

Значительно большее влияние на полный ТКЕ переменной части емкости оказывают радиальные и осевые

перемещения ротора, которые вызываются различием в коэффициентах линейного расширения пластин и корпуса, а также оси и корпуса конденсатора. Для уменьшения этих перемещений пластины корпус и ось конденсатора следует делать из материалов с одинаковым коэффициентом линейного расширения, а изоляторы крепления статора укреплять на корпусе, по возможности ближе к уровню оси.

Значительное влияние на величину полного ТКЕ конденсатора оказывает величина зазора; увеличение зазора уменьшает почти все слагаемые полного ТКЕ конденсатора.

Роль диэлектрической проницаемости воздуха. Емкость переменной части, а также составляющая C_B минимальной емкости пропорциональны диэлектрической проницаемости воздуха, которая близка, но не равна единице и зависит от температуры, относительной влажности и давления. При расчетах емкости диэлектрическая проницаемость воздуха всегда принимается равной единице, так как получающаяся неточность мала по сравнению с погрешностью, обусловленной другими причинами — влиянием краев, допусками при изготовлении конденсатора и т. п. Однако изменения диэлектрической проницаемости воздуха, вызываемые изменениями климатических условий, имеют существенное значение при определении стабильности емкости конденсатора.

Определение диэлектрической проницаемости воздуха в зависимости от температуры, влажности и давления было рассмотрено в § 1-3.

Для расчета изменения емкости конденсатора при изменении климатических условий определяется приращение диэлектрической проницаемости воздуха при начальных и конечных условиях по отношению к их значению при $T = 20^\circ \text{C}$, $H = 50\%$ и $p = 101,3 \text{ кПа}$ (760 мм рт. ст.). Конечный результат получается вычитанием первой величины из второй.

Величина относительного изменения диэлектрической проницаемости, а следовательно, и изменения емкости, обусловленного влажностью, очень велика и неустойчива. Ослабление влияния влажности достигается устранением доступа наружного воздуха к пластинам конденсатора путем герметизации.

ТКЕ стабильных конденсаторов переменной емкости, изготовленных из керамики и инвара и предназначенных для использования в прецизионной измерительной аппаратуре, может быть получен примерно $\pm (5 \div 15) 10^{-6} 1/^\circ \text{C}$,

ТКЕ конденсаторов для менее точной аппаратуры, например для профессиональных радиоприемников, составляет $\pm (30 \div 50) 10^{-6} 1/^\circ \text{C}$, а ТКЕ конденсаторов для радиовещательных приемников $\pm (200 \div 300) 10^{-6} 1/^\circ \text{C}$. Нестабильность частоты контура, вызываемая температурными изменениями емкости, может быть значительно снижена при помощи термокомпенсации.

Под влиянием температуры возникают и необратимые изменения емкости. Нециклическая емкость в стабильных схемах опаснее относительно большого ТКЕ, так как препятствует реализации термокомпенсации.

Понижение КТНЕ достигают выбором такой конструкции элементов конденсатора и конструктивных материалов, которые обеспечивают невозможность возникновения остаточных деформаций и старения. Для этого корпус и ось делают из однородных (по коэффициенту линейного расширения) материалов и в конструкции подшипников предусматривают возможность ненапряженного изменения длины оси при ее тепловом расширении. Детали конденсаторов изготавливают и соединяют между собой приемами, которые не вызывают появления внутренних напряжений, например отливкой, пайкой, используют нестареющие диэлектрики (ультрафарфор, стеатит). Готовые конденсаторы подвергаются температурной тренировке, устраняющей внутренние напряжения в материалах. Практически КТНЕ может быть получен до 10^{-4} — 10^{-5} и ниже.

Стабильность при механических воздействиях. При работе конденсаторов на подвижных объектах под влиянием вибраций и ударов происходят изгибы пластин статора и особенно ротора, прогибы осей и других элементов конструкции, фиксирующих положение ротора и статора. Это приводит к изменению взаимного расположения ротора и статора, перекосам пластин и изменению зазоров. При неблагоприятных условиях могут наступить и необратимые изменения емкости.

Виброустойчивость конденсатора определяется его конструкцией — размером и массой ротора и статора, способами их крепления, применяемыми материалами, величиной зазоров и возможностью точной сборки.

Известно, что деформации элемента под влиянием механических усилий пропорциональны кубу ее длины и обратно пропорциональны квадрату толщины. Поэтому деформации пластин ротора будут тем меньше, чем меньше их радиус и больше толщина. Для повышения виброустой-

чивости необходимо конденсаторы делать более короткими; чем короче и толще ось ротора и элементы крепления статора и чем меньше масса ротора и статора, тем меньше будет деформации. При неизменном диаметре оси устойчивость обратно пропорциональна кубу ее длины, а при неизменной длине — прямо пропорциональна квадрату диаметра.

Большое влияние оказывает способ крепления оси и других достаточно длинных деталей. Так, например, вибро-

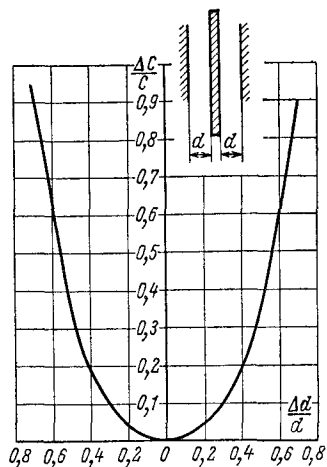


Рис. 3-30. Зависимость относительного изменения емкости трехпластинчатого конденсатора от смещения средней пластины.

устойчивость конденсаторов с осью, закрепленной с обеих сторон, в несколько (4—8) раз больше, чем у конденсаторов с консольно закрепленной осью (на одной опоре). Виброустойчивость будет также тем выше, чем больше отношение модуля упругости применяемых материалов к их удельной плотности. Особенно большое влияние на виброустойчивость оказывает зазор. Чем больше зазоры между пластинами, тем меньше сказывается их перемещение. На рис. 3-30 показано относительное изменение емкости конденсатора при смещении пластин ротора в ту или иную сторону от среднего положения. Очевидно, чем больше зазор d , тем при одинаковом абсолютном смещении Δd будет меньше относительное изменение емкости.

Деформации деталей резко возрастают при механическом резонансе, т. е. при совпадении частоты собственных (механических) колебаний детали с частотой вибрации. Для устранения этих явлений необходимо, чтобы собственные частоты механических колебаний были за пределами (например, выше) диапазона частот вибраций. Это достигается уменьшением размеров пластин ротора и статора, увеличением их толщины, изготовлением их из достаточно толстых, непружинящих материалов, а также общим уменьшением размеров конденсатора. Большое влияние оказывает точность сборки конденсатора обеспечивающая сим-

метричное расположение пластин ротора между пластинами статора. При неточной сборке, т. е. при асимметричном зазоре, влияние перемещений пластин под влиянием вибраций сказывается значительно сильнее. В специальных конденсаторах относительное изменение емкости при вибрации может составлять 0,01—0,1 %, а в конденсаторах общего применения — до 1% и выше.

3-6. КОНДЕНСАТОРЫ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ С ТВЕРДЫМ ДИЭЛЕКТРИКОМ

Уменьшение размеров конденсаторов переменной емкости за счет уменьшения воздушного зазора может быть произведено лишь до определенного предела. Выше отмечалось, что уже при зазорах около 0,15—0,2 мм возникают производственные трудности, а возможное попадание в зазор пыли и влаги понижает электрическую прочность и надежность конденсатора. Кроме того, необходимость придания пластинам достаточной жесткости заставляет изготавливать их из сравнительно толстого материала, примерно 0,3—0,5 мм и более, что также увеличивает размеры.

Существенно уменьшить размеры конденсатора можно при использовании твердого диэлектрика с большей, чем у воздуха, диэлектрической проницаемостью. При этом толщина диэлектрика может быть значительно меньше, чем величина воздушного зазора; значительно тоньше могут быть и пластины.

Выполнить конденсатор с твердым диэлектриком, который полностью бы заполнил зазор, практически невозможно, так как это исключает возможность какого-либо перемещения ротора. Поэтому в таких конденсаторах всегда предусматривается воздушная прослойка, вследствие чего диэлектрик получается многослойным, состоящим из чередующихся слоев твердого диэлектрика и воздуха. Емкость конденсатора с таким диэлектриком равна:

$$C = \frac{A}{\frac{d_1}{\epsilon_1} + \frac{d_2}{\epsilon_2}},$$

где

$$A = \frac{S(n-1)}{3,6\pi};$$

d_1 и d_2 — толщины твердого диэлектрика и воздушной прослойки; ϵ_1 и ϵ_2 — их диэлектрические проницаемости.

Для дальнейших рассуждений удобно ввести понятие эквивалентной проницаемости ϵ' многослойного диэлектрика при которой конденсатор обладает такой же емкостью, как и при многослойном диэлектрике. Толщина эквивалентного диэлектрика должна быть $d = d_1 + d_2$. Следовательно,

$$C = A \frac{\epsilon'}{d}.$$

Сравнивая оба выражения для емкости и полагая, что вторым диэлектриком является воздух, у которого $\epsilon_2 \approx 1$, можно получить, что

$$\epsilon' = \epsilon_1 \frac{1 + \frac{d_2}{d_1}}{1 + \frac{d_2^2}{d_1^2} \epsilon_1}. \quad (3-23)$$

На рис. 3-31 показана зависимость эквивалентной проницаемости ϵ' от относительной величины воздушного промежутка при различных значениях диэлектрической проницаемости твердого диэлектрика. Из этих графиков следует, что воздушная прослойка понижает эквивалентную проницаемость тем сильнее, чем больше ее относительная величина и чем выше проницаемость твердого диэлектрика. Поэтому воздушную прослойку следует делать как можно меньше.

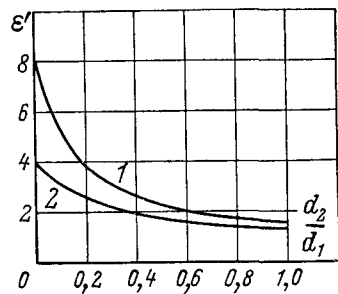


Рис. 3-31. Зависимость эквивалентной диэлектрической проницаемости от относительной величины воздушного промежутка.

$$1 - \epsilon_1 = 8; \quad 2 - \epsilon_1 = 4.$$

рых имеет твердый диэлектрик, а второй — воздушный. Известно, что суммарные потери такой группы равны:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{C_2 \operatorname{tg} \delta_1 + C_1 \operatorname{tg} \delta_2}{C_1 + C_2}.$$

Подставляя сюда выражения частичных емкостей

$$C_1 = A \frac{\epsilon_1}{d_1}; \quad C_2 = A \frac{\epsilon_2}{d_2}$$

и

$$C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} = A \frac{\epsilon'}{d}$$

и учитывая, что $d = d_1 + d_2$, а $\epsilon_2 \approx 1$, получаем:

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{d_1}{d} \frac{\epsilon'}{\epsilon_1} \operatorname{tg} \delta_1 + \frac{d_2}{d} \epsilon' \operatorname{tg} \delta_2. \quad (3-24)$$

Полученное выражение показывает, что потери в таком конденсаторе больше, чем в воздушном, и в значительной степени определяются потерями в твердом диэлектрике.

Электрическая прочность конденсатора с твердым диэлектриком определяется напряженностью электрического поля в воздушном зазоре и в твердом диэлектрике. Будем считать, что диэлектрик конденсатора состоит из двух слоев: воздушной прослойки суммарной толщиной d_2 и твердого диэлектрика толщиной d_1 . Отношение напряженностей электрического поля в воздушной прослойке E_2 и твердом диэлектрике E_1 равно $E_2/E_1 = \epsilon_1/\epsilon_2$, а отношение напряжений в них будет:

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{\epsilon_1 d_2}{\epsilon_2 d_1}.$$

Принимая $\epsilon_1 = \epsilon$, $\epsilon_2 \approx 1$ и учитывая, что $U = U_1 + U_2$, легко получить следующие выражения для напряжений на твердом диэлектрике U_1 и на воздушной прослойке U_2 :

$$U_1 = \frac{U}{1 + \frac{\epsilon d_1}{d_2}} \quad (3-25)$$

и

$$U_2 = \frac{U}{1 + \frac{d_1}{\epsilon d_2}}, \quad (3-26)$$

которые могут служить для определения электрической прочности такого конденсатора.

Обычно $d_1/\epsilon d_2 < 1$, при этом $U_2 \approx U$, т. е. в этом случае наибольшая часть приложенного напряжения падает на воздушную прослойку, что при неправильном выборе размеров может привести к ионизационным процессам и пробоем конденсатора.

Стабильность конденсатора с твердым диэлектриком ниже стабильности конденсатора с воздушным диэлектриком, что обусловлено наличием воздушных прослоек.

На практике используются два способа расположения твердого диэлектрика: в виде специальной прокладки, расположенной между пластинами (рис. 3-32, а), и в виде тонкой пленки, нанесенной на пластины (рис. 3-32, б). Диэлектрическая прокладка в конденсаторах первого типа должна обладать высокой диэлектрической проницаемостью, малыми потерями, достаточной электрической прочностью, а также механической прочностью, в особенности высоким сопротивлением истиранию. Обычно для этой цели применяются пленки из полистирола, фторопласта-4, слюды и других материалов толщиной 0,05—0,2 мм.

Толщина пластин может быть взята около 0,1 мм, что также способствует уменьшению размеров конденсатора. Для уменьшения воздушных прослоек собранный конденсатор несколько сжимается; величина сжатия определяется допустимым моментом вращения. Достоинством таких конденсаторов является простота изготовления, а недостатками — чрезвычайно низкие стабильность и точность, обусловленные наличием воздушных прослоек, неопределенных по величине и расположению. Они

применяются обычно в устройствах РЭА, когда к точности и стабильности не предъявляется особых требований.

В конденсаторах второго типа диэлектрическая пленка наносится непосредственно на пластины ротора и статора, причем между пластинами предусматривается гарантированный воздушный зазор. Это обеспечивает значительно более высокую стабильность и точность, но уменьшает удельную емкость. Поэтому к наносимым пленкам предъявляются требования высокой диэлектрической проницаемости, малых потерь и малой величины ТКДП. Для этой цели возможно использование пленок из фторопласта-4 и аналогичных материалов, обладающих достаточно хорошими электрическими характеристиками. Их недостатком является повышенное значение ТКДП. Значительно меньшей величиной ТКДП при вполне удовлетворительных прочих электрических характеристиках обладают пленки

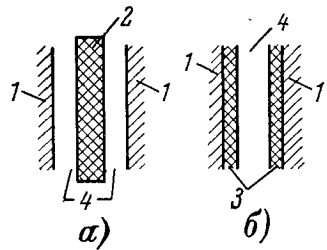


Рис. 3-32. Схема расположения диэлектрических прокладок в конденсаторах с твердым диэлектриком.

1 — пластины; 2 — диэлектрическая прокладка; 3 — диэлектрическая пленка; 4 — воздушная прослойка.

из окиси металлов, наносимые непосредственно на пластины из соответствующего металла, например из никеля, при помощи специальной термической обработки. Толщина пленки выбирается в зависимости от необходимой электрической прочности, примерно 0,015—0,025 мм, вследствие чего рабочее напряжение может достигать 300—500 В. По опытным данным пленка на никеле имеет $\epsilon \approx 4$; $\operatorname{tg} \delta \approx 0,001$; $R_{\text{из}} \geq 100 \text{ МОм}$; $U_{\text{проб}} = 1000 \text{ В}$ (при толщине 0,025 мм); она обладает достаточной механической прочностью и почти абсолютной влагостойкостью. При толщине

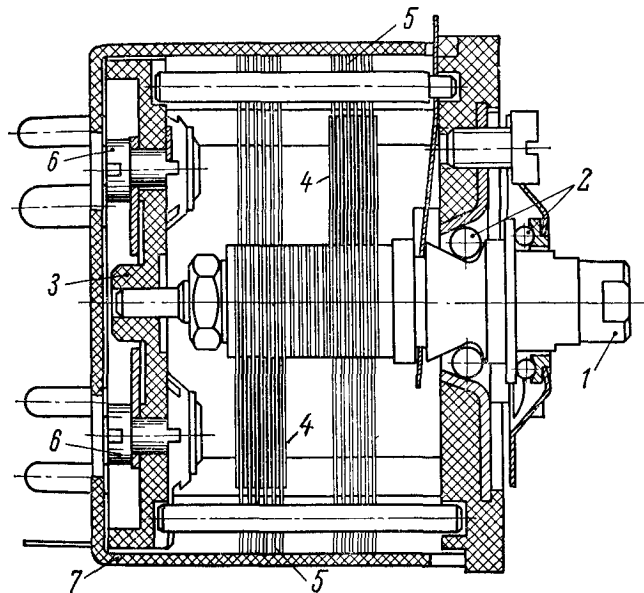


Рис. 3-33. Блок конденсаторов переменной емкости с твердым диэлектриком.

1 — ось; 2 — передний подшипник; 3 — задний подшипник; 4 — ротор; 5 — статор; 6 — подстроечные конденсаторы; 7 — крышка.

пластин 0,25—0,3 мм и воздушном зазоре до 0,1 мм удельная емкость таких конденсаторов получается в 10—20 раз больше, чем воздушных; ТКЕ составляет примерно $120 \times 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

Конструктивной особенностью сдвоенных КПЕ из конденсаторов с твердым диэлектриком является не смежное (как обычно) расположение статорных (и роторных) секций,

а сдвинутое на 180° друг относительно друга. Такое расположение уменьшает паразитную связь между статорами обеих секций, не увеличивая размеры блока. Обычное размещение секций в один ряд потребовало бы устройства экрана между статорами, что увеличило бы размеры блока. Конструкция сдвоенного блока КПЕ карманного приемника показана на рис. 3-33. Точность сопряжения секций около 2%. Обычно такие конденсаторы делают жесткими. Их расчет производится обычным методом, лишь в расчетные формулы необходимо ввести значение ϵ' . Соотношение между минимальной и максимальной емкостями может быть охарактеризовано следующими данными:

$C_{к. макс.}$ пФ	180	230	300	370
$C_{к. мин.}$ пФ	7	8	10	10

Общее число пластин при этих емкостях лежит в пределах от 16 до 30; объем секции составляет 4—6 см³.

3-7. КОНСТРУКЦИЯ КОНДЕНСАТОРОВ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Конструкция КПЕ и его основных элементов должна соответствовать назначению конденсатора и требованиям к стабильности, точности, потерям, виброустойчивости и вибропрочности, размерам, технологичности, стоимости и отсутствию паразитных связей. Так, например, конструкция КПЕ для радиовещательных приемников II—IV классов должна быть дешевой и рассчитана на массовое производство: конструкция КПЕ для точного измерительного прибора может быть рассчитана на мелкосерийное производство и должна обеспечивать высокую стабильность и необходимую точность.

Основными элементами конструкции КПЕ, которые в значительной степени определяют свойства конденсатора, являются корпус, ротор и статор, подшипники и токосъемное устройство. Рассмотрим практическое выполнение этих элементов.

Общая конструкция. По конструктивному выполнению корпуса, ротора и статора конденсаторы могут быть разделены на литые, фрезерованные и штампованные.

Литые конденсаторы изготавливают при помощи литья из алюминиевых или цинковых сплавов. Статорная система в большинстве случаев составляет одно

целое с корпусом и изготавливается методом штамповки жидкого металла в открытых пресс-формах. Роторную секцию изготавливают методом литья под давлением или объемной горячей штамповкой; толщина пластин при этом может быть получена около 2 мм, а зазор — не менее 1,0 мм. Закрепление роторной системы на оси производится при помощи винтов, штифтов или (при керамической оси) при помощи горячей напрессовки.

Литые конденсаторы отличаются высокой стабильностью, но не могут быть изготовлены большой емкости без значительного увеличения размеров. При налаженном производстве их стоимость получается относительно невысокой. Особенно часто они используются в измерительных приборах и в радиоаппаратуре УКВ. Конструкция корпуса со статором и роторная система литого блока КПЕ для УКВ представлены на рис. 3-34.

Фрезерованные конденсаторы изготавливаются фрезерованием роторной и статорной систем и корпуса из сплошного куска металла, чаще всего из алюминия или его сплавов. Конструкция таких конденсаторов во многом подобна конструкции литых конденсаторов.

Фрезерованные конденсаторы также отличаются высокими электрическими и механическими показателями, но более сложны в изготовлении, металлоемки, а поэтому малоприменимы для массового производства. Применять их целесообразно в измерительных приборах и аппаратуре УКВ и КВ, рассчитанной на единичное производство.

Штампованные конденсаторы наиболее удобны для массового производства, хотя по электрическим характеристикам они уступают предыдущим типам. Они изготавливаются из штампованных деталей, соединяемых между собой при помощи пайки, отбортовки, задавливания или расчеканки. Соединение статорных пластин в пакет осуществляется при помощи специальных колонок или требенок, в шлицы которых вставляются концы пластин;

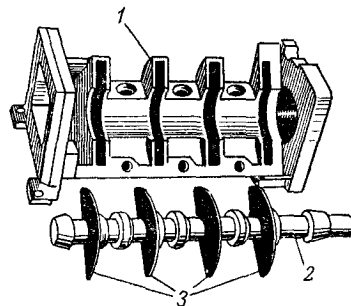


Рис. 3-34. Внешний вид литого корпуса и ротора конденсатора переменной емкости для УКВ. 1 — статор; 2 — керамическая ось; 3 — роторные секции

при сборке эти концы раздавливаются специальным инструментом. Закрепление роторных пластин производится аналогичным способом или непосредственно на оси, или на специальной роторной втулке. При применении стальных или латунных пластин раздавливание концов заменяется пайкой, что устраняет остаточные деформации и повышает стабильность. При единичном производстве стабильных конденсаторов возможна сборка ротора и статора на калиброванных шайбах, фиксирующих зазоры между пластинами. Примеры практического выполнения таких соединений показаны на рис. 3-35. Рассмотрим их особенности.

Соединение пластин при помощи пайки обеспечивает надежный электрический контакт и прочное механическое соединение между ними и элементами крепления — колонками, гребенками и т. п. без возникновения каких-либо напряжений в металле. Поэтому такой способ соединения используют в стабильных конденсаторах и в конденсаторах, предназначенных для работы на весьма высоких частотах. Крепление пластин производится как к гладким осям или колонкам, так и к осям и колонкам, снабженным соответствующими прорезями.

Соединение пластин при помощи отбортовки производится путем протяжки специального пуансона через отверстия в пластинах: диаметр этих отверстий несколько меньше диаметра пуансона. Весь набор пластин собирается с необходимыми зазорами и сжимается в специальном приспособлении. При протяжке часть металла пластин вытягивается в направлении движения пуансона так, что заходит под соседнюю пластину, чем достигается прочное и надежное соединение.

Достоинством этого метода является простота, а недостатком — наличие остаточных напряжений в пластинах, отрицательно влияющих на температурную стабильность конденсатора.

Соединение пластин при помощи задавливания или расчеканки отличается простотой и удобством выполнения, а поэтому получило широкое распространение. Для его осуществления пластины ротора и статора снабжают специальными выступами, которые после вставки их в соответствующие прорези или шлицы на колонках обжимают специальным инструментом. При этом металл пластины заполняет прорезь или шлиц, а дополнительной расчеканкой выступов или колонок достигают еще большей прочности соединения.

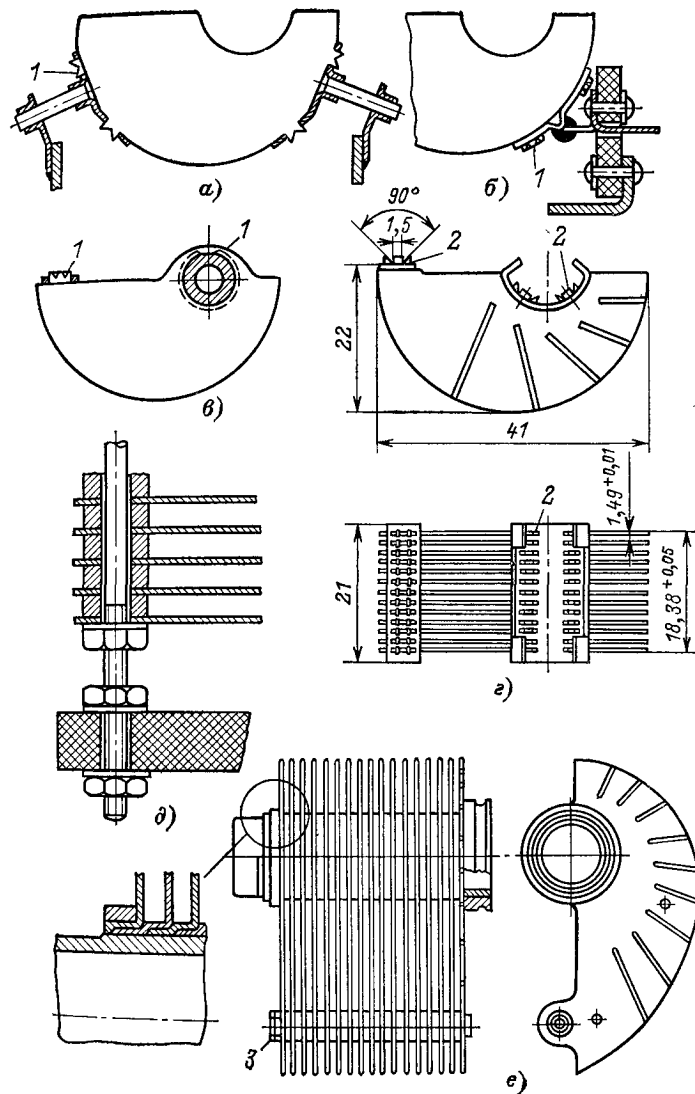


Рис. 3-35. Методы сборки и крепления штампованных пластин конденсаторов переменной емкости.

а и б — сборка статора на пайке; в и г — сборка ротора на пайке; д — сборка статора на шайбах; е — сборка ротора отбортовкой; 1 — расчеканка или пайка; 2 — пайка; 3 — развальцовка.

Недостатком такого соединения является возможность непрочного закрепления отдельных пластин, что создает условия для нарушения контакта и повышенной вибрации. Поэтому в некоторых случаях производят дополнительную пропайку мест соединения.

Сборка ротора и статора на шайбах трудоемка, требует большого количества калиброванных по толщине шайб и непригодна для механизированного производства. Недостатком также является возможность ненадежного контакта между отдельными пластинами. Поэтому такой метод соединения применяют обычно для сборки единичных экземпляров конденсаторов, используемых на длинных и средних волнах в измерительных устройствах.

Пластины ротора и статора штампуют из листового алюминия, стали или латуни толщиной 0,3—0,8 мм, прокатанной с точностью до $\pm 2 \div 5$ мкм. Отштампованные пластины для снятия внутренних напряжений подвергают специальной рихтовке и термической обработке. Для уменьшения потерь и возможности пайки в отдельных случаях их покрывают слоем серебра. Состояние поверхности пластин оказывает большое влияние на потери и на электрическую прочность конденсатора.

Корпус штампованного конденсатора делают из листовой стали толщиной 1,5—2,0 мм, отдельные части которого соединяют расчеканкой или сваркой. Поперечные перегородки повышают общую жесткость корпуса и экранируют отдельные секции друг от друга.

Для повышения стабильности и механической прочности применяют литые корпуса из алюминиевых или цинковых сплавов.

Крепление статора на корпусе производят при помощи изоляторов, имеющих вид планок или колонок, изготовляемых из механически прочной радиотехнической керамики типа В. Изоляторы из пластмассы и тому подобных диэлектриков могут применяться лишь в конденсаторах пониженного качества. Конфигурация деталей делается такой, чтобы емкость через диэлектрик была минимальной.

При выборе керамического материала для установочных деталей, кроме их механических и электрических свойств, следует учитывать стоимость обработки. Так, например, шлифовка круглых стержней из стеатита дороже на 20%, а из ультрафарфора на 100%, чем шлифовка таких же стержней из радиофарфора.

Конструкция трехсекционного блока штампованных конденсаторов переменной емкости в литом корпусе показана на рис. 3-36.

Оси. Оси конденсаторов изготовляют из стали, латуни, инвара и радиотехнической керамики типа В ультрафарфора и стеатита. Для устранения прогибов и скручивания диаметр оси выбирают достаточно большим, примерно 5—10 мм. Крепление ротора может быть произведено пайкой, задавливанием, напрессовкой или при помощи вин-

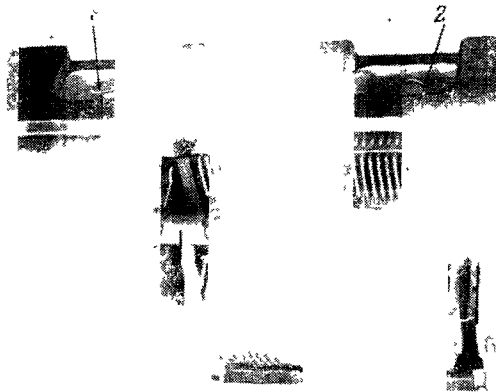


Рис. 3-36. Блок конденсаторов переменной емкости.

1 — ротор; 2 — статор; 3 — ось; 4 — токосъем; 5 — передний подшипник; 6 — задний подшипник; 7 — корпус; 8 — вывод статора.

тов. Конфигурация металлической оси определяется способом крепления роторных пластин. При сборке роторных пластин на роторной втулке ось должна быть гладкой. При креплении пластин непосредственно на оси на ней прорезаются специальные пазы. Стальные оси с пазами для крепления алюминиевых пластин покрывают слоем олова или цинка для устранения гальванической пары с высоким потенциалом.

Керамические оси делают гладкими, шлифованными. Ротор, собранный на роторной втулке, укрепляют на оси напрессовкой, пайкой, клеем или винтами. Примеры конструкций осей показаны на рис. 3-37.

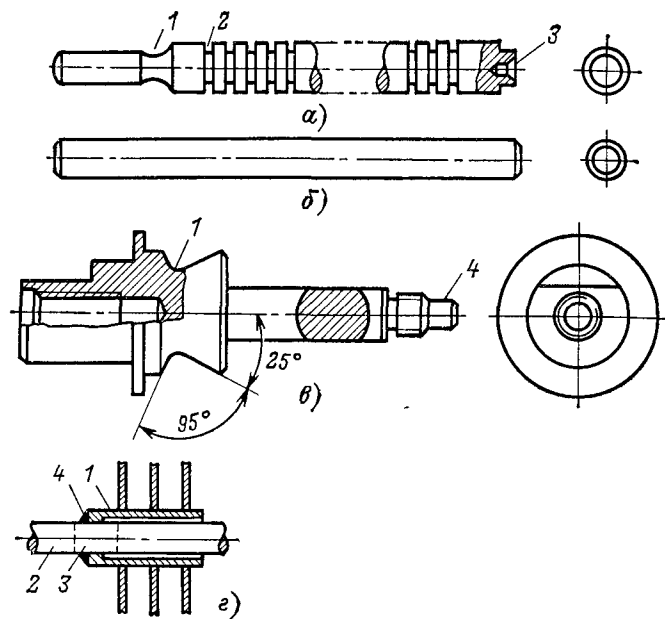


Рис. 3-37. Конструкция осей конденсаторов переменной емкости.

a — металлическая ось; *б* — керамическая ось; *в* — ось малогабаритного конденсатора (рис. 3-33); 1 — шейка для переднего подшипника, 2 — пазы для пластины ротора; 3 — отверстие для заднего подшипника; 4 — шейка для заднего подшипника; *г* — крепление ротора на керамической оси; 1 — втулка; 2 — ось; 3 — металлизация; 4 — пайка.

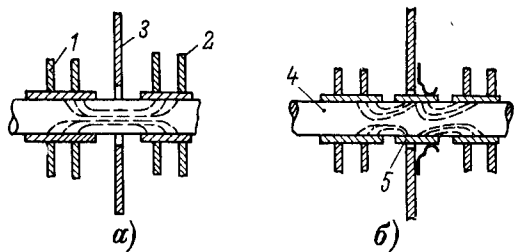


Рис. 3-38. Схема паразитной емкостной связи через керамическую ось. *a* — без экранирующего кольца; *б* — с экранирующим кольцом; 1 и 2 — роторы; 3 — перегородка; 4 — керамическая ось; 5 — экранирующее кольцо. Пунктиром изображены электрические силовые линии.

При использовании керамических осей между смежными роторами может возникнуть паразитная емкостная связь (около 0,5 пФ). Для ее уменьшения на оси устанавливают экранирующие кольца, соединяемые с корпусом конденсатора (рис. 3-38).

Подшипники. Подшипники должны обеспечить плавное и легкое вращение ротора при отсутствии произвольных

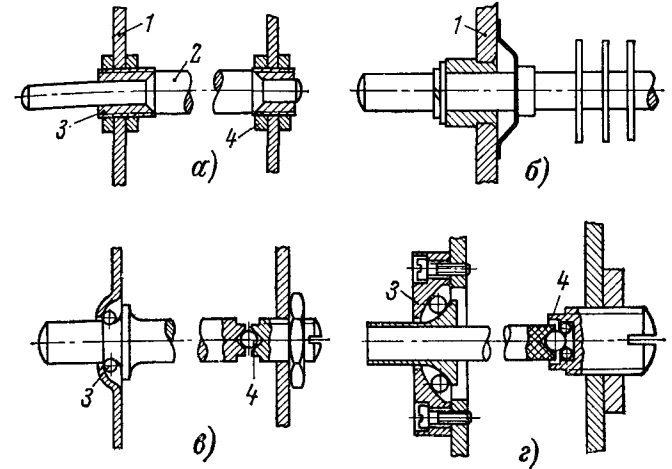


Рис. 3-39. Устройство подшипников.

a — подшипники трения при двух опорах; *б* — то же при одной опоре; *в* — шариковые подшипники при металлической оси; *г* — то же при керамической оси; 1 — корпус конденсатора; 2 — ось; 3 — передний подшипник; 4 — задний подшипник.

перемещений. Особенно недопустим продольный люфт, который сопровождается значительными изменениями емкости при помощи контактных щеток.

Необходимый момент вращения определяется приводом конденсатора. Если управление конденсатором производится от руки, через соответствующие передачи, то момент вращения может быть больше (до 300—500 г·см). Если управление производится дистанционно, при помощи электродвигателя, то момент вращения должен быть меньше, не более 100—150 г·см. Подшипники также не должны допускать деформации оси и корпуса из-за теплового расширения. В конденсаторах применяются подшипники трения и подшипники качения (шариковые).

Подшипники трения (рис. 3-39, *a* и *б*) применяются в простых конденсаторах и конденсаторах с боль-

шими (несколько миллиметров) зазорами. Они создают неравномерный и тугой ход, вследствие чего малопригодны для точных конструкций. Шариковые подшипники создают более легкое и равномерное вращение ротора и допускают

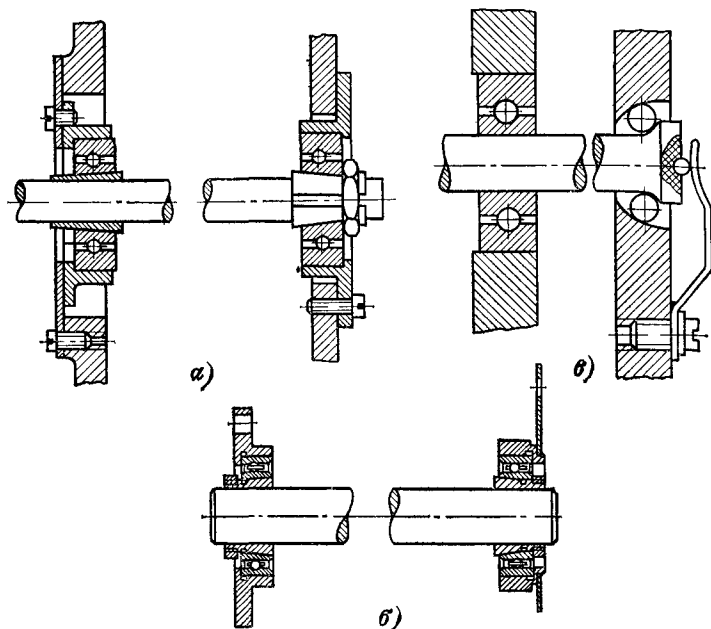


Рис. 3-40. Конструкция шариковых подшипников для точных конденсаторов.

а и б — при керамической оси, в — при металлической оси

точную сборку, поэтому они имеют очень широкое применение.

На рис. 3-39, в и г изображены две часто применяемые конструкции шариковых подшипников. Здесь собственно шариковым является лишь передний подшипник: задний является шариковым подпятником. Такая система подшипников снижает требования к соосности, достаточно проста в производстве, но по мере износа трущихся поверхностей приводит к ухудшению точности и стабильности конденсатора. Основное применение она находит в конденсаторах для радиовещательных приемников.

На рис. 3-40 изображены конструкции шариковых подшипников, которые не допускают возникновения дефор-

маций (а следовательно, и остаточных изменений емкости) в оси и корпусе вследствие теплового расширения. В конструкциях, изображенных на рис. 3-40, а и б, передний подшипник укрепляется на специальной пружине, допускающей некоторое изменение длины оси. В конструкции, изображенной на рис. 3-40, в, со стороны заднего подшипника на ось надавливает пружина, а передний подшипник обеспечивает возможность продольного перемещения оси. Такие подшипники применяются в точных и стабильных конденсаторах. В них используются стандартные малогабаритные подшипники высокого (В) и сверхвысокого (А) классов точности.

Конструкция подшипников при консольном расположении оси несколько отличается от вышеописанных. Для исключения возможных перекосов оси подшипник делается более длинным и снабжается устройством, устраняющим возможность продольного люфта.

Токосъем. Назначением токосъема является надежное соединение ротора конденсатора со схемой.

На практике применяются токосъемные устройства следующих типов: со скользящим контактом, с гибким соединением и бесконтактные (емкостные) токосъемы.

Наиболее широкое применение имеют токосъемы со скользящим контактом. В таких токосъемах переходное сопротивление скользящего контакта должно быть по возможности мало (меньше 0,01 Ом) и не изменяться в процессе эксплуатации и во времени. Полное сопротивление токопроводящих деталей должно быть также мало, и они в многосекционных блоках должны быть расположены так, чтобы не создавать паразитных связей между отдельными секциями. Такие связи возникают, если сопротивление токосъема оказывается одновременно включенным в цепи различных контуров. На рис. 3-41 показано, что при наличии в двухсекционном блоке КПЕ одного токосъема (рис. 3-41, а) сопротивления оси и токосъема ($Z_{тс}$) оказываются включенными как в цепь сеточного контура, так и в цепь анодного контура. Это создает паразитную связь между каскадами и нарушает их нормальную работу. Такая связь особенно сильно проявляется на КВ и УКВ, на которых полное сопротивление токосъема оказывается одного порядка с сопротивлением контура. Поэтому собственная индуктивность токосъема также должна быть возможно меньше. При применении для каждой секции

отдельных токосъемов (рис. 3-41, б) связь значительно ослабляется.

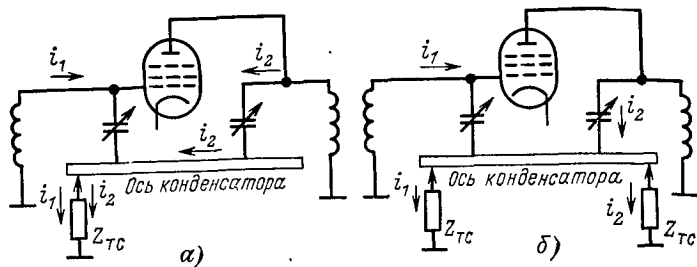


Рис. 3-41. Схемы включения сопротивлений токосъемов в цепи каскада.

а — общие токосъемы; б — отдельные токосъемы

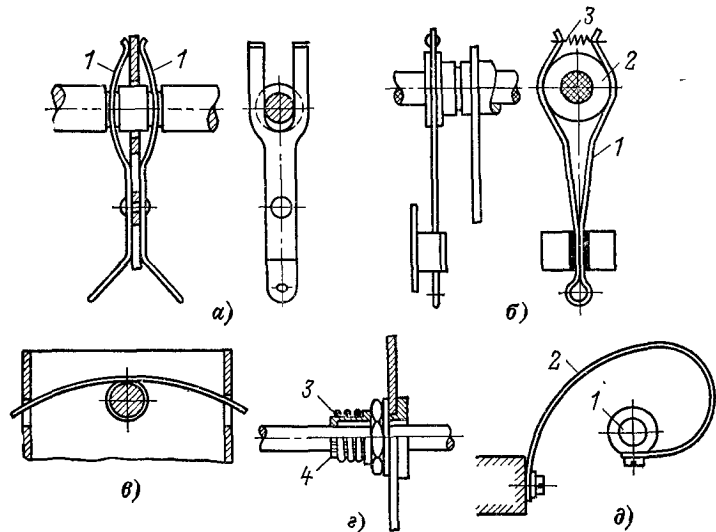


Рис. 3-42. Устройство токосъемов.

а и б — пружинные токосъемы; в — пружинный упрощенный; г — цанговый токосъем; д — с гибким выводом.

На рис. 3-42 изображены наиболее употребительные конструкции токосъемов. В конструкции (рис. 3-42, а) контактная пружина 1, изготовленная из пружинной бронзы,

располагается в специальной выточке на оси и прижимается к ее торцу с силой 250—350 г; переходное сопротивление при этом получается порядка 0,01 Ом, и при вращении ротора его величина может изменяться на 50—100%. Токосъем обладает значительной индуктивностью и не устраняет связи между смежными контурами. Поэтому он применяется лишь в конденсаторах для длинных и средних волн.

Конструкция (рис. 3-42, б) имеет переходное сопротивление примерно 0,001 Ом. Пружина 1, изготовленная из пружинной бронзы, охватывает валик 2, укрепленный на оси и соединенный с ротором. Для увеличения контактного давления концы контактной пружины стягиваются специальной пружиной 3. Токосъем обладает значительной индуктивностью, но из-за малой величины переходного сопротивления и его высокого постоянства применяется в блоках конденсаторов с керамической осью для КВ и УКВ.

В простых конденсаторах может быть использован токосъем в виде проволоки или плоской пружины, прижимающей к оси (рис. 3-42, в).

Так называемый цанговый токосъем (рис. 3-42, г) имеет очень низкое переходное сопротивление — около 0,0001 Ом и ничтожную индуктивность. Здесь металлическая ось конденсатора обжимается специальной пружиной втулкой — цангой 4, располагаемой на поперечной стенке корпуса. Цанга стягивается спиральной пружиной 3. Такой токосъем особенно удобен для применения в блоках КЧЕ, отдельные секции которых должны быть хорошо экранированы друг от друга; его основным недостатком является сложность изготовления.

Токосъем с гибким соединением (рис. 3-42, д) состоит из гибкого многожильного проводника или гибкой ленты, присоединенной с одной стороны к ротору, а с другой — к неподвижному контакту на корпусе. Достоинством таких токосъемов является очень малое и постоянное переходное сопротивление, а недостатками — значительная индуктивность и низкая надежность. Поэтому они имеют ограниченное применение.

Для осуществления бесконтактного токосъема на керамической оси располагается дополнительная секция с роторными пластинами круглой формы. Эта секция соединяется с основным ротором, а ее статор изолируется от основного статора и служит выводом ротора. При вращении

ротора емкость дополнительной секции не меняется, однако меняется общая емкость последовательно соединенных основной и дополнительных секций (рис. 3-43) Емкость дополнительной секции делают больше емкости основной. Достоинствами такого токосъема являются отсутствие скользящего контакта и высокое постоянство соединения, а недостатком — увеличение размеров конденсатора из-за дополнительной секции. Емкостные токосъемы преимущественно применяют в конденсаторах УКВ.

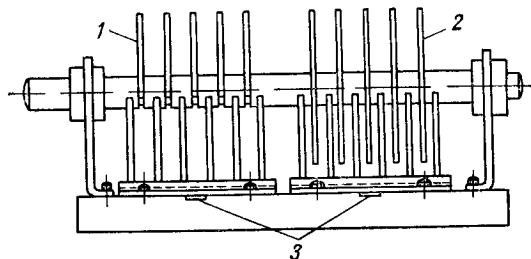


Рис 3-43 Конденсатор с бесконтактным токосъемом.

1 — основная секция, 2 — дополнительная секция, 3 — выводы от статоров

Точность [1-35] При изготовлении конденсаторов всегда имеет место некоторое отклонение емкости отдельных экземпляров от установленного значения. Так, например, разброс минимальных емкостей однотипных конденсаторов может быть больше 10%, разброс максимальных емкостей 3—5%. Это вызывается неточностью изготовления деталей, неточностью сборки, а также неправильным назначением допусков и неудачной конструкцией некоторых элементов. Наибольшее влияние на емкость конденсатора оказывает зазор. Можно показать, что относительное изменение емкости равно относительному изменению зазора, т. е.

$$\frac{\Delta C}{C} = - \frac{\Delta d}{d}.$$

Так как величина зазора конденсатора зависит от зазора между пластинами одного знака и от толщины пластин, то неточность этих размеров вызывает соответствующее изменение зазора. Наибольшее влияние на величину зазора оказывает неточность толщины пластин, при этом

$$\pm \frac{\Delta C}{C} = \pm \frac{\Delta d_{пл}}{d_{пл}}.$$

Поэтому пластины калибруют по толщине с точностью до 3—5 мкм, с такой же точностью выполняют и размеры деталей, фиксирующие расстояния между ними (колонки, гребенки, шайбы).

Влияние неточности зазора возрастает при наличии перекосов и неровностей пластин и при несимметричном их расположении в зазоре. Это приводит к некоторому увеличению емкости, которое можно компенсировать допусками на размеры, способствующими увеличению зазора, например односторонним отрицательным допуском на толщину пластины.

Повышенная неточность конденсатора в области малых емкостей в значительной степени определяется неточностью

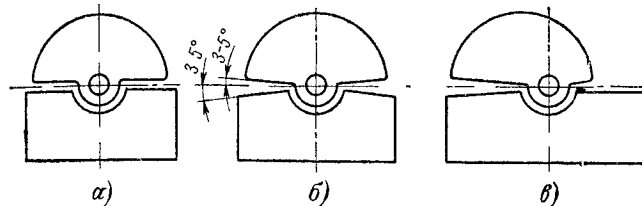


Рис 3-44 Методы уменьшения начальной емкости.

а — удалением ротора от статора, б и в — подрезкой пластины.

взаимного расположения ротора и статора и связанных с ними токонесущих деталей. Чем дальше друг от друга разнесены ротор и статор и эти детали, т. е. чем меньше будет минимальная емкость, тем влияние неточности сборки будет меньше.

Уменьшить минимальную емкость можно соответствующей обработкой конструкции — разнесением токонесущих деталей противоположных знаков, а также некоторой подрезкой торцов роторных и статорных пластин (рис. 3-44) Эта подрезка значительно уменьшает емкость между торцами, практически не отражаясь на максимальной емкости.

Некоторое влияние на точность конденсатора оказывает и неточность изготовления пластин. Относительное изменение емкости, обусловленное неточностью линейных размеров, определяющих активную площадь, равно:

$$\frac{\Delta C}{C} \approx 2 \frac{\Delta l}{l}.$$

Расчет изменений зазора и линейных размеров пластин производится известными методами, принятыми в машиностроении.

При конструировании конденсаторов и их деталей следует избегать неоправданного усложнения конструкции и чрезмерной точности ее изготовления. Необходимо иметь в виду, что повышение точности резко увеличивает стоимость конденсатора, не улучшая во многих случаях его качества; однако понижение точности в свою очередь может вызвать недопустимые отклонения емкости от заданной величины и потребовать дорогостоящей дополнительной

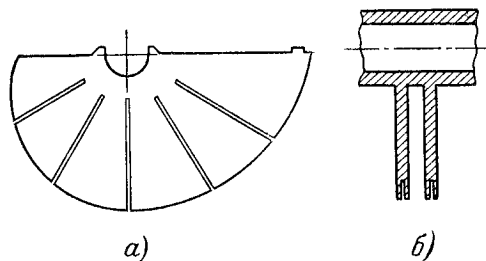


Рис. 3-45. Устройство роторных пластин для регулировки сопряжения.

a — пластина с прорезями, *б* — пластина с проточкой

регулировки или переделки. Поэтому необходим тщательный расчет допусков и возможных отклонений емкости [1-35; 1-40].

Сопряжение. Для сопряжения отдельных секций блока КПЕ и для точной подгонки их емкости под заданное значение на крайних пластинах ротора делаются пять—девять радиальных разрезов длиной около $\frac{2}{3}$ радиуса. Эти разрезы делят роторную пластину на ряд секторов, отгибанием которых и производится регулировка сопряжения. Достижимая точность при таком методе получается около 0,3% емкости контура. В литых или фрезерованных конденсаторах на торцевой поверхности пластин делается проточка глубиной 2—3 мм, разводя или сжимая стенки которой получают требуемое для регулировки изменение емкости (рис. 3-45). Прорези уменьшают жесткость пластин, а отгибание секторов вызывает внутренние напряжения, приводящие к нецикличности емкости. Поэтому конденсаторы задающих генераторов, передатчиков и гетеро-

инов приемников при повышенных требованиях к стабильности делают без прорезей.

Конденсаторы переменной емкости УКВ. Конденсаторы, применяемые в контурах УКВ, отличаются от конденсаторов для контуров более низких частот главным образом меньшей емкостью.

Так как контуры УКВ имеют небольшой коэффициент перекрытия по диапазону, то конденсаторы обычно делаются прямоемкостными. Широко применяются литые, фрезерованные и штампованные конструкции конденсаторов с керамической осью и шариковыми подшипниками. В кон-

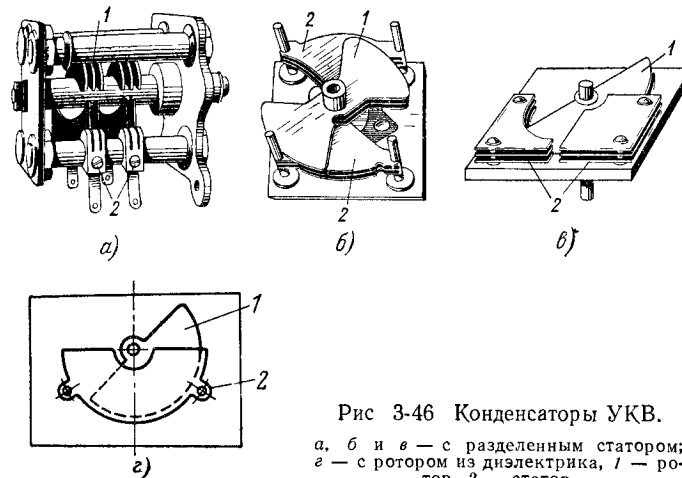


Рис. 3-46 Конденсаторы УКВ.

a, *б* и *в* — с разделенным статором; *г* — с ротором из диэлектрика, 1 — ротор, 2 — статор

денсаторах для частот до 50—60 МГц обычно применяются пружинный и цанговый токосъемы. Для полного устранения скользящего контакта в конденсаторах для более высоких частот применяются исключительно емкостные токосъемы.

На рис. 3-46 показано устройство так называемых конденсаторов с разделенным статором (нейтральным ротором), в которых использован принцип емкостного токосъема.

Конденсатор (рис. 3-46, *a*) состоит из двух отдельных секций, соединенных последовательно. Во внешнюю цепь он включается своими статорами 2. При вращении ротора 1 изменяется емкость каждой секции, что изменяет общую емкость конденсатора, т. е. емкость между статорами.

Роторы секций соединены между собой, но изолированы от корпуса и служат только для емкостной связи между секциями статора. Конструкции конденсаторов (рис. 3-46, б и в) отличаются от предыдущей расположением статора и ротора, а также сокращением углового диапазона до 90°.

На рис. 3-46, г показано устройство конденсатора переменной емкости УКВ, ротор которого 1 выполнен из диэлектрика с повышенной диэлектрической проницаемостью. Изменение емкости получается за счет перемещения ротора между двумя неподвижными пластинами 2, изолированными друг от друга. При введенном роторе емкость будет максимальной, а при выведенном — минимальной.

Достоинствами такого конденсатора являются небольшие размеры, простота выполнения и отсутствие скользящего контакта, а недостатками — пониженная стабильность, увеличенные потери и относительно небольшие пределы изменения емкости.

Конденсаторы переменной емкости мощных колебательных контуров. К ним относятся конденсаторы выходных и предоконечных каскадов радиопередатчиков, промышленных высокочастотных генераторов и др. Расчет таких конденсаторов не отличается от изложенного выше, но конструктивное выполнение имеет ряд характерных особенностей. Эти особенности связаны с наличием высоких (несколько киловольт) напряжений и больших (десятки ампер) токов через токосъемы и другие контактные соединения. Поэтому расчет зазора между пластинами и всех изоляционных промежутков как в воздухе, так и по поверхности диэлектрика и через него производят, исходя из требований к электрической прочности.

Величину зазора между пластинами для нормальных условий можно определить по формуле (3-17); приближенный расчет допустимых изоляционных промежутков l по поверхности диэлектрика может быть произведен по формуле

$$l = \frac{U_{т\max}}{250-300},$$

где $U_{т\max}$ — максимально возможная амплитуда напряжения на конденсаторе.

Предполагается, что поверхность диэлектрика обработана шлифовкой, а примыкающие к ней металлические детали конструкции не имеют острых граней и выступающих частей. Все острые грани, например края пластин,

закругляют. Толщина пластин t обычно равна $t = (0,25 \div 0,35) d$, но не менее 0,6—0,9 мм.

Для устранения потерь в контактных соединениях применяют надежное закрепление роторных и статорных пластин, например, пайкой или запрессовкой с последующей зачеканкой. Плотность тока в скользящем контакте

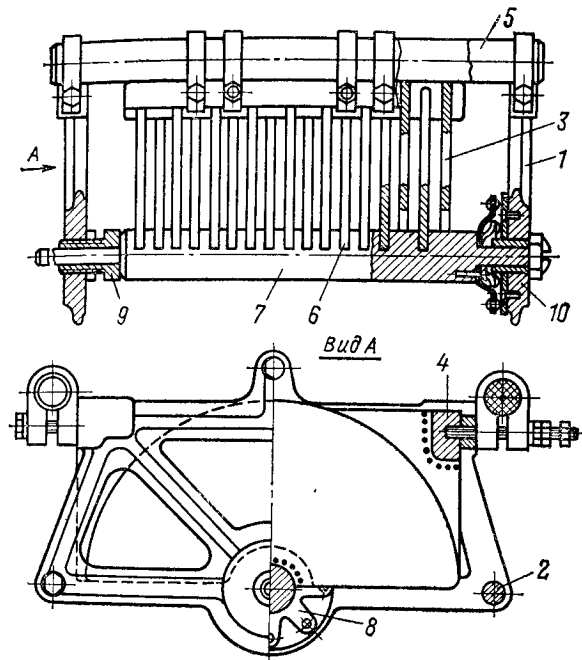


Рис. 3-47. Конденсатор переменной емкости мощного колебательного контура (5 кВ).

токосъема не должна быть выше 0,5—1,0 А/мм², а контактное давление — 200—300 г·см.

На рис. 3-47 показана конструкция конденсатора переменной емкости, предназначенного для работы при напряжениями 5 кВ. Корпус образован двумя литыми кронштейнами 1, скрепленными тремя стяжными шпильками 2. Статорные пластины 3 собраны на колонках 4 и крепятся к корпусу на керамических стержнях 5; роторные пластины 6 укреплены непосредственно на оси 7. Токосъем 8 в форме звездочки имеет восемь контактирующих точек;

так как зазоры достаточно велики (7—8 мм), что снижает требования к точности положения ротора, то применены простейшие подшипники трения 9 и 10.

Специальные типы конденсаторов. Конденсатор переменной емкости, состоящий из двух статорных и одной роторной систем, расположенных так, что при вращении ротора он выходит из одной статорной системы и входит в другую (рис. 3-48, а), называют *дифференциальными* конденсаторами. Такой конденсатор является емкостным делителем с переменными плечами. Емкость между обоими статорами и ротором при его вращении практически остается постоянной. Возможны и другие конструктивные схемы дифференциальных конденсаторов.

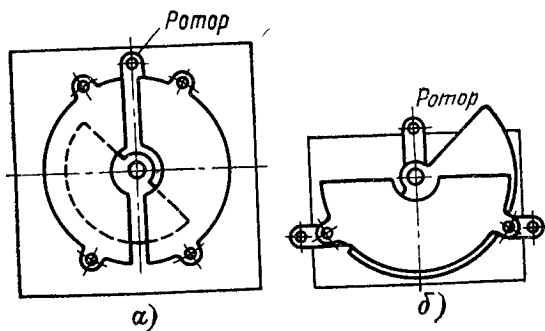


Рис. 3-48. Специальные типы конденсаторов.

а — дифференциальный, б — с «нулевой» начальной емкостью

Конденсатор с очень малой начальной емкостью может быть получен, если между двумя изолированными друг от друга неподвижными пластинами расположить заземленный ротор. При выведенном роторе емкость между неподвижными пластинами будет определяться величиной зазора и их площадью; при введении ротора между ними емкость будет уменьшаться, так как заземленный ротор будет экранировать один статор от другого (рис. 3-48, б). Если конструкцию конденсатора выполнить так, чтобы были устранены паразитные емкости между статорами при полностью введенном роторе, то минимальная емкость может быть уменьшена до тысячных долей пикофарады. Поэтому такой конденсатор называют конденсатором с нулевой начальной емкостью.

Конденсаторы рассмотренных типов в основном применяются в измерительной РЭА в качестве емкостных делителей напряжения.

3-8. ПОДСТРОЕЧНЫЕ КОНДЕНСАТОРЫ

К подстроечным конденсаторам предъявляют в основном такие же требования, как и к конденсаторам переменной емкости, однако требования к точности и закону изменения емкости могут быть значительно снижены. Одним из важнейших требований, предъявляемых к подстроечным конденсаторам, является плавность установки емкости и надежность фиксации, т. е. сохранение установленной емкости во времени и при ударах, вибрациях и других механических воздействиях.

Классифицировать подстроечные конденсаторы можно по конструктивным признакам — по применяемому диэлектрику и по общей конструкции.

В зависимости от применяемого диэлектрика подстроечные конденсаторы разделяют на конденсаторы с воздушным и с твердым диэлектриком. Конденсаторы с воздушным диэлектриком обладают повышенными электрическими характеристиками; конденсаторы с твердым диэлектриком имеют меньшие размеры.

В зависимости от конструктивного выполнения различают: конденсаторы с вращающимся ротором, конструкция которых аналогична конструкции одиночных конденсаторов переменной емкости консольного типа; конденсаторы цилиндрического типа, изменение емкости которых осуществляют поступательным перемещением ротора; и конденсаторы с плоскими, например, дисковыми электродами. Эти конструкции воплощены в большом количестве вариантов, поэтому ниже будут рассмотрены лишь наиболее характерные.

Конденсатор с вращающимся ротором (рис. 3-49) состоит из керамического основания, на

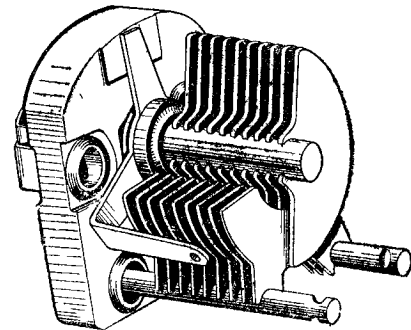


Рис. 3-49. Подстроечный конденсатор с вращающимся ротором.

котором укреплены статор и в специальном подшипнике ротор. Радиус ротора примерно 10 мм, зазор 0,2—0,25 мм. Подшипник и пружинный токосъем создают момент вращения до 500 г·см, что обеспечивает необходимое самоторожение ротора; в некоторых случаях конденсатор снабжают стопорным устройством.

Достоинством таких конденсаторов являются хорошие электрические характеристики, а недостатком — сложность изготовления, поэтому в основном их применяют в специальной РЭА.

Ряд конструкций конденсаторов такого типа нормализован. Наиболее употребительными являются конденсаторы типа КПВ и малогабаритные КПКМ. Они выпускаются в нескольких конструктивных вариантах: обычного типа, с разделенным статором («бабочка») — для использования в двухтактных схемах и дифференциальные.

Цилиндрические подстроечные конденсаторы имеют несколько конструктивных вариантов (рис. 3-50, а и б). Конденсаторы небольшой емкости (до 10—20 пФ) состоят из трубчатого статора и сплошного цилиндрического ротора, осевое перемещение которого осуществляют при помощи винта с большим шагом нарезки. Конденсаторы большей емкости выполняются с твердым диэлектриком или имеют ротор и статор в виде нескольких коаксиальных цилиндров.

Основным недостатком таких конденсаторов является пониженная влагостойкость, обусловленная трудностью удаления влажного воздуха из внутренней полости конденсатора. Конденсаторы небольшой емкости этого типа особенно часто используются в УКВ диапазоне РЭА.

Шайбовые керамические подстроечные конденсаторы типа КПК (рис. 3-50, в) являются конденсаторами общего применения, так как они относительно дешевы, имеют удовлетворительные электрические характеристики и небольшие размеры. Конденсаторы состоят из керамического основания — статора 1, на котором укреплен вращающийся керамический диск — ротор 2. Обкладками служат слои серебра 3 на статоре и роторе, нанесенные методом вжигания. Промышленность выпускает несколько типов таких конденсаторов, наибольшее применение из которых находит КПК-1. Малогабаритный вариант такого конденсатора КПК-МП предназначен для использования в печатных схемах, а КПК-МН — для

навесного монтажа. ТКЕ таких конденсаторов — $(200 \div 800) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$.

Пружинный подстроечный конденсатор, представленный на рис. 3-51, а, состоит из двух ме-

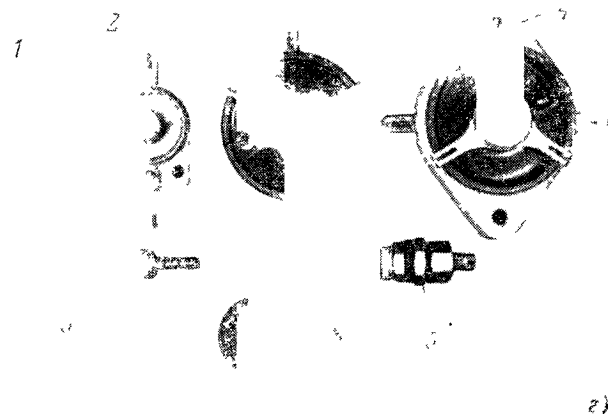
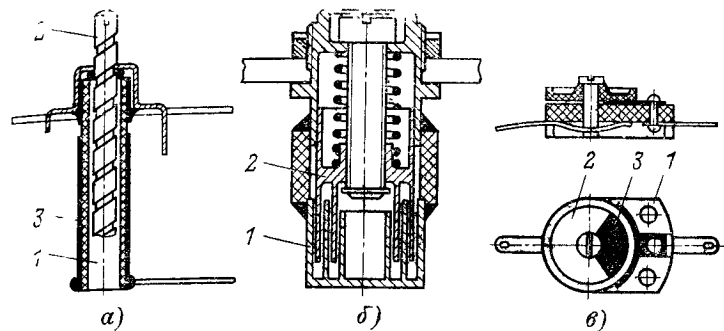


Рис. 3-50 Устройство и внешний вид цилиндрических и шайбовых подстроечных конденсаторов.

а — устройство трубчатого конденсатора (КПК-Т); б — устройство коаксиального конденсатора; в — устройство шайбового конденсатора (КПК-1); 1 — статор; 2 — ротор; 3 — металлизация; г — внешний вид конденсаторов; 1 — КПК-МП; 2 — КПК-1; 3 — КПК-2; 4 — КПК-3; 5 — КПК-Т; 6 — коаксиальный.

галлических обкладок, укрепленных одна над другой на изоляционном основании. Верхняя пластина делается из пружинного материала и при помощи винта может приближаться или отдаляться от нижней пластины, изменяя

тем самым емкость конденсатора. Во избежание короткого замыкания к нижней обкладке приклеивается тонкая изоляционная прокладка из слюды или полистирола. Такие конденсаторы достаточно просты в производстве, но отличаются большой нестабильностью, а поэтому применяются лишь в простейшей РЭА.

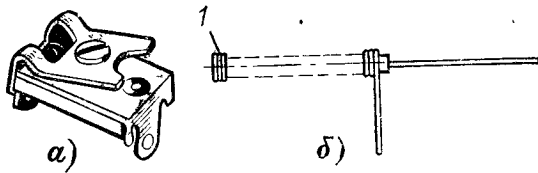


Рис. 3-51. Пружинный и проволочный подстроечные конденсаторы. а — пружинный; б — проволочный; 1 — место отрезки при регулировке емкости.

В простейшей РЭА находит широкое применение также очень дешевый проволочный подстроечный конденсатор, состоящий из куска изолированной проволоки длиной 2—3 см, диаметром 2—1,5 мм, на которой плотно намотана изолированная (ПЭВ) проволока диаметром 0,2—0,3 мм (рис. 3-51, б). Подгонка необходимой емкости производится откусыванием части намотки.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

4-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Высокочастотные катушки индуктивности в зависимости от их назначения можно разделить на четыре группы: а) катушки контуров, не определяющих частоту; б) катушки контуров, определяющих частоту (гетеродинов, задающих генераторов); в) катушки связи и г) дроссели высокой частоты. Катушки контуров могут быть с постоянной индуктивностью и с переменной индуктивностью (вариометры).

По конструктивному признаку катушки могут быть разделены на однослойные и многослойные, экранированные и неэкранированные, катушки без сердечников и ка-

тушки с магнитными или немагнитными сердечниками, цилиндрические плоские и печатные.

Свойства катушек могут быть охарактеризованы следующими основными параметрами: индуктивностью, допускаемым отклонением, добротностью, собственной емкостью и стабильностью. Рассмотрим эти параметры.

Индуктивность. В зависимости от назначения индуктивность катушек может быть от нескольких наногенри до нескольких десятков миллигенри¹.

Допускаемое отклонение (точность) индуктивности также определяется назначением катушки. Точность катушек, предназначенных для контуров с сопряженной настройкой, должна быть около 0,2—0,5% и выше; точность катушек связи, дросселей высокой частоты и др., работающих на частотах, далеких от резонансных, может составлять 10—15%.

Добротность. Добротность катушки во многих случаях определяет резонансные свойства и к. п. д. контура. Современные катушки средних размеров и средней стоимости имеют добротность около 50—300.

Собственная емкость. Катушки индуктивности обладают собственной емкостью, обусловленной распределенной емкостью между отдельными витками, и емкостью между обмоткой и корпусом прибора (землей). Чем больше размеры катушки, тем сильнее сказывается последнее слабое. Частоту, на которую оказывается настроенным контур, состоящий из индуктивности и собственной емкости, называют собственной частотой катушки. Собственная емкость увеличивает действующую индуктивность, понижает стабильность и несколько уменьшает добротность катушки.

Стабильность. Стабильность катушки характеризуется изменением ее параметров под воздействием температуры, влажности и во времени.

Изменения индуктивности под влиянием температуры характеризуют температурным коэффициентом индуктивности (ТКИ) α_L и коэффициентом температурной нестабильности индуктивности (КТНИ) β_L . Определение этих понятий приведено в гл. 1. ТКИ катушки определяется способом намотки и качеством диэлектрика каркаса. КТНИ зависит от прочности сцепления витков катушки с поверхностью каркаса и от старения диэлектрика каркаса.

¹ 1 Г = 10³ мГ = 10⁶ мкГ = 10⁹ нГ (1 нГ = 1 см).

Влияние температуры на добротность обусловлено изменением сопротивления провода. Добротность катушки из медного провода в среднем падает примерно на 10% на каждые 30°C повышения температуры. При высоких температурах возникает дополнительное понижение добротности, связанное с ростом диэлектрических потерь в каркасе.

Старение каркаса особенно сильно проявляется при использовании органических диэлектриков. При керамических каркасах это явление практически не проявляется.

Влажность вызывает увеличение собственной емкости и диэлектрических потерь, а также понижает стабильность катушки индуктивности. Для защиты катушек от действия влажности применяется герметизация или пропитка и обволакивание обмотки негигроскопичными составами. Такие катушки обладают более низкой добротностью и большей собственной емкостью, но при этом они более устойчивы к воздействию влаги. Исследования показали, что при заливке полиэфирным компаундом добротность катушки на частоте 40—50 МГц падает примерно на 15—20%.

Под действием ударов и вибрации могут возникать перемещения отдельных витков обмотки, сопровождающиеся изменением индуктивности. Такие изменения наблюдаются в катушках с бескаркасной намоткой, имеющих малую механическую прочность. В катушках, витки которых прочно скреплены с поверхностью каркаса, перемещения витков практически не наблюдается.

Надежность. Для высокочастотных катушек индуктивности наиболее характерны медленные отказы, вызываемые старением диэлектриков и магнитных материалов, окислением проводов и ухудшением изоляции. Эти явления проявляются особенно сильно при повышенной температуре и влажности. Соответствующие способы защиты были рассмотрены выше. Внезапные отказы обычно вызываются нарушением электрического соединения обмотки с выводами, обрывами и различными механическими повреждениями обмотки. Менее надежны катушки с большим числом витков тонкого провода.

Высокочастотные катушки не подверглись полной стандартизации и нормализации, что объясняется разнообразием предъявляемых к ним требований. Стандартизованы лишь отдельные элементы конструкции, например сердечники, каркасы, которые будут рассмотрены ниже в соответствующих разделах.

4.2. ТИПЫ НАМОТОК КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Применяемые виды намотки можно разделить на однослойные и многослойные.

При однослойной намотке витки располагаются на цилиндрической поверхности каркаса в один

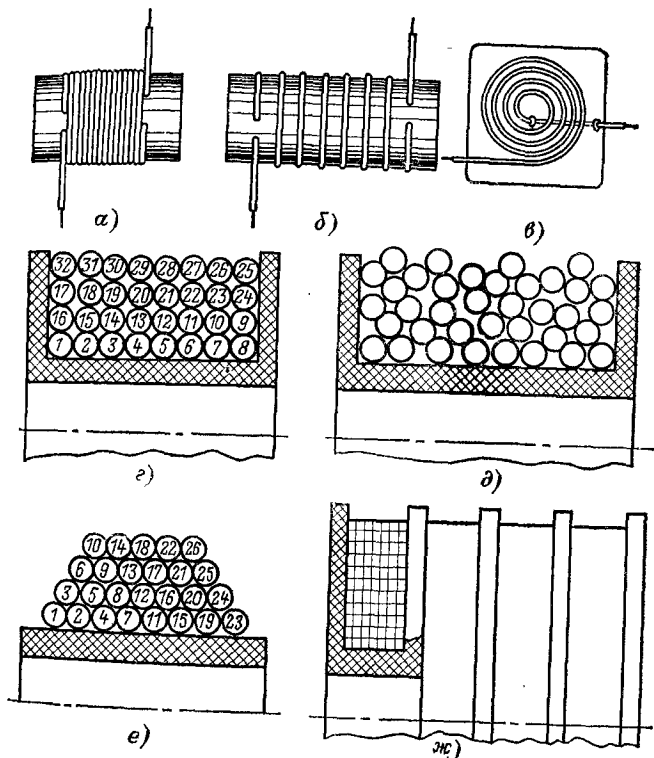


Рис. 4-1. Однослойные, многослойные и плоские намотки.
 а — сплошная; б — с шагом; в — плоская; г — многослойная рядовая; д — многослойная «кучей»; е — многослойная пирамидальная; ж — многослойная секционированная.

слой. При плотном расположении витков, разделяемых лишь изоляцией провода, получается сплошная однослойная намотка (4-1, а); при расположении витков на некотором расстоянии друг от друга — намотка с шагом (рис. 4-1, б).

Однослойные катушки с шагом отличаются высокой добротностью (150—400) и стабильностью; они в основном применяются в контурах КВ и УКВ.

Для повышения точности намотки провода применяются нарезные каркасы, т. е. каркасы, на поверхности которых сделана неглубокая (0,2—0,3d) спиральная канавка. Однако погружение провода в диэлектрик каркаса несколько понижает добротность и стабильность катушки.

Для высокостабильных катушек применяются специальные способы изготовления намоток — тугая, горячая и осажденная или нанесенная намотки.

Катушки с тугон намоткой наматываются проводом со значительным (до 50—60% разрывного усилия) натяжением на прочный (обычно керамический) каркас. Концы провода закрепляются пайкой на контактных наконечниках. Такое устройство исключает возможность самопроизвольного перемещения витков при вибрациях и ударах. Дополнительное закрепление витков может быть получено их гальваническим омеднением.

Катушки с горячей намоткой наматываются проводом, нагретым до 180—120° С при незначительном натяжении. По охлаждении получается прочное сцепление провода с поверхностью каркаса, чем достигается высокая стабильность.

В катушках с осажденной (нанесенной) намоткой витки образуются слоем металла, нанесенного на поверхность керамического каркаса методом вжигания с последующим гальваническим наращиванием. Общая толщина слоя металла составляет 0,01—0,03 мм. Такие катушки имеют пониженную на 10—20% добротность, но отличаются очень высокой стабильностью.

Катушки без каркаса могут быть практически выполнены при числе витков не более трех. Они отличаются несколько более высокой добротностью, но имеют малую механическую жесткость и пониженную стабильность.

Близки по свойствам к однослойным плоские катушки со спиральной намоткой (рис. 4-1, в), выполненные в виде круглой или прямоугольной рамки. Такие катушки особенно часто изготавливают печатным методом.

Для катушек индуктивностью выше 15—20 мкГ применяются сплошные однослойные намотки. Целесообразность перехода на сплошную намотку определяется диаметром катушки: чем больше диаметр катушки, тем большая индуктивность может быть получена при

уменьшении намотки с шагом. Ориентировочные значения индуктивности, при которых целесообразен переход на сплошную намотку, приведены в табл. 4-1.

Таблица 4-1

Предельная индуктивность для намотки с шагом

Диаметр каркаса, мм	6	10	15	20	25
Предельная индуктивность, мкГ	1,8	4	10	20	30

Катушки со сплошной намоткой также отличаются высокой добротностью (150—250) и стабильностью и широко используются в контурах для коротких, промежуточных и средних волн, если требуется индуктивность не выше 200—500 мкГ.

Для изготовления катушек с индуктивностью выше 200—500 мкГ применяют многослойные намотки.

Целесообразность перехода на многослойную намотку определяется диаметром катушки. Чем больше диаметр катушки, тем при большей индуктивности следует переходить на многослойную намотку. Ориентировочные значения индуктивностей, при которых целесообразен переход на многослойную намотку, приведены в табл. 4-2.

Таблица 4-2

Предельная индуктивность для однослойной сплошной намотки

Диаметр каркаса, мм	10	15	20	30	50
Предельная индуктивность мкГ	30	50	100	200	500

Многослойные намотки могут быть разделены на простые и сложные. Примерами простых намоток являются рядовая многослойная намотка (рис. 4-1, з), при которой витки укладываются на каркас правильными рядами, и намотка «кучей» (или «внавал») (рис. 4-1, д), при которой нет определенной закономерности в расположении витков и слоев.

Несекционированные многослойные катушки с простыми намотками отличаются низкими электрическими показателями — низкой добротностью и стабильностью, боль-

шой собственной емкостью и нуждаются в специальном каркасе. Они применяются лишь в контурах для длинных волн в качестве высокочастотных дросселей и в различных корректирующих цепях.

Секционированные многослойные катушки с намоткой зनावал (рис. 4-1, ж) при числе секций 3—5 обладают сравнительно высокой добротностью (160—170) и небольшой собственной емкостью. Они просты в изготовлении, и их целесообразно применять в контурах радиоприемников для длинных и средних волн.

Широкое применение имеют сложные многослойные намотки, например универсальные. При у н и в е р с а л ь н о й намотке витки не располагаются параллельно друг другу, а идут попеременно от одного края катушки к другому, пересекаясь под некоторым углом. Такое расположение витков придает катушке высокую механическую прочность без специальных каркасов, достаточно высокую добротность и незначительную собственную емкость.

Универсальную намотку характеризуют числом переходов провода за один виток с одной стороны катушки на другую p или, что то же, числом перегибов провода за виток. Различают катушки с двумя, тремя, четырьмя и т. д. переходами. Наименьшие размеры катушки получаются при двух переходах.

Повышение числа переходов затрудняет изготовление точных катушек, увеличивает размеры, длину провода и его сопротивление, но несколько уменьшает собственную емкость. Поэтому их применение целесообразно, например, для дросселей высокой частоты.

На рис. 4-2, а представлено расположение витков при универсальной намотке; на рис. 4-2, б—г приведены развернутые схемы расположения витка на поверхности катушки при различном числе переходов.

Увеличение числа переходов уменьшает угол перегиба провода ψ , что затрудняет процесс намотки. Максимальное число переходов определяется размерами катушки и минимальным допустимым углом перегиба. По технологическим соображениям удобнее в расчетах пользоваться не углом перегиба ψ , а углом отклонения провода φ . При этом максимально допустимое число переходов определяется формулой

$$p = \frac{\pi D_0 \operatorname{tg} \varphi}{l}, \quad (4-1)$$

в которой приняты следующие обозначения: D_0 — внутренний диаметр катушки, а l — ее длина. Полученное значение p округляется до ближайшего целого числа. Предельные значения угла φ для диаметров проводов¹, применяемых в маломощной РЭА, будут следующие: для проводов марок ПЭЛ, ПЭВ и ПЭВР $\varphi \leq 17,5 \div 19^\circ$; для ЛЭШО, ПШД, ПЭЛШО и ПЭШД $\varphi \leq 19 \div 21,5^\circ$; для лит-

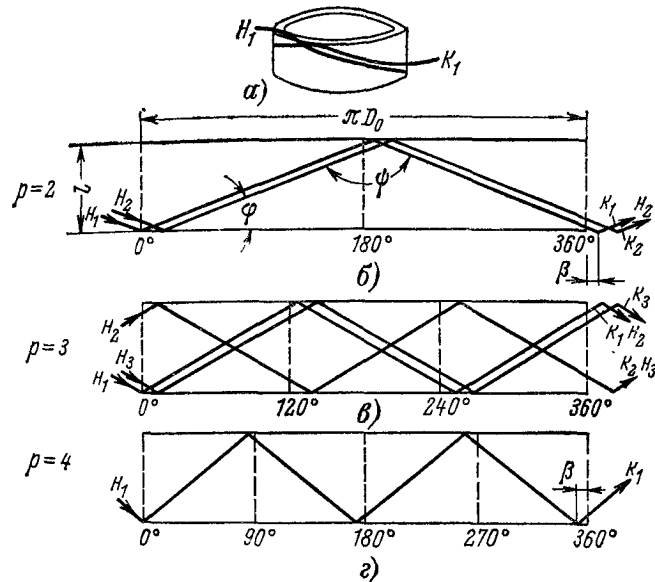


Рис. 4-2. Универсальная намотка.

h — начало витка; k — конец витка.

цендрата (ЛЭШО, ЛЭШД) $\varphi \leq 23 \div 26^\circ$. Максимальное число переходов обычно не превышает 6.

Известно, что при простых однослойных и многослойных намотках повторяемость процесса намотки полностью определяется понятием «виток». Виток соответствует углу намотки провода вокруг оси катушки, равному 360° .

Повторяемость процесса намотки универсальных катушек характеризуется понятием «цикл». Цикл соответствует такому углу намотки провода вокруг оси катушки, за который провод возвращается в свое исходное положение

¹ В дальнейшем примем следующие обозначения: d — диаметр провода без изоляции; d_0 — диаметр провода по изоляции.

на край катушки. Так как витки располагаются параллельно друг другу, то каждый последующий виток не может точно возвратиться в свое исходное положение, а приходит в него или несколько позже, или несколько раньше. Поэтому у различают намотки с запаздыванием и намотки с опережением.

Величина запаздывания или опережения определяется углом между двумя соседними перегибами — угловым шагом β . При намотке с запаздыванием один цикл равен $(360 + \beta)^\circ$, а при намотке с опережением $(360 - \beta)^\circ$. На рис. 4-2, а, б и в намотки выполнены с запаздыванием, а на рис. 4-2, г — с опережением.

Приведенные понятия необходимы лишь для расчета передачи намоточного станка; на электрические параметры катушки они не оказывают существенного влияния.

Число циклов может быть определено по формуле

$$N_{\text{ц}} = N \left(1 \pm \frac{\beta}{360} \right), \quad (4-2)$$

где N — число витков, т. е. оборотов оси катушки; знак плюс соответствует укладке провода с опережением, а знак минус — укладке провода с запаздыванием. Величина углового шага β может быть определена из уравнения

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{2d_0}{D_0 \sin \varphi}, \quad (4-3)$$

в котором φ является углом отклонения провода. Его величина может быть определена из уравнения (4-1); значения d_0 и D_0 должны быть выражены в одинаковых единицах.

Универсальные катушки имеют небольшие размеры при достаточно удовлетворительных электрических характеристиках. Внутренний диаметр катушек 15—20, а длина в осевом направлении — 5—8 мм. Наибольшее применение имеют катушки с внутренним диаметром 5—10 и длиной 2—5 мм; добротность таких катушек составляет 80—100.

Для получения длинных катушек — до 20—30 мм применяют так называемую универсальную перекрестную намотку, расположение витков которой представлено на рис. 4-3, а.

Перекрестная намотка характеризуется числом витков в цикле q , т. е. числом витков, образующихся за переход провода на противоположную сторону катушки и обратно.

На рис. 4-3, б, в и г представлены схемы перекрестной намотки при 2, 4 и 5 витках в цикле соответственно, а на рис. 4-3, а приведена намотка с $q = 6$. Увеличение числа витков в цикле уменьшает размеры катушки, но увеличивает собственную емкость.

Катушки с перекрестной намоткой отличаются пониженной добротностью и сравнительно большой собственной емкостью. Они удобны для применения в контурах,

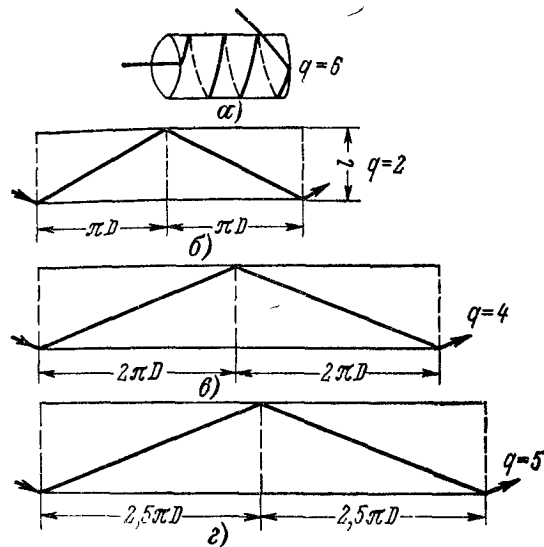


Рис. 4-3. Универсальная перекрестная намотка.

настройка которых производится длинными цилиндрическими магнитными сердечниками. Общим недостатком рассмотренных многослойных обмоток является невысокая электрическая прочность, обусловленная смежным расположением витков со значительной разностью потенциалов. Особенно низкая электрическая прочность получается при намотке «кучей» благодаря западанию верхних витков в глубь обмотки.

Пирамидальная обмотка (см. рис. 4-1, е) обладает высокой электрической прочностью и малой собственной емкостью. Это объясняется тем, что в данной обмотке смежными всегда являются витки с небольшой разностью потенциалов между ними. Можно показать, что

Основные данные высокочастотных катушек индуктивности

Способ намотки и материал каркаса	$\alpha_L \cdot 10^{-6}$, 1/°C	β_L	Q	C_0 , пФ	Область применения
Катушка с осажденной намоткой на керамическом каркасе	40—20	0	80—150	0,5—2,0	Генераторы и гетеродины КВ и УКВ высокой стабильности
Катушка с горячей намоткой на керамическом каркасе	10—30	0	100—400	0,5—2,0	То же
Катушка с холодной тугой намоткой на керамическом каркасе	40—100	$(1 \div 10) 10^{-4}$	100—400	0,5—2,0	Генераторы и гетеродины КВ и УКВ пониженной стабильности
Катушка с бескаркасной намоткой	50—150	$2 \cdot 10^{-2}$	100—600	0,5—2,0	Усилительные каскады УКВ
Катушка с однослойной сплошной намоткой и каркасом из органического диэлектрика	100—200	$(1 \div 2) 10^{-2}$	80—200	3—5	Генераторы и гетеродины низкой стабильности и усилительные каскады средних и коротких волн
Катушка с намоткой типа «Универсаль»	150—300	$2 \cdot 10^{-2}$	50—100	5—10	Гетеродины низкой стабильности и усилительные каскады длинных и средних волн
Катушка с перекрестной универсальной намоткой	150—300	$2 \cdot 10^{-2}$	30—50	15—30	То же
Катушка с секционированной намоткой в навал (3—4 секции)	150—300	—	150—170	5—10	Дроссели высокой частоты длинных и средних волн
Катушка с пирамидальной намоткой	—	—	20—30	10—20	Дроссели высокой частоты длинных и средних волн

максимальное напряжение между витками при такой намотке будет равно:

$$U_{в. макс} = \frac{U}{N} (m + 1),$$

где U — полное напряжение на обмотке, N — общее число витков, а m — число слоев. Пирамидальная обмотка может быть выполнена с любым числом слоев, но чаще всего применяется двухслойная намотка, обеспечивающая наибольшую электрическую прочность. Применяется пирамидальная намотка для дросселей высокой частоты мощных радиопередающих устройств.

Основные свойства высокочастотных катушек с различными намотками приведены в табл. 4-3.

4.3. РАСЧЕТ РАЗМЕРОВ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

В последующих расчетах будут употребляться следующие основные размеры катушек: диаметр намотки и ее длина. Дадим определение этих размеров.

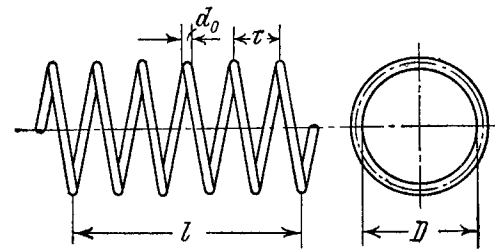


Рис. 4-4. Расчетные размеры однослойной катушки.

Однослойные катушки. В однослойной катушке диаметр D представляет собой диаметр окружности, образуемой осевой линией активного сечения провода (рис. 4-4). На высоких частотах можно с высокой степенью точности диаметр D принять равным внутреннему диаметру витков, т. е. диаметру каркаса d_1 .

Длина катушки l представляет собой расстояние между осевыми линиями крайних витков. Расстояние между осевыми линиями смежных витков называется шагом намотки τ . Обычно принимается, что

$$l = \tau (N - 1), \quad (4-4)$$

где N — число витков.

При сплошной намотке расстояние между смежными витками определяется диаметром провода в изоляции d_0 и плотностью прилегания витков друг к другу. Влияние неплотности может быть учтено так называемым коэффициентом неплотности α , представляющим собой отношение фактического расстояния между осевыми линиями смежных витков к такому же расстоянию при идеально плотном прилегании витков друг к другу, очевидно равному диаметру провода в изоляции d_0 . Величина коэффициента неплотности в основном зависит от диаметра провода и может быть определена опытным путем. Таким образом,

$$l = \alpha d_0 (N - 1).$$

Для катушек со значительным количеством витков (50—70) из тонкого провода можно принять, что

$$l \approx \alpha d_0 N. \quad (4-5)$$

Средние значения коэффициента неплотности приведены в табл. 4-4.

Таблица 4-4

Значения коэффициента неплотности

Диаметр провода (без изоляции), мм	0,08—0,11	0,15—0,25	0,35—0,41	0,51—0,93	Свыше 1,0
d	1,3	1,25	1,2	1,1	1,05

Многослойные катушки. Размеры многослойной катушки определяются величиной наружного диаметра D , величиной внутреннего диаметра D_0 , и длиной намотки l (рис. 4-5). Наружный диаметр D с достаточной для практики точностью можно принять равным наружному диаметру катушки, а внутренний диаметр D_0 — равным диаметру каркаса. Радиальную глубину намотки t принимают равной

$$t = \frac{D - D_0}{2}.$$

Следовательно, $D = D_0 + 2t$. Значения D_0 и t задаются конструктивными соображениями: допустимыми размерами, наличием типовых каркасов, размерами экранов и сердечников и т. п.; величины D и t определяются числом витков, диаметром провода и способом намотки. Сред-

диаметр катушки равен;

$$D_{cp} = \frac{D_0 + D}{2} = D_0 + t.$$

Для простой рядовой многослойной намотки и намотки «кучей» радиальная глубина намотки определяется следующим образом:

$$t = \frac{\alpha d_0^2 N}{l}. \quad (4-6)$$

Здесь все размеры выражаются в миллиметрах; значения коэффициента неплотности α могут быть взяты из табл. 4-4

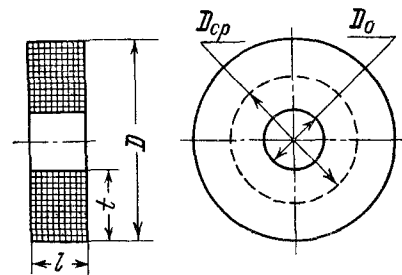


Рис. 4-5. Расчетные размеры многослойной катушки.

для простой многослойной намотки непосредственно, а для намотки «кучей» его надо увеличить на 10—15%.

Универсальные катушки. Радиальная глубина универсальной намотки равна:

$$t = 2pd_0 N_n \frac{\beta}{360}. \quad (4-7)$$

Здесь число циклов N_n и угловой шаг β определяются по формулам (4-2) и (4-3); угол отклонения провода φ может быть определен из уравнения (4-1):

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{pl}{\pi D_0}. \quad (4-8)$$

По вышеприведенным формулам также может быть произведен расчет размеров катушек с универсальной перекрестной намоткой; при этом $p = 2$, т. е. угол отклонения провода должен определяться из уравнения

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{2l}{\pi D_0}.$$

Пирамидальная намотка. Длина пирамидальной обмотки определяется по первому слою

$$l = n_1 \alpha d_0,$$

а ее толщина равна:

$$t = m \sqrt{\frac{\alpha d_0}{2}}.$$

Общее число витков обмотки связано с ее размерами следующим выражением:

$$N = \frac{m}{2} (2n_1 - m + 1).$$

В приведенных выражениях n_1 — число витков в первом (нижнем) слое, а m — число слоев.

4.4. РАСЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ КАТУШЕК И ЧИСЛА ВИТКОВ

Расчет индуктивности. Из теоретической электротехники известно следующее выражение для индуктивности длинного соленоида круглого сечения S (предполагается $\mu = 1$):

$$L = \frac{4\pi N^2 S}{l}.$$

Это выражение дает достаточно точный (1—2%) результат лишь для соленоидов, длина которых в 20—30 раз больше диаметра, со сплошной намоткой проводом, имеющим бесконечно тонкую изоляцию. В реальных соленоидах (катушках) длина обычно соизмерима с диаметром. Благодаря этому магнитное поле у концов катушки искривляется, крайние витки сцепляются с меньшим числом магнитных силовых линий и фактическая индуктивность оказывается меньше расчетной.

Точный учет этого явления приводит к громоздким, неудобным для практики выражениям. Поэтому для простоты в расчетные формулы вводят поправочные коэффициенты, величина которых зависит от отношения l/D . Наиболее удобной является следующая формула:

$$L = L_0 N^2 D \cdot 10^{-3}, \quad (4-9)$$

где L — индуктивность, мкГ; D — диаметр катушки, см.

Значения поправочных коэффициентов L_0 для однослойных катушек приведена на рис. 4-6.

Формула (4-9) верна для сплошной однослойной намотки проводом прямоугольного сечения с бесконечно тонкой изоляцией, поставленным «на ребро». Однако и при сплошной намотке из тонкого круглого провода и при намотке из плоского провода (ленты), намотанного по широкой стороне, погрешность расчета не превышает 2—3%.

При намотке с шагом также происходит ослабление потока сцепления, поэтому индуктивность уменьшается.

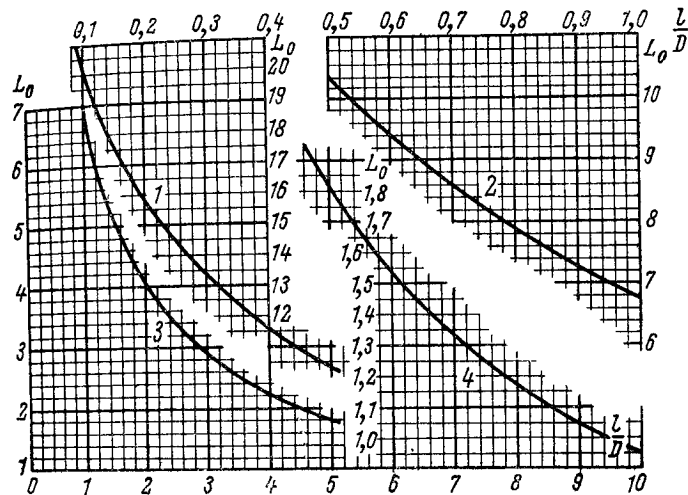


Рис. 4-6. График значений коэффициента L_0 для однослойных катушек.

Фактическая индуктивность катушки, намотанной с шагом проводом круглого сечения, будет равна:

$$L = L' - 2\pi ND (A + B) \cdot 10^{-3}, \quad (4-10)$$

где L — фактическая индуктивность катушки, мкГ; L' — индуктивность катушки, вычисленная по формуле (4-9), т. е. без учета поправки на шаг намотки, мкГ; A — поправочный коэффициент, учитывающий разницу в индуктивности витка из провода круглого сечения и витка из тонкой узкой ленты; B — поправочный коэффициент, учитывающий разницу во взаимной индуктивности между действительными витками и витками сплошной намотки из тонкой и узкой ленты.

Значения коэффициентов A и B представлены на рис. 4-7, a и b ; в формуле (4-10) величина D должна быть выражена в сантиметрах.

Приведенная формула достаточно точна для расчета катушек с числом витков не менее 4—5; расчет индуктивности катушек с меньшим числом витков может быть произведен следующим образом.

Индуктивность катушки, состоящей из N одинаковых витков, может быть определена в виде суммы их индуктивностей и взаимоиндуктивностей между ними.

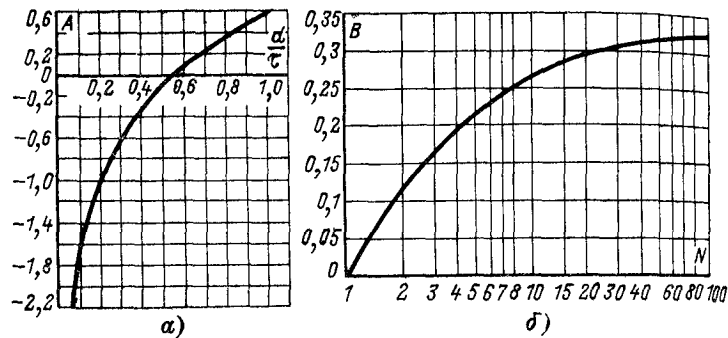


Рис. 4-7. Значения коэффициентов A и B .

Следовательно,

$$L \doteq NL_1 + 2(N-1)M_{11} + 2(N-2)M_{12} + \dots, \quad (4-11)$$

где L_1 — индуктивность отдельного витка; M_{11} — взаимная индуктивность между смежными витками; M_{12} — взаимная индуктивность между витками, расположенными через один, и т. д. Значения L и M должны быть выражены в одинаковых единицах. Для катушки, состоящей из двух одинаковых витков, имеем:

$$L = 2(L_1 + M_{11}),$$

а для катушки из трех витков

$$L = 3L_1 + 4M_{11} + 2M_{12}.$$

Выражения для расчета индуктивности L_1 и взаимной индуктивности M приведены ниже.

Формулу (4-9) можно применить также и для расчета индуктивности многослойных катушек.

В этом случае величина коэффициента L_0 зависит не только от отношения $l/D_{\text{ср}}$, но и от отношения $t/D_{\text{ср}}$. Значения коэффициента L_0 для многослойных катушек приведены на рис. 4-8, a , b , $в$; под величиной D в формуле (4-9) следует понимать средний диаметр намотки $D_{\text{ср}}$.

Расчет индуктивности катушек, намотанных на ребристый каркас с сечением в виде правильного многоугольника с числом сторон n больше 5, может быть произведен по вышеприведенным формулам, если расчетный диаметр принять равным

$$D = \frac{D_{\text{вн}} + D_{\text{оп}}}{2},$$

где $D_{\text{вн}}$ — диаметр вписанной окружности и $D_{\text{оп}}$ — диаметр описанной окружности. Если n меньше пяти, то на основании простейших тригонометрических преобразований D можно определить следующим образом:

$$D = D_{\text{оп}} \cos^2 \left(\frac{90^\circ}{n} \right),$$

где n — число сторон многоугольника.

Индуктивность плоской катушки может быть приближенно определена по формулам для индуктивности цилиндрической катушки с таким же числом витков и шагом намотки, имеющей диаметр, равный диаметру среднего витка плоской катушки.

Более точно (с точностью до 5%) индуктивность плоской печатной катушки со спиральными витками (рис. 4-9, a) может быть определена по формуле

$$L = 24,75 D_{\text{ср}}^3 \sqrt[3]{N^5} \lg \frac{4D_{\text{ср}}}{t} \cdot 10^{-3}, \quad (4-12)$$

а индуктивность плоской печатной катушки, витки которой расположены по сторонам квадрата (рис. 4-9, $б$), — по формуле

$$L = 55,5 \sqrt[3]{N^5} \lg \frac{8a}{t} \cdot 10^{-3}. \quad (4-12 \text{ а})$$

В этих формулах приняты следующие обозначения: L — индуктивность, мкГ; $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр спирали, см; a — длина средней стороны квадрата, см; t — радиальная ширина намотки, см. Очевидно, что

$$D_{\text{ср}} = \frac{D_{\text{н}} + D_{\text{вн}}}{2}; \quad t = \frac{D_{\text{н}} - D_{\text{вн}}}{2} \quad \text{и} \quad t = \frac{A_{\text{н}} - A_{\text{вн}}}{2};$$

$$a = \frac{A_{\text{н}} + A_{\text{вн}}}{2}.$$

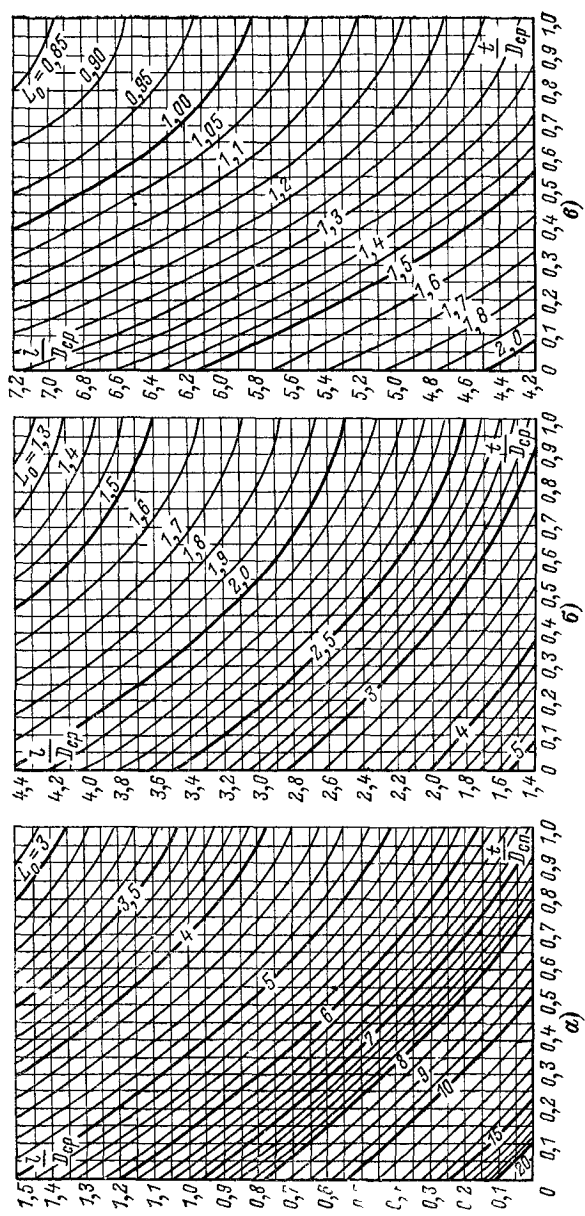


Рис. 4-8. График значений коэффициента L_0 для многослойных катушек (значения L_0 при $t/D = 0$ соответствуют многослойной катушке с малой толщиной намотки).

Индуктивность спиральной катушки из ленты, намотанной широкой стороной к каркасу, может быть вычислена с точностью 5—7% по формуле

$$L = 0,85 N_1^2 D_n \beta \cdot 10^{-3}, \quad (4-13)$$

где L — индуктивность, мкГ; N_1 — число витков на 1 см толщины намотки (по радиусу); β — коэффициент, значение которого зависит от отношения $D_{вн}/D_n$. При $D_{вн}/D_n \geq 0,3$ этот коэффициент вычисляется следующим образом:

$$\beta = 1,38 - 1,45 \frac{D_{вн}}{D_n}.$$

По приведенным формулам можно приближенно определить индуктивность плоской катушки неправильной

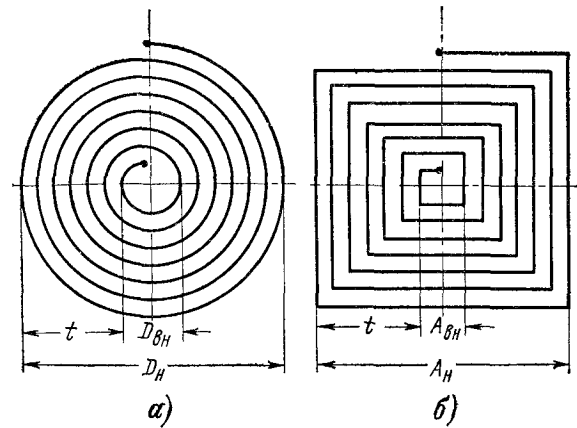


Рис 4-9. Спиральные намотки
а — с круглыми витками, б — с квадратными витками

формы. Для такого расчета катушка неправильной формы заменяется эквивалентной, имеющей то же число витков и форму (круглую или квадратную), наиболее близкую к рассчитываемой, а также одинаковые внутренний размер и площадь, охватываемую наружным витком.
Приведем формулы для расчета индуктивности медных проводников и плоских фигур, употребляемых иногда в контурах для частот в сотни мегагерц. В этих формулах все размеры выражаются в сантиметрах, а индуктивность — в микрогенри.

Прямой провод круглого сечения:

$$L = 2l \left(2,3 \lg \frac{4l}{d} + \frac{d}{2l} - 1 \right) \cdot 10^{-3}, \quad (4-14)$$

где l — длина, а d — диаметр провода.

Прямой провод прямоугольного сечения (лента):

$$L = 2l \left(2,3 \lg \frac{2l}{a+b} + 0,2235 \frac{a+b}{l} + 0,5 \right) \cdot 10^{-3}, \quad (4-15)$$

где a и b — стороны сечения провода.

Индуктивность кольца из провода круглого сечения

$$L = 2\pi D \left(2,3 \lg \frac{8D}{d} - 2 \right) \cdot 10^{-3}. \quad (4-16)$$

Индуктивность кольца из провода прямоугольного сечения (ленты)

$$L = 2\pi D \left[2,3 \left(1 + \frac{b^2}{8D^2} \right) \lg \frac{4D}{b} + \frac{b^2}{32D^2} - 0,5 \right] \cdot 10^{-3}, \quad (4-17)$$

где b — ширина ленты.

При $D > b$ формула (4-17) может быть упрощена:

$$L \approx 2\pi D \left(2,3 \lg \frac{4D}{b} - 0,5 \right) \cdot 10^{-3}. \quad (4-18)$$

Индуктивность квадратного витка из провода круглого сечения

$$L = 8A \left(2,3 \lg \frac{2A}{d} + \frac{d}{2A} - 0,774 \right) \cdot 10^{-3}, \quad (4-19)$$

где A — сторона квадрата.

Для несколько менее точного расчета индуктивности плоских витков правильной формы при длине провода много больше периметра сечения может быть использована следующая формула:

$$L = 2l (2,3 \lg A - B) \cdot 10^{-3}, \quad (4-20)$$

где l — длина провода; A — коэффициент, определяемый формой сечения провода. Для круглого провода диаметром d он равен $A = 4l/d$; для прямоугольного сечения шириной b и толщиной c $A = 2l/(b+c)$. B — коэффициент, определяемый формой витка. Для круга $B = 2,451$; для восьмиугольника $B = 2,561$; для шестиугольника $B = 2,636$; для пятиугольника $B = 2,712$; для квадрата $B = 2,853$; для равностороннего треугольника $B = 3,197$ и для равнобедренного прямоугольного треугольника $B = 3,332$.

Более подробный расчет индуктивности различных плоских фигур приведен в [4-13].

Расчет числа витков. Для определения числа витков решим уравнение (4-9) относительно N :

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot 10^3}{L_0 D}}. \quad (4-21)$$

Полученная формула дает возможность определения требуемого числа витков лишь при известных размерах катушки. Если хотя бы один размер катушки неизвестен, то формула не может дать определенного ответа. Обычно один из размеров катушки, зависящий от числа витков, оказывается неизвестным; поэтому расчет числа витков должен производиться методом последовательного приближения или при помощи специальных приемов. Приведем метод расчета числа витков однослойных катушек, при котором считаются заданными индуктивность L , диаметр намотки D и диаметр провода в изоляции d_0 .

Для получения расчетных уравнений умножим и разделим правую часть уравнения (4-9) на величину $l^2 D^2$, тогда получим:

$$L = L_0 N^2 D \frac{l^2 D^2}{l^2 D^2} \cdot 10^{-3} = P_0 N^2 D^3 \cdot 10^{-3}. \quad (4-22)$$

В этом уравнении $N_0 = \frac{N}{l}$ представляет собой число витков, приходящихся на 1 см длины намотки, а $P_0 = L_0 \left(\frac{l}{D} \right)^2$, есть коэффициент, величина которого зависит от отношения l/D . Значения этого коэффициента приведены на рис. 4-10. Определение числа витков N и длины намотки l производится при помощи этого графика и следующих очевидных соотношений:

$$N_0 = \frac{10}{\alpha d_0}; \quad (4-22)$$

$$P_0 = \frac{L \cdot 10^3}{N_0^2 D^3}; \quad (4-23)$$

$$l = D \left(\frac{l}{D} \right); \quad (4-24)$$

$$N = N_0 l; \quad (4-25)$$

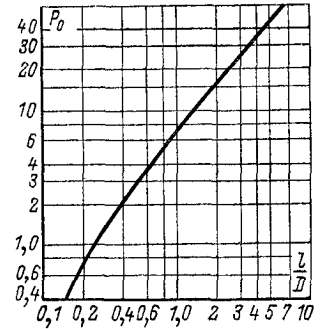


Рис. 4-10. График значений коэффициента P_0 .

где D и l выражаются в сантиметрах, d_0 — в миллиметрах L — в микрогенри.

Пример 1. Определить число витков однослойной катушки по следующим данным:

$$L = 200 \text{ мкГ}; D = 3,0 \text{ см}; d_0 = 0,27 \text{ мм}.$$

Число витков на 1 см длины намотки находим по формуле (4-22), примем $\alpha = 1,25$;

$$N_0 = \frac{10}{1,25 \cdot 0,27} \approx 30.$$

Параметр P_0 находим по формуле (4-23):

$$P_0 = \frac{200 \cdot 10^3}{30^2 \cdot 3^3} = 8,23.$$

По графику рис. 4-10 находим отношение $l/D = 1,2$, откуда по формуле (4-24) находим длину намотки

$$l = 3 \cdot 1,2 = 3,6 \text{ см}.$$

Число витков находим по формуле (4-25):

$$N = 30 \cdot 3,6 = 108.$$

Проверка. Так как $l/D = 1,2$, то по рис. 4-6 находим $L_0 = 5,8$. Индуктивность катушки определяем по формуле (4-9)

$$L = 5,8 \cdot 108^2 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 200 \text{ мкГ}.$$

Приведенный метод пригоден для расчета числа витков катушки со сплошной однослойной намоткой. Для расчета витков катушек с шагом необходимо по формуле (4-10) определить фактическую индуктивность L катушки при полученном числе витков N . Необходимое число витков N' с поправкой на шаг намотки можно получить из соотношения

$$N' = N \sqrt{\frac{L_{\text{зад}}}{L}}, \quad (4-26)$$

где $L_{\text{зад}}$ — заданная индуктивность катушки. Такой расчет приходится повторять 2—3 раза.

Расчет катушек с двумя-тремя витками производится методом последовательного приближения. Для этого задаются размерами витка и шагом τ . По формуле (4-11) определяют фактическую индуктивность, сравнивают ее с заданной и на основании этого сравнения изменяют или размеры (диаметр) витков, или шаг, или число витков.

Расчет числа витков многослойных катушек также производится методом последовательного приближения, так как при изменении числа витков изменяются два размера ка-

тушки — обычно D и t . Порядок расчета числа витков и размеров многослойных катушек по заданной индуктивности при заранее выбранных и неизменных внутреннем диаметре каркаса D_0 и длине намотки l должен быть следующий:

- выбирается ориентировочное значение глубины намотки t и определяется средний диаметр намотки;
- составляются отношения $l/D_{\text{ср}}$ и $t/D_{\text{ср}}$ и по графику рис. 4-8 определяется значение коэффициента L_0 ; число витков определяется по формуле (4-21);
- в зависимости от типа намотки (простая или универсальная) глубина и средний диаметр намотки.

Так как полученная глубина почти всегда отличается от предполагаемой, то при этих размерах определяется индуктивность. Если эта индуктивность отличается не больше чем на 10—15% заданной, то для определения фактического числа витков катушки можно воспользоваться формулой (4-26). Если же полученная индуктивность значительно отличается от заданной, то следует выбрать для катушки новые размеры (например, большие, если полученная индуктивность меньше заданной, и наоборот) и произвести новый расчет. В некоторых случаях повторный расчет производится 2—3 раза.

При расчете катушек с универсальной намоткой угол отклонения провода φ определяется из формулы (4-1) и по тригонометрическим таблицам. Указания по выбору диаметра провода и размеров катушек будут приведены ниже.

Пример 2. Определить число витков катушки с универсальной намоткой по следующим данным. $L = 1000$ мкГ; $D_0 = 1,1$ см; $l = 0,3$ см; провод ПЭШО, $d_0 = 0,23$ мм, $p = 2$.

Ориентировочно задаемся $t = 0,7$ см. Тогда $D_{\text{ср}} = 1,1 + 0,7 = 1,8$ см. Так как $l/D_{\text{ср}} = 0,167$ и $t/D_{\text{ср}} = 0,39$, то по графику рис. 4-8 находим $L_0 = 9,6$. Число витков находим по формуле (4-21) (при замене D на $D_{\text{ср}}$):

$$N = \sqrt{\frac{1000 \cdot 10^3}{9,6 \cdot 1,8}} = 241.$$

Угол отклонения провода φ определяем из формулы (4-1):

$$\text{tg } \varphi = \frac{pl}{\pi D_0} = \frac{2 \cdot 0,3}{\pi \cdot 1,1} = 0,173$$

По тригонометрическим таблицам находим $\varphi = 9^\circ 50'$ и $\sin \varphi = 0,171$. Полученное значение φ не превышает допустимого.

В Волнов В А

Угловой шаг определяем по формуле (4-3):

$$\operatorname{tg} \beta = \frac{2 \cdot 0,23}{\pi \cdot 0,171} = 0,244,$$

откуда находим $\beta = 13^\circ 45'$ ($13,75^\circ$).

Предполагая намотку с запаздыванием, число циклов определяем по формуле (4-2):

$$N_{\text{ц}} = 241 \left(1 - \frac{13,75}{360} \right) = 230.$$

Глубину намотки определяем по формуле (4-7):

$$t = 2,2 \cdot 0,23 \cdot 230 \frac{13,75}{360} = 8,5 \text{ мм.}$$

Так как полученная глубина отличается от предполагаемой, то для проверки определим индуктивность катушки, при полученных размерах.

Уточненный средний диаметр будет $D_{\text{ср}} = 1,1 + 0,85 = 1,95$ см. При этом

$$\frac{l}{D_{\text{ср}}} = \frac{0,3}{1,95} = 0,154; \quad \frac{t}{D_{\text{ср}}} = \frac{0,85}{1,95} = 0,435 \text{ и } L_0 = 9,2.$$

Индуктивность катушки при этих данных будет равна:

$$L = 9,2 \cdot 241^2 \cdot 1,95 \cdot 10^{-9} = 1050 \text{ мкГ.}$$

Так как полученная индуктивность всего на 5% отличается от заданной, то требуемое число витков определяем по формуле (4-26):

$$N' = 241 \cdot \sqrt{\frac{1000}{1050}} = 234.$$

4-5. СОБСТВЕННАЯ ЕМКОСТЬ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

В катушке, между отдельными витками и между витками и ближайшими металлическими телами — экранами, шасси прибора и т. п., всегда существует разность потенциалов, которая создает электрическое поле. Влияние этого поля подобно влиянию некоторой емкости, включенной параллельно катушке: эту емкость называют собственной (или распределенной) емкостью катушки. Ее величина зависит от размеров катушки, конструкции обмотки, близости расположения витков со значительной разностью потенциалов, удаленности их от экранов, диэлектрической проницаемости изоляции провода и каркаса, а также ряда других конструктивных факторов. Чем больше диаметр катушки, чем ближе друг к другу расположены витки

со значительной разностью потенциалов, чем выше диэлектрическая проницаемость изоляции провода и материала каркаса, тем больше собственная емкость катушки индуктивности.

Собственную емкость можно определить, суммируя элементарные емкости между отдельными участками витков, между витками и экранами и т. д. Для однослойной неэкранированной катушки такой расчет приводит к выражению

$$C_0 = \frac{\pi D}{8,3 \lg [a + \sqrt{a^2 - 1}]},$$

где $a = \tau/d$.

Наименьшей собственной емкостью (1—2 пФ) обладают однослойные катушки, намотанные с шагом. Многослой-

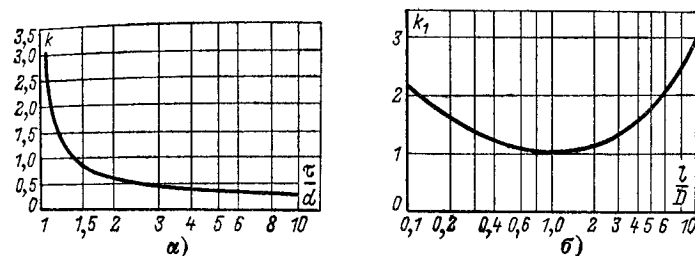


Рис. 4-11. Графики значений коэффициентов k и k_1 для расчета собственной емкости однослойных катушек.

ные катушки обладают большей емкостью, величина которой зависит от способа намотки. Например, емкость катушек с простой универсальной намоткой составляет 5—10 пФ, с перекрестной универсальной намоткой 15—30 пФ. Емкость печатных катушек в виде плоской спирали составляет 2—5 пФ, а больших плоских рамок 150—200 пФ.

Расчет собственной емкости однослойных катушек удобнее производить по эмпирической формуле

$$C_0 = k k_1 D, \quad (4-27)$$

где C_0 — собственная емкость, пФ; D — диаметр катушки, см; k — коэффициент, величина которого зависит от соотношений между шагом намотки и диаметром провода; его значения даны на рис. 4-11, а; k_1 — коэффициент, величина которого зависит от соотношения между длиной и диаметром катушки; его значения даны на рис. 4-11, б.

Формула дает достаточно точные результаты для катушек с гладким каркасом из диэлектрика со средним значением диэлектрической проницаемости $\epsilon = 4 \div 6$. Для катушек с нарезным каркасом собственная емкость больше на 20—25% в зависимости от глубины нарезки. Емкость бескаркасной катушки или катушки с ребристым каркасом на 15—20% меньше. При каркасах, диэлектрическая проницаемость которых больше или меньше указанного среднего значения, собственная емкость соответственно больше или меньше расчетной. Пропитка и обволакивание катушки увеличивают емкость примерно на 20—30%.

Для приближенных расчетов при $N \geq 4 \div 6$ можно принимать $C_0 \approx 0,5D$.

Собственная емкость плоских (печатных) катушек зависит от ее диаметра, ширины ленты, зазора между витками и диэлектрической проницаемости основания. Собственную емкость можно определить, представляя обмотку в виде двух параллельных проводников. Тогда

$$C_0 = C'_0 l_1 (N - 1),$$

где C'_0 — погонная емкость между двумя соседними витками, пФ/см; l_1 — длина первого витка, см. $C'_0 = 0,12 / (\lg \frac{2\tau}{d})$.

Для больших катушек, весьма приближенно, $C_0 \approx 0,25D_n$. Обычно она равна $C_0 = 2 \div 10$ пФ.

Собственная емкость многослойных катушек зависит от способа и плотности намотки, толщины и диэлектрической проницаемости изоляции провода. Для простых многослойных намоток собственную емкость приближенно можно определить по формуле

$$C_0 \approx \pi D_{cp} (8,45\epsilon + 8,23) \cdot 10^{-2}, \quad (4-28)$$

где C_0 — собственная емкость, пФ; D_{cp} — средний диаметр намотки, см; ϵ — диэлектрическая проницаемость изоляции провода (см. § 4-6).

Собственная емкость катушек универсальной намотки может быть определена по эмпирической формуле

$$C_0 = \frac{\gamma D_{cp} l}{3\rho^2 t}, \quad (4-28a)$$

где γ — коэффициент, пропорциональный диэлектрической проницаемости изоляции провода. Для провода в эмалевой изоляции (ПЭЛ) $\gamma = 3,7$; для ПЭЛШО — 3,8; для ПЩД — 3,9; для ПЭБО — 4,3; для ПШО — 3,4; для

ТЭШО — 5,0. Все размеры в формуле должны быть выражены в сантиметрах, тогда емкость получится в пФ. Следует отметить, что эта формула дает несколько заниженный результат.

Собственная емкость катушек универсальной намотки зависит от их размеров. Чем уже катушка (т. е. чем меньше ее длина), чем меньше ее диаметр и чем больше глубина намотки, тем меньше будет собственная емкость. Это объясняется тем, что чем уже катушка, тем в ней больше слоев, меньше емкость каждого слоя и тем дальше удалены друг от друга слои с наибольшей разностью потенциалов (т. е. наружные и внутренние). Поэтому при увеличении числа витков (при неизменных l и D_0) собственная емкость универсальных (и вообще многослойных) катушек уменьшается. Для ориентировочного определения собственной емкости катушки с универсальной намоткой служит приведенный на рис. 4-12 график ее зависимости от числа витков.

Для значительного уменьшения собственной емкости многослойных катушек применяется секционирование. При расстояниях между секциями, примерно равных длине намотки, емкость секционированной катушки может быть определена по эмпирической формуле

$$C_0 = C_{oc} \frac{0,33n + 0,67}{n}, \quad (4-29)$$

где C_{oc} — емкость отдельной секции, а n — число секций.

Собственная емкость катушки может значительно возрасти при расположении экранов и сердечников в непосредственной близости от обмотки.

Для рассмотрения вопросов, связанных с диэлектрическими потерями и со стабильностью, собственную емкость катушки удобно представить в виде суммы, состоящей из емкости через воздух $C_{ов}$ и емкости через диэлектрик $C_{од}$. Емкость через воздух определяется той частью собственной емкости, электрические линии поля которой про-

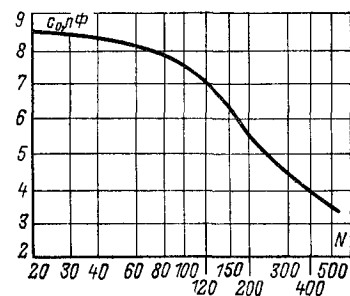


Рис. 4-12. Зависимость собственной емкости универсальных катушек от числа витков.

$D = 10 \div 20$ мм; $l = 2 \div 6$ мм;
 $l = 1 \div 8$ мм.

ходят по воздуху. Емкость через диэлектрик определяется той частью собственной емкости, электрические линии поля которой проходят через диэлектрик каркаса или изоляции провода. Понижение стабильности катушки и увеличение диэлектрических потерь обычно связаны с величиной емкости через диэлектрик, которая определяется конструктивными особенностями намотки и диэлектрической проницаемостью каркаса. Приближенно ее величину можно определить по формуле

$$C_{0д} = \frac{C_0}{1 + \frac{1}{a\varepsilon}}, \quad (4-30)$$

где ε — диэлектрическая проницаемость каркаса; a — коэффициент, зависящий от конструкции намотки. При намотке проводом круглого сечения на гладком каркасе $a = 0,08$; при осажденной намотке с витками, расположенными по ребру, $a = 0,06$; при намотке из провода круглого сечения на нарезном каркасе $a = 0,111$; при осажденной намотке, расположенной в пазу, $a = 0,14$. Для многослойных намоток $C_{0д} = (0,8 \div 1,0) C_0$.

Уменьшение емкости через диэлектрик достигается применением каркасов из диэлектрика с малой величиной диэлектрической проницаемости или ребристых каркасов.

4-6. ДОБРОТНОСТЬ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Добротность катушки $Q = \omega_0 L / r$ при заданных частоте ω_0 и индуктивности L определяется ее активным сопротивлением r .

Активное сопротивление катушки складывается из сопротивления провода току высокой частоты; сопротивления, вносимого диэлектрическими потерями в каркасе; сопротивления, вносимого собственной емкостью, и сопротивлений, вносимых потерями в экранах, сердечниках и т. п. Значение того или иного слагаемого определяется частотой. На длинных волнах сопротивление катушки в основном определяется активным сопротивлением провода току высокой частоты; на коротких волнах значительное влияние могут оказывать диэлектрические потери. Рассмотрим определение слагаемых полного активного сопротивления катушки.

Сопротивление провода катушки току высокой частоты. В гл. 1 было сказано, что активное сопротивление про-

вода катушки току высокой частоты значительно выше его сопротивления постоянному току из-за поверхностного эффекта и эффекта близости. Его можно определить как сумму потерь, вызванных поверхностным эффектом и эффектом близости. Соответствующие выражения известны из теоретической радиотехники. Полное (активное) сопротивление провода катушки току высокой частоты как при

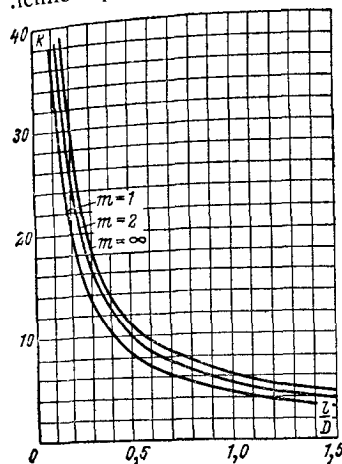


Рис. 4-13. График значений коэффициента k для расчета сопротивления однослойных и тонких многослойных катушек (m — число слоев).

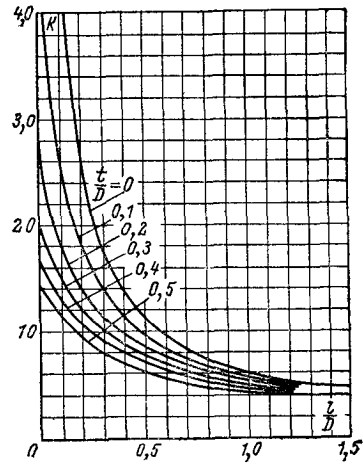


Рис. 4-14. График значений коэффициента k для расчета сопротивления многослойных катушек.

однослойной, так и при многослойной намотке на частотах не выше 7—10 МГц равно:

$$r_f = r_0 \left[F(z) + \left(\frac{kNd}{2D} \right)^2 G(z) \right], \quad (4-31)$$

где r_f — сопротивление провода катушки току высокой частоты при частоте f , Ом; r_0 — сопротивление провода постоянному току, Ом; d — диаметр провода без изоляции, см; D — диаметр однослойной катушки или наружный диаметр многослойной катушки, см; k — коэффициент, учитывающий влияние размеров катушки на эффект близости.

Значения этого коэффициента для однослойных и для тонких и длинных многослойных с небольшим числом слоев катушек приведены на рис. 4-13, а для обычных (коротких) многослойных катушек — на рис. 4-14.

Таблица 4-5

Таблица значений коэффициентов $F(z)$ и $G(z)$

z	$F(z)$	$G(z)$	z	$F(z)$	$G(z)$
1	2	3	1	2	3
0,1	1,000	} $z^4/64$	4,6	1,899	0,6658
0,2	1,000		4,7	1,935	0,7080
0,3	1,000		4,8	1,971	0,7203
0,4	1,000		4,9	2,007	0,7376
0,5	1,000	0,00097	5,0	2,043	0,7550
0,6	1,001	0,00202	5,2	2,114	0,7902
0,7	1,001	0,00373	5,4	2,184	0,8255
0,8	1,002	0,00632	5,6	2,254	0,8609
0,9	1,003	0,01006	5,8	2,324	0,8962
1,0	1,005	0,01519	6,0	2,394	0,9316
1,1	1,008	0,0220	6,2	2,463	0,9671
1,2	1,011	0,0306	6,4	2,533	1,003
1,3	1,015	0,0413	6,6	2,603	1,038
1,4	1,020	0,0541	6,8	2,673	1,073
1,5	1,026	0,0691	7,0	2,743	1,109
1,6	1,033	0,0863	7,2	2,813	1,144
1,7	1,042	1,1055	7,4	2,884	1,180
1,8	1,052	1,1265	7,6	2,954	1,216
1,9	1,064	1,1489	7,8	3,024	1,251
2,0	1,078	0,1724	8,0	3,094	1,287
2,1	1,094	0,1967	8,2	3,165	1,322
2,2	1,111	0,2214	8,4	3,235	1,357
2,3	1,131	0,2462	8,6	3,306	1,393
2,4	1,152	0,2708	8,8	3,376	1,428
2,5	1,175	0,2949	9,0	3,446	1,464
2,6	1,201	0,3184	9,2	3,517	1,499
2,7	1,228	0,3412	9,4	3,587	1,534
2,8	1,256	0,3632	9,6	3,658	1,570
2,9	1,286	0,3844	9,8	3,728	1,605
3,0	1,318	0,4049	10,0	3,799	1,641
3,1	1,351	0,4247	11,0	4,151	1,818
3,2	1,385	0,4439	12,0	4,504	1,995
3,3	1,420	0,4626	13,0	4,856	2,171
3,4	1,456	0,4807	14,0	5,209	2,348
3,5	1,492	0,4987	15,0	5,562	2,525
3,6	1,529	0,5160	16,0	5,915	2,702
3,7	1,566	0,5333	17,0	6,268	2,879
3,8	1,603	0,5503	18,0	6,621	3,056
3,9	1,640	0,5673	19,0	6,974	3,232
4,0	1,678	0,5842	20,0	7,328	3,409
4,1	1,715	0,6010	21,0	7,681	3,586
4,2	1,752	0,6179	22,0	8,034	3,763
4,3	1,789	0,6348	23,0	8,388	3,939
4,4	1,826	0,6517	24,0	8,741	4,117
4,5	1,863	0,6687	25,0	9,094	4,317

	$F(z)$	$G(z)$	z	$F(z)$	$G(z)$
1	2	3	1	2	3
30,0	10,86	5,177	80,0	28,54	14,02
40,0	14,40	6,946	90,0	32,07	15,78
50,0	17,93	8,173	100,0	35,61	17,75
60,0	21,46	10,48	100,0	$\frac{z\sqrt{2}+1}{4}$	$\frac{z\sqrt{2}-1}{4}$
70,0	25,0	12,25			

Коэффициент $F(z)$ учитывает поверхностный эффект, а коэффициент $G(z)$ — эффект близости. Значения этих коэффициентов выражаются через функции Бесселя и для медного провода определяются по табл. 4-5 при помощи параметра

$$z = 0,106d\sqrt{f}, \quad (4-32)$$

где d — диаметр провода, см; f — частота, Гц. Напряженность магнитного поля, определяющего эффект близости, пропорциональна величине kN/D .

Расчет сопротивления катушек КВ и УКВ, намотанных с шагом, может быть произведен по следующей формуле:

$$r_f = \frac{0,525DN\sqrt{f}}{d} 10^{-3}, \quad (4-33)$$

где D и d выражены в см; f — частота, МГц; r_f — сопротивление, Ом.

Значительное уменьшение активного сопротивления катушки получается при использовании специального высокочастотного (состоящего из изолированных жил) провода, называемого литцендратом. На средних волнах применение литцендрата может повысить добротность катушки на 30—40%. На длинных волнах использование литцендрата также повышает добротность катушки, но значительно увеличивает ее размеры: поэтому он применяется сравнительно редко. На частотах выше 1—1,5 МГц использование литцендрата не повышает добротность из-за роста диэлектрических потерь в изоляции отдельных жилок. Некоторое повышение добротности катушек для длинных волн можно получить при намотке проводом,

сложенным вдвое. Основные данные некоторых марок литцендрата приведены в приложении (см. табл. П-12).

Сопrotивление току высокой частоты катушек, намотанных литцендратом, можно вычислить по формуле

$$r_f = r_0 \left\{ F(z) + \left[\frac{c}{d_0^2} + \left(\frac{kN}{2D} \right)^2 \right] n^2 d^2 G(z) \right\}, \quad (4-34)$$

где r_f — сопротивление, Ом; d — диаметр отдельной жилки, см; n — число жил; d_0 — полный наружный диаметр литцендрата (без учета толщины наружной изоляции), см, приближенно равный (при малых d)

$$d_0 \approx 1,35d \sqrt{n}; \quad (4-35)$$

c — коэффициент, зависящий от числа жил. Значения этого коэффициента приведены в табл. 4-6.

Таблица 4-6

Значение коэффициента c

n	3,0	7,0	9,0	15	19	27	> 27
c	1,55	1,815	1,84	1,88	1,90	1,92	2,0

Сопротивление постоянному току катушки r_0 определяется длиной провода, его сечением и удельным электро-сопротивлением.

Сопротивление постоянному току цилиндрической катушки с простой многослойной намоткой из одножильного медного провода равно:

$$r_0 = \frac{7D_{cp} N \cdot 10^{-5}}{d^2}. \quad (4-36)$$

Сопротивление постоянному току такой же катушки, намотанной литцендратом, равняется:

$$r_0 = \frac{7aD_{cp} N \cdot 10^{-5}}{nd^2}. \quad (4-37)$$

Здесь D_{cp} и d должны быть выражены в миллиметрах, а коэффициент a учитывает удлинение жилки за счет

скрутки: $a = 1,02$ при $n = 3$; $a = 1,04$ при $n = 9$ и $a = 1,06$ при $n = 27$.

При расчете сопротивления провода постоянному току катушек с универсальными намотками следует учитывать, что зигзагообразная укладка провода увеличивает сопротивление приблизительно в $1/\cos \varphi_{cp}$ раз, где φ_{cp} — угол отклонения провода в среднем слое намотки. Для универсальных намоток величина угла φ_{cp} определяется из уравнения (4-8) при замене D_0 на D_{cp} .

Расчет провода наимыгоднейшего диаметра. Приведенные формулы указывают на сложную зависимость между сопротивлением провода катушки и его диаметром, так как при этом изменяется проявление поверхностного эффекта и эффекта близости. Рассмотрим вопрос о влиянии диаметра провода на сопротивление катушки.

В случае прямолинейного провода увеличение диаметра вызывает увеличение его периметра, а следовательно, уменьшение сопротивления току высокой частоты. Зависимость сопротивления отрезка прямолинейного провода от диаметра при некоторой частоте выражается кривой I на рис. 4-15 (кривая r_0 представляет собой зависимость сопротивления постоянному току от диаметра). При свертывании провода в спираль возникает эффект близости, который проявляется тем сильнее, чем больше диаметр провода. Увеличение сопротивления за счет эффекта близости примерно пропорционально диаметру провода и изображается прямой II. Сложив величины, характеризуемые кривыми I и II, получим изменение полного активного сопротивления провода катушки в зависимости от его диаметра; эта зависимость выражается кривой III. Ход кривой III показывает, что при вполне определенном диаметре провода сопротивление катушки имеет минимальное значение. Можно показать, что при этом сопротивление провода катушки (с учетом поверхностного эффекта) равно увеличению сопротивления за счет эффекта

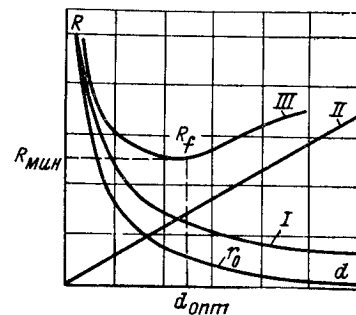


Рис. 4-15. Зависимость составляющих активного сопротивления катушки от диаметра провода.

близости. Изменение диаметра провода в ту или иную сторону от оптимального значения нарушает это условие и увеличивает сопротивление катушки. При меньших диаметрах провода преобладает влияние поверхностного эффекта, при больших диаметрах — эффекта близости.

Расчет оптимального провода может быть произведен путем определения минимума выражения (4-31). Расчет

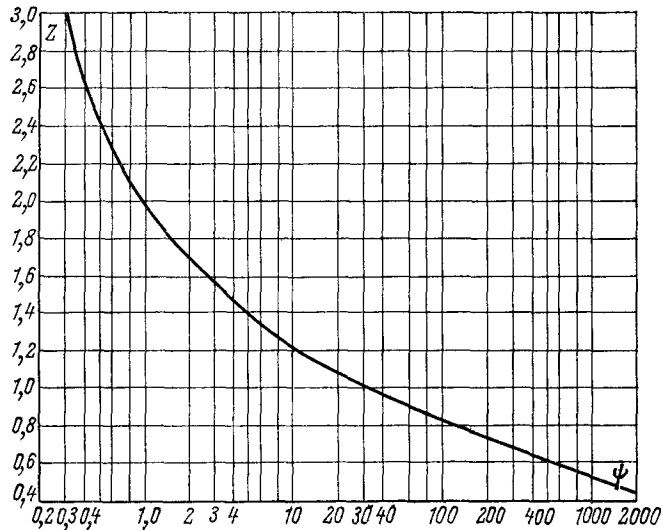


Рис. 4-16. График зависимости $z_{\text{опт}}$ от коэффициента ψ .

по этому методу сводится к определению вспомогательного коэффициента

$$\psi = \left(\frac{kN}{2z'D} \right)^2, \quad (4-38)$$

в котором k — коэффициент, определяемый по графикам на рис. 4-13 или 4-14;

$$z' = \frac{z}{d} = 0,106 \sqrt{f}. \quad (4-39)$$

При помощи коэффициента ψ по графику на рис. 4-16 находят величину $z_{\text{опт}}$ и по известной величине $z_{\text{опт}}$ — оптимальный диаметр по формуле

$$d_{\text{опт}} = \frac{z_{\text{опт}}}{z'}.$$

При $\psi > 2000$

$$z_{\text{опт}} = \frac{2}{\sqrt[3]{2\psi}},$$

а при $\psi < 0,3$

$$z_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{2}{\psi}} + 0,71.$$

Полученное значение оптимального диаметра округляется до ближайшего стандартного.

В приведенных формулах D и d выражаются в сантиметрах, а f — в герцах. Для потребительных размеров однослойных катушек оптимальный диаметр провода лежит в пределах 0,2—0,6, а для многослойных катушек — 0,08—0,2 мм.

Для расчета оптимального диаметра жилки литцендрата вспомогательный параметр ψ определяется по формуле

$$\psi = \frac{n^2}{z'^2} \left(\frac{c}{d_0^2} + \frac{k^2 N^2}{4D^2} \right). \quad (4-40)$$

Входящий в нее коэффициент c определяют из табл. 4-6. С помощью вспомогательного параметра определяют величины $z_{\text{опт}}$ и $d_{\text{опт}}$. Такой расчет производится методом последовательного приближения.

Оптимальные размеры провода катушек КВ и УКВ, намотанных с шагом τ , зависят от шага намотки и размеров катушки. В случае круглого медного провода имеем:

$$d_{\text{опт}} = \frac{\tau}{k_1}, \quad (4-41)$$

где k_1 — коэффициент, значения которого даны на рис. 4-17. Сопротивление и добротность катушки, намотанной таким проводом, будут соответственно равны:

$$r_f = \frac{7,4 \cdot N^2 \sqrt{f} \cdot 10^{-4}}{l/D}; \quad (4-42)$$

$$Q = 8,5 D L_0 \frac{l}{D} \sqrt{f}. \quad (4-43)$$

В случае плоского провода (ленты), намотанного по широкой стороне, имеем:

$$a_{\text{опт}} = \frac{\tau}{k_2}, \quad (4-41a)$$

где $a_{\text{опт}}$ — оптимальная ширина ленты; k_2 — коэффициент, значения которого даны на рис. 4-18. Толщина ленты должна быть больше глубины проникновения тока. Сопротивление такой катушки из медной ленты равно:

$$r_f = \frac{6,6N^2 \sqrt{f}}{l/D} 10^{-4}, \quad (4-44)$$

а ее добротность определяется по формуле

$$Q = 9,6DL_0 \frac{l}{D} \sqrt{f}. \quad (4-45)$$

Сопротивление плоских спиральных катушек из медного провода круглого сечения для КВ и УКВ равняется

$$r_f = 0,83 \frac{\sqrt{f} l_{\text{п}}}{d} 10^{-3}, \quad (4-46)$$

где $l_{\text{п}}$ — длина провода, см; d — диаметр провода, мм.

В выражениях (4-42) — (4-46) приняты следующие обозначения: r_f — сопротивление, Ом; f — частота, МГц; l и

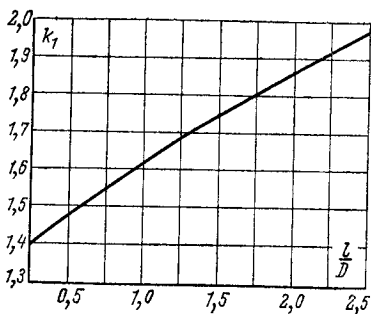


Рис. 4-17. График значений коэффициента k_1 для расчета сопротивления катушек КВ и УКВ с круглым проводом.

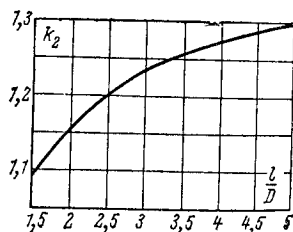


Рис. 4-18. График значений коэффициента k_2 для расчета сопротивления катушек КВ и УКВ с плоским проводом.

D — размеры, см. При осажденной намотке удельное электросопротивление проводящего слоя примерно в 2—2,5 раза выше удельного электросопротивления меди, что увеличивает r_f на 40—60%.

Условие (4-41а) может быть выполнено лишь для длинных катушек, для которых отношение $l/D \geq 1,6$. Вообще условия (4-41) и (4-41а) не очень критичны, и неко-

торые отступления от них мало сказываются на добротности.

Расчет оптимального диаметра провода для катушек, работающих в пределах некоторого диапазона, следует производить для средней частоты, так как это обеспечивает наибольшее постоянство добротности при перестройке. При наличии больших диэлектрических потерь расчет оптимального диаметра следует производить для наивысшей частоты диапазона.

На сопротивление катушки оказывают значительное влияние ее размеры. Чем больше диаметр катушки, тем меньше проявляется эффект близости и тем выше ее добротность; катушки с очень высокой добротностью ($Q = 400 \div 500$) отличаются большими размерами ($D = 7 \div 10$ см). Добротность приобретает максимальное значение при вполне определенных соотношениях между размерами катушки, так как при этом уменьшается длина провода, а следовательно и сопротивление катушки. Так, например, для однослойных катушек диаметром 20—30 мм $(l/D)_{\text{опт}} = 0,4 \div 0,6$; для экранированных однослойных катушек $(l/D)_{\text{опт}} = 0,8 \div 1,2$; для спиральных катушек из круглого провода $D_{\text{н}}/D_{\text{вн}} \leq 3$; для печатных плоских катушек $(t/D_{\text{ср}})_{\text{опт}} = 0,4 \div 0,7$; наибольшая добротность многослойных катушек получается при $t/D_{\text{ср}} = 0,25 \div 1,0$ и $l/D_{\text{ср}} = 0,3 \div 0,4$ или при $3t + 2l = D$; при универсальной намотке $p_{\text{опт}} = 2$.

Вышеприведенные соотношения не являются критичными, и некоторое отступление от них сопровождается лишь незначительным падением добротности.

Диэлектрические потери. Диэлектрические потери возникают в поле собственной емкости катушки через диэлектрик $C_{\text{од}}$ и зависят от величины этой емкости, качества ($\text{tg } \delta$) материала каркаса и частоты.

Сопротивление, вносимое диэлектрическими потерями, можно представить включенным параллельно собственной емкости катушки. Величина этого сопротивления равна:

$$R_d = \frac{1}{\omega C_{\text{од}} \text{tg } \delta}.$$

Пересчитывая это сопротивление на последовательное, получаем:

$$r_d = 0,25 C_{\text{од}} \text{tg } \delta L^2 f^3 \cdot 10^{-3}, \quad (4-47)$$

где r_d — сопротивление, Ом; $C_{\text{од}}$ — емкость через диэлектрик, пФ; L — индуктивность, мкГ; f — частота, МГц.

Практически диэлектрические потери проявляются лишь на очень высоких частотах и в катушках большого диаметра, имеющих большую собственную емкость и намотанных на каркасах из низкокачественных диэлектриков — картона, бакелита и т. п. В катушках малого размера с каркасами из высококачественных диэлектриков (ультрафарфора, полистирола) диэлектрические потери получаются ничтожно малыми. Большие потери могут быть также в плоских катушках, расположенных на изоляционной подложке.

В многослойных катушках имеет место концентрация электрического поля внутри обмотки, поэтому диэлектрические потери в изоляции провода обычно больше потерь в каркасе. Тангенс угла потерь различных марок изоляции провода имеет следующие значения:

Для эмали (ПЭЛ)	0,018 ($\epsilon = 4 \div 6$)
Для шелка (ПШО ПШД)	0,04 ($\epsilon = 2 \div 3$)
Для хлопчатобумажной пряжи (ПБО, ПБД)	0,36

Потери из-за влияния собственной емкости. На частотах, близких к собственной частоте катушки f_0 , под влиянием собственной емкости происходит значительное изменение действующей индуктивности и действующего сопротивления катушки, сопровождающееся падением ее добротности. На частотах, отличающихся от резонансной, добротность катушки будет равна:

$$Q' = Q \left(1 - \frac{f^2}{f_0^2} \right).$$

Практически при $f_0 > 3f$ изменением добротности из-за влияния собственной емкости можно пренебречь.

На добротность катушки значительное влияние оказывают экраны и сердечники; определение вносимых ими потерь будет произведено ниже.

Пример 3. Определить число витков, оптимальный диаметр провода и добротность однослойной катушки по следующим данным: $L = 200$ мкГ; $D = 2$ см; $f = 1,5$ МГц.

Задаемся ориентировочной длиной намотки $l = 3$ см, тогда $l/D = 1,5$. По рис. 4-6 и 4-13 находим $L_0 = 5$ и $K = 3$. Число витков определяем по формуле (4-21):

$$N = \sqrt{\frac{200 \cdot 10^3}{5 \cdot 2}} = 141.$$

По формулам (4-38) и (4-39) определяем вспомогательные параметры

$$z' = 0,106 \sqrt{1,5 \cdot 10^6} = 133 \text{ и } \psi = \left(\frac{3 \cdot 141}{2 \cdot 133 \cdot 2} \right)^2 = 0,63.$$

По рис. 4-16 находим $z_{\text{опт}} = 2,22$. Тогда оптимальный диаметр провода будет равен $d_{\text{опт}} = 0,0167$ см; округляя его до ближайшего стандартного, выбираем $d = 0,17$ мм. Предполагая эмалевую изоляцию провода, принимаем диаметр по изоляции $d_0 = 0,18$ мм. При коэффициенте неплотности намотки $\alpha = 1,25$ по формуле (4-5) определяем фактическую длину намотки: $l = 0,18 \cdot 141 \cdot 1,25 = 32$ мм. При такой длине $l/D = 1,6$, а $L_0 = 4,8$; при этом $L = 4,8 \cdot 141^2 \cdot 2 \cdot 10^3 = 193$ мкГ. Так как разница с заданной (200 мкГ) невелика, то окончательное число витков можно определить по формуле (4-26)

$$N' = 141 \sqrt{\frac{200}{193}} = 146.$$

Длина намотки при этом будет равна $l = 146 \cdot 0,18 \cdot 1,25 = 33$ мм, т. е. практически совпадает с ранее полученной.

Сопротивление провода постоянному току находим по формуле (4-36):

$$r_0 = \frac{7 \cdot 20 \cdot 146 \cdot 10^{-5}}{0,17^2} = 7,1 \text{ Ом.}$$

Так как вспомогательный параметр $z = 0,106 \cdot 0,017 \sqrt{1,5 \cdot 10^6} = 2,21$, то коэффициенты $F(z)$ и $G(z)$, определяемые по табл. 4-5, будут равны $F(z) = 1,11$ и $G(z) = 0,22$. Сопротивление катушки току высокой частоты определим по формуле (4-31) при $k = 3$:

$$r_f = 7,1 \left[1,11 + \left(\frac{3 \cdot 146 \cdot 0,17}{2 \cdot 20} \right)^2 \cdot 0,22 \right] = 13,4 \text{ Ом.}$$

Для расчета диэлектрических потерь, определим собственную емкость. Шаг намотки можно принять равным $\tau = \alpha d_0 = 1,25 \cdot 0,18 = 0,225$ мм, поэтому согласно графикам рис. 4-11 $k_1 = 1,2$ и $k_2 = 1$. Тогда по формуле (4-27) получаем $C_0 = 1,2 \cdot 2 = 2,4$ пФ.

Предполагая намотку на гладкий каркас из пластмассы, у которой $\epsilon = 7$ и $\text{tg } \delta = 1,5 \cdot 10^{-2}$, по формуле (4-30) определяем емкость через диэлектрик

$$C_{0д} = \frac{2,4}{1 + \frac{1}{0,08 \cdot 7}} = 0,86 \text{ пФ.}$$

Сопротивление, вносимое диэлектрическими потерями в каркасе, определяем по формуле (4-47):

$$r_d = 0,25 \cdot 0,86 \cdot 1,5 \cdot 10^{-2} \cdot 200^2 \cdot 1,5^3 \cdot 10^{-3} = 0,43 \text{ Ом,}$$

т. е. оно получилось достаточно малым. Полное сопротивление катушки будет равно $r = 13,4 + 0,43 = 13,83$ Ом; ее добротность $Q = \omega L / r = 137$.

Пример 4. Определить размеры и число витков коротковолновой катушки по следующим данным: $L = 1$ мкГ; $f = 30$ МГц; $Q \geq 300$.

Выбираем $l/D = 1$; при этом $L_0 = 6,8$. Так как добротность тушки задана, то ее диаметр можно определить из формулы (4)

$$D = \frac{Q}{8,5l/DL_0\sqrt{f}} = \frac{300}{8,5 \cdot 1 \cdot 6,8\sqrt{30}} = 0,95 \text{ см}$$

Примем $D = 1$ см. Предполагаем намотку проводом круглого сечения. По графику 4-17 определяем $k = 1,62$. Число витков находим по формуле (4-21):

$$N = \sqrt{\frac{10^3}{1 \cdot 6,8}} = 12,2.$$

Шаг намотки можно найти из формулы (4-4):

$$\tau = \frac{l}{N-1} = \frac{10}{11,2} = 0,92 \text{ мм.}$$

Оптимальный диаметр провода согласно (4-21) будет равен:

$$d_{\text{опт}} = \frac{0,92}{1,62} = 0,557 \text{ мм.}$$

Полученное значение округляем до ближайшего стандартного, т. е. 0,55 мм

Определяем фактическую индуктивность по формуле (4-10); коэффициенты A и B определяем по рис. 4-7. Так как $d/\tau = 1/k = 1,62$ и $N = 12,2$, то $A = 0,1$ и $B = 0,275$. Тогда

$$L = 1,0 - 2\pi \cdot 12,2 \cdot 1(0,1 + 0,275) \cdot 10^{-3} = 0,98 \text{ мкГ.}$$

Окончательное число витков определяем по формуле (4-26):

$$N' = 12,2 \sqrt{\frac{1}{0,98}} \approx 12,4.$$

Легко показать, что в такой катушке диэлектрические потери будут малы.

Аналогичным методом производится расчет и многослойных катушек; обычно принимают, что с изменением числа витков изменяется глубина намотки l и наружный диаметр D_n , а длина l остается неизменной.

4-7. РАСЧЕТ ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТИ И КОЭФФИЦИЕНТА СВЯЗИ

В РЭА широко применяются цепи с индуктивной связью, например входные цепи радиоприемников, цепи связи с антенной в радиопередатчиках, различные межкаскадные связи, связанные контуры и т. п. Такие цепи обычно состоят из катушки контура и катушки связи. Задачей их конструктивного расчета является определение или взаимной индуктивности, или коэффициента связи.

Расчет взаимной индуктивности [4-13]. Приведем расчетные формулы определения взаимной индуктивности

для наиболее употребительных случаев расположения катушек. В приводимых формулах линейные размеры выражены в сантиметрах, а взаимная индуктивность — в микрогенри.

Взаимная индуктивность между смежными коаксиальными витками (рис. 4-19, а) равна;

$$M_0 = D_1\phi \cdot 10^{-3}, \quad (4-48)$$

где ϕ — коэффициент, зависящий от соотношения размеров витков и расстояния между ними. Значения этого коэффициента приведены на графиках рис. 4-20.

Взаимная индуктивность между смежными коаксиальными катушками с квадратным или близким к нему сечением (рис. 4-19, б) равна:

$$M = N_1N_2M_0 = N_1N_2D_1\phi \cdot 10^{-3}, \quad (4-49)$$

где M_0 — взаимная индуктивность между центральными витками, вычисленная по формуле (4-48), а N_1 и N_2 — числа витков катушек.

Приведенные формулы верны для катушек с малым сечением обмотки и при расстояниях между ними, превышающих диаметр. Взаимная индуктивность между близко расположенными катушками с достаточно большим сечением может быть довольно точно определена путем разбивки катушек на отдельные секции. Так, например, для расчета взаимной индуктивности между длинными однослойными катушками, расположенными близко друг к другу (рис. 4-19, в), в них выделяются крайние и центральные витки, для которых определяются коэффициенты $\phi_{11'}$, $\phi_{12'}$, $\phi_{12''}$ и $\phi_{1'3}$. Тогда взаимная индуктивность между катушками может быть вычислена следующим образом:

$$M = N_1N_2D_1\phi_0 \cdot 10^{-3}, \quad (4-50)$$

где

$$\phi_0 = \frac{1}{6} (2\phi_{11'} + \phi_{12'} + \phi_{12''} + \phi_{1'2} + \phi_{1'3})$$

— среднее арифметическое значений ϕ , полученных для отдельных пар витков.

Взаимная индуктивность между однослойными катушками одинаковой длины, расположенными одна внутри другой (рис. 4-19, г), равняется:

$$M = N_1N_2\psi\sqrt{D_1D_2} \cdot 10^{-3}, \quad (4-51)$$

где ψ — коэффициент, значения которого приведены на рис. 4-21.

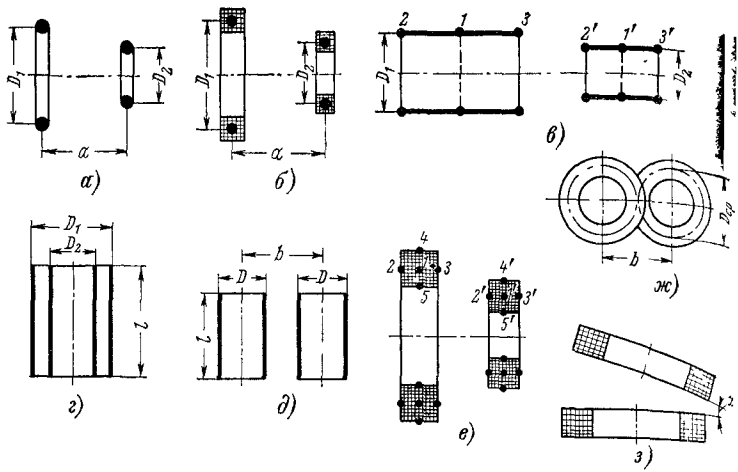


Рис. 4-19. Конструктивные размеры для расчета взаимной индуктивности между катушками.

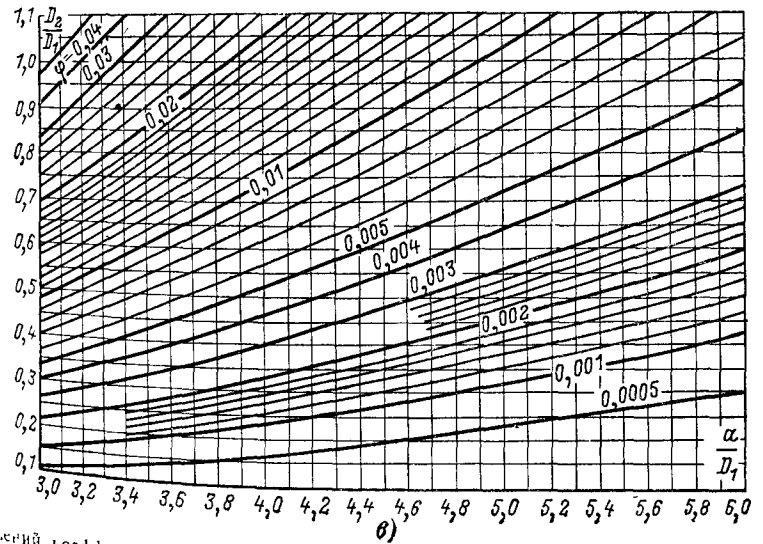
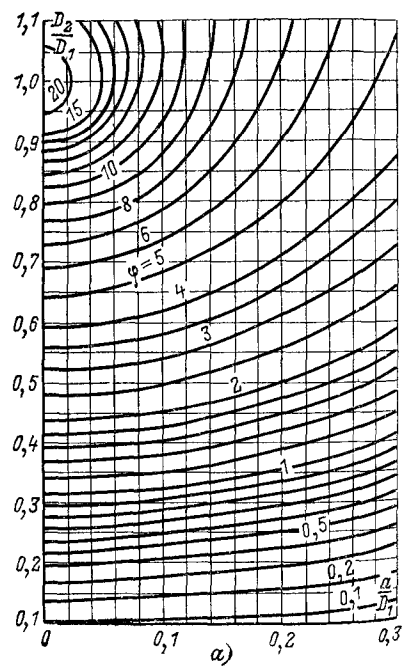
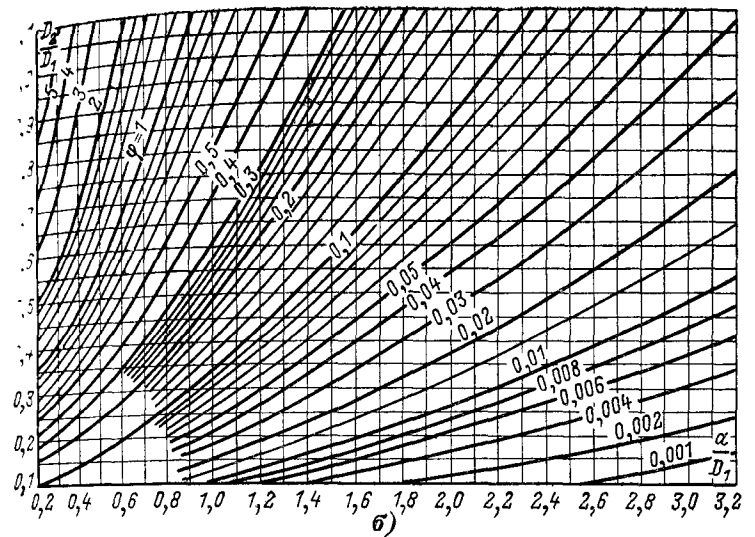


Рис. 4-20. Г1

кий коэффициента φ .

Для расчета взаимной индуктивности между однослойными катушками, лишь частично вдвинутыми одна в другую, или катушками различной длины их следует разделить на части, взаимная индуктивность между которыми может быть определена рассмотренными методами. Обща

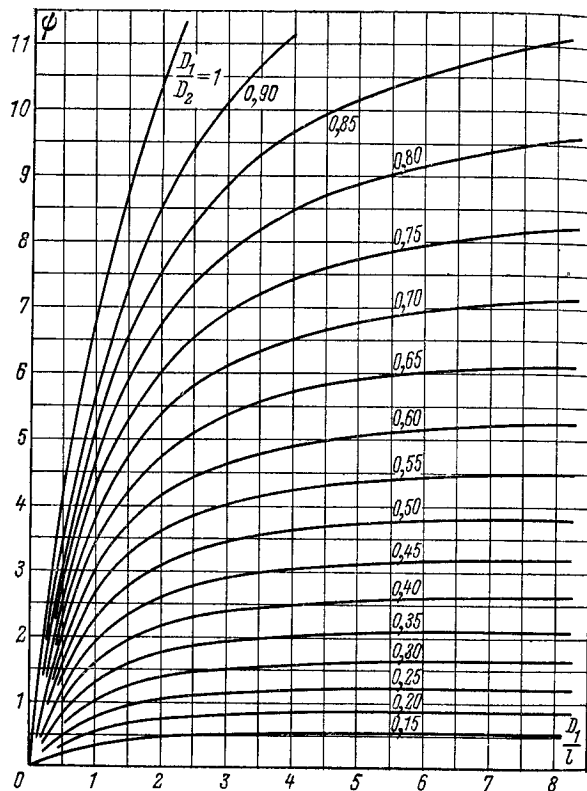


Рис. 4-21. График значений коэффициента ψ .

взаимная индуктивность между катушками равна сумме вычисленных взаимных индуктивностей. Примеры разделения катушек показаны на рис. 4-22.

Взаимная индуктивность между катушками одинакового размера, оси которых параллельны (рис. 4-19, д), равна:

$$M \approx \frac{0,6N_1N_2D^4}{b^3} \cdot 10^{-3}. \quad (4-52)$$

Взаимная индуктивность между смежными многослойными катушками большого сечения (рис. 4-19, е) определяется следующим образом:

$$M = \frac{N_1N_2}{6} = (M_{12'} + M_{13'} + M_{14'} + M_{15'} + M_{1'2} + M_{1'3} + M_{1'4} + M_{1'5} - 2M_{11'}), \quad (4-53)$$

где $M_{11'}$, $M_{12'}$, ..., $M_{1'4}$ и $M_{1'5}$ — взаимные индуктивности между витками, расположенными в точках сечения, обозначенных соответствующими индексами. Они могут быть вычислены по формуле (4-48).

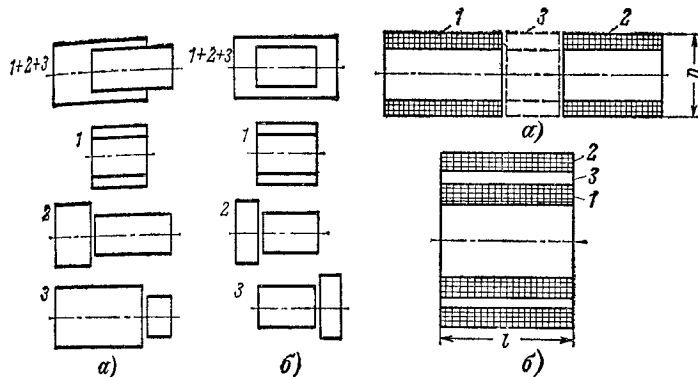


Рис. 4-22. К расчету взаимной индуктивности между однослойными и тонкими многослойными катушками

Рис. 4-23. К расчету взаимной индуктивности между многослойными катушками.

Взаимная индуктивность между обмотками, расположенными одна над другой, на общем тороидальном основании может быть найдена по формуле

$$M = \frac{12,56N_1N_2S_T}{l_T} \cdot 10^{-3}, \quad (4-54)$$

где S_T — сечение тора; l_T — длина осевой линии тора ($l_T = \pi D_{cp}$), выраженные в одинаковых единицах. Взаимная индуктивность между многослойными катушками, имеющими одинаковый диаметр (рис. 4-23, а) или длину (рис. 4-23, б), может быть определена следующим образом. В пространстве между связанными катушками 1 и 2 мысленно помещается дополнительная катушка 3 с произвольным числом витков, но с намоткой такого же типа, как

у основных. Вычислив индуктивности катушек $1 + 3 + 2$, $1 + 3$ и $3 + 2$, взаимную индуктивность между катушками 1 и 2 можно определить по формуле

$$M_{12} = \frac{1}{2} (L_{123} - L_{13} - L_{32} + L_3). \quad (4-55)$$

Расчет расстояния между катушками. Расчет расстояний между катушками для получения необходимой взаимной индуктивности обычно производится методом последовательного приближения. В частном случае смежных катушек малого сечения (рис. 4-19, б) задача может быть решена следующим образом. Из уравнения (4-49) следует

$$\varphi = \frac{M}{N_1 N_2 D_1} \cdot 10^9.$$

Правая часть этого выражения содержит известные величины, а поэтому может быть однозначно вычислена. По графикам на рис. 4-20 при заданном значении отношения D_2/D_1 и φ определяется отношение a/D_1 , из которого затем находится расстояние a .

Расчет коэффициента связи. Известно, что величина коэффициента связи определяется размерами катушек, а также расстоянием между ними и не зависит от числа витков и типа намотки. Так как

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (4-56)$$

то, подставляя в выражение (4-56), выражения (4-9) и (4-49), получаем:

$$k = \frac{\varphi}{\sqrt{L_{01} L_{02}}}. \quad (4-57)$$

При одинаковых катушках $L_{01} = L_{02} = L_0$ имеем:

$$k = \frac{\varphi}{L_0}.$$

Значения L_0 и φ определяются по соответствующим графикам или — при больших сечениях намотки — методом, рассмотренным выше.

Коэффициент связи однослойных катушек, расположенных одна внутри другой, равен:

$$k \approx \frac{D_1^2 l_1}{D_2^2 l_2}. \quad (4-58)$$

Коэффициент связи между многослойными катушками с квадратным или близким к нему сечением намотки может быть определен по графику на рис. 4-29. Если катушки сдвинуты одна относительно другой (рис. 4-19, ж) или расположены под углом (рис. 4-19, з), то полученное значение k умножается на поправочные коэффициенты k' и k'' , значения которых приведены на графиках рис. 4-24.

Средние значения практически получающихся коэффициентов связи при различном расположении катушек

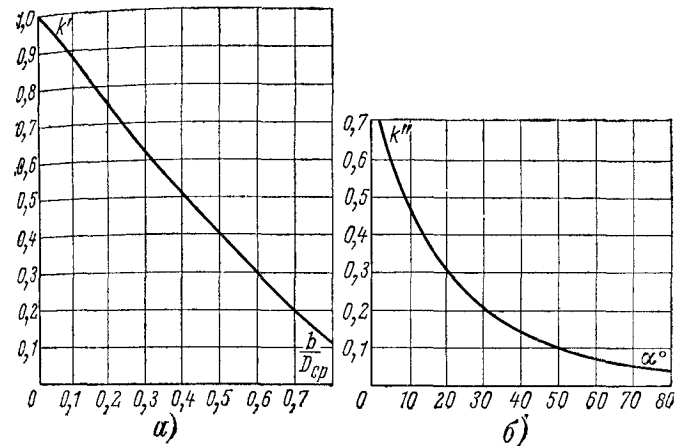


Рис. 4-24 Графики поправочных коэффициентов для расчета взаимной индуктивности между многослойными катушками, сдвинутыми одна относительно другой (а) и расположенными под углом (б).

равны: при однослойных катушках, намотанных так, что витки одной располагаются между витками другой, $k = 0,8 \div 0,95$; при одновременной намотке катушек двойным проводом $k \approx 0,95 \div 0,97$; одна катушка однослойная, а катушка связи многослойная; $k \approx 0,5$; при разделении многослойной катушки на две секции и при расположении их по обеим сторонам однослойной $k = 0,65 \div 0,75$, между смежными многослойными катушками $k = 0,7 \div 0,8$, между смежными плоскими (печатными) катушками $k = 0,9 \div 0,95$, между катушками с броневыми сердечниками $k = 0,015 \div 0,02$. При введении внутрь связанных катушек общего магнитного сердечника, например ферритового, величина связи значительно возрастает, а при введении металлического немагнитного сердечника связь ослабляется.

4-8. ЭКРАНИРОВАННЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Для устранения паразитных связей, обусловленных внешним электромагнитным полем катушки, и для устранения влияния внешних полей катушка экранируется, т. е. располагается внутри замкнутого металлического заземленного экрана (рис. 4-25, а).

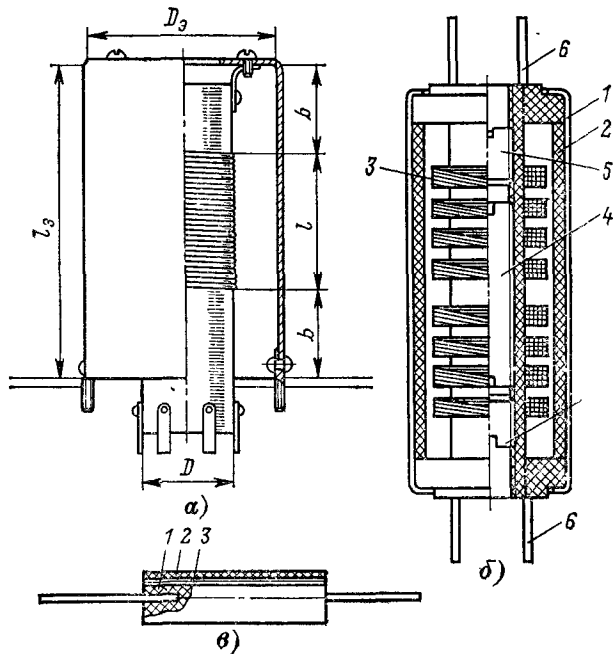


Рис. 4-25. Экранированные катушки.

а — в металлическом экране; б — катушки фильтра в металлическом экране; в — катушка для линий задержки в магнитном экране; 1 — магнитный экран; 2 — магнитный экран; 3 — обмотка; 4 — цилиндрический сердечник; 5 — подстроичники; 6 — выводы; 7 — катушка для линий задержки в магнитном экране; 1 — магнитный экран; 2 — магнитный экран; 3 — обмотка.

Экранирующее действие характеризуется отношением напряженности внешнего поля катушки при наличии экрана к напряженности поля при его отсутствии. Для экрана среднего качества, выполненного, например, в виде алюминиевого стакана, это отношение равно приблизительно 0,01—0,05, что бывает достаточно для большинства практических случаев. Для усиления экранирующего действия применяются двойные и даже тройные экраны.

Под влиянием экрана изменяются основные электрические параметры катушки; уменьшается ее индуктивность, также увеличиваются сопротивление и собственная емкость. Добротность той же катушки при отсутствии экрана. Изменение параметров катушки зависит от соотношения между ее размерами и размерами экрана.

Для расчета влияния экрана достаточно протяженный экран (т. е. такой, в котором выполняется условие $\frac{l_s}{l} > \frac{D_s}{D}$) рассматривают как короткозамкнутый виток, имеющий индуктивность L_s и сопротивление r_s . Это дает возможность определить индуктивность и сопротивление экранированной катушки, используя теорию связанных цепей.

Индуктивность, вносимая экраном в катушку, может быть вычислена из соотношения

$$\Delta L_s = - \frac{\omega^2 M^2}{r_s^2 + \omega^2 L_s^2} L_s.$$

Полагая, что экран изготовлен из хорошего проводника, так что $\omega L_s \gg r_s$, и учитывая, что $M = k \sqrt{L L_s}$, получаем $\Delta L_s = -k^2 L$.

Так как индуктивность экранированной катушки равна $L_{s,к} = L + \Delta L_s$, то после преобразований получим:

$$L_{s,к} = L(1 - k^2). \quad (4-59)$$

В приведенных выражениях L — индуктивность неэкранированной катушки; $L_{s,к}$ — индуктивность экранированной катушки; M — взаимная индуктивность между катушкой и экраном; k — коэффициент связи между ними, который определяется соотношением геометрических размеров экрана и катушки.

При однослойных и тонких многослойных катушках коэффициент связи может быть определен по формуле

$$k^2 = \eta \left(\frac{D}{D_s} \right)^3, \quad (4-60)$$

где D — диаметр катушки; D_s — диаметр экрана; η — коэффициент, зависящий от отношения l/D катушки, значения которого приведены на рис. 4-26.

Для приближенного расчета индуктивности экранированных однослойных и тонких многослойных катушек

можно использовать также график рис. 4-27, представляющий собой зависимость отношения индуктивности экранированной катушки к индуктивности неэкранированной катушки от соотношения геометрических размеров катушки и экрана.

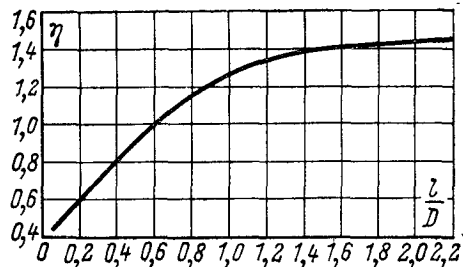


Рис. 4-26. График значений коэффициента η .

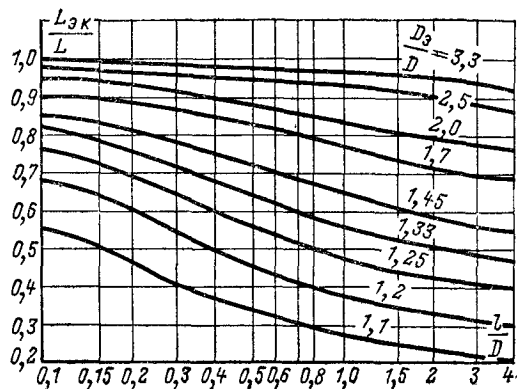


Рис. 4-27. График для расчета индуктивности однослойных и многослойных экранированных катушек.

Для экранированных многослойных катушек с значительной глубиной намотки величина коэффициента с экраном определяется из выражения

$$k^2 = \frac{\left(\frac{D'}{D}\right)^3}{L_0 L_{03} \left[1 + \left(\frac{l_3}{D_3}\right)^2\right]}, \quad (4)$$

где L_0 и L_{03} — соответствующие коэффициенты для катушки и экрана, определяемые по рис. 4-6 и 4-8, а D' — приведенный диаметр катушки, равный

$$D' = \sqrt{\frac{D^3 + D_3^3}{2}}.$$

Присутствие экрана вызывает изменение сопротивления катушки, так как экран вносит в катушку некоторое сопротивление и ослабляет эффект близости. Вносимое сопротивление Δr_3 может быть определено на основании теории связанных цепей. Так как

$$\Delta r_3 = \frac{\omega^2 M^2}{r_3^2 + \omega^2 L_3^2} r_3,$$

а

$$M^2 = k^2 L L_3; \quad L_3 = L_{03} D_3 \text{ и } L = L_0 N^2 D,$$

то, полагая, что $L_0 \approx L_{03}$, получаем:

$$\Delta r_3 = k^2 N^2 r_3 \frac{D}{D_3} \frac{L_0}{L_{03}} \approx k^2 N^2 r_3 \frac{D}{D_3}.$$

Сопротивление экрана зависит от глубины проникновения тока, его размеров и удельного электросопротивления его стенок. Приближенно оно равно:

$$r_3 = \rho_3 \frac{\pi D_3}{l_3 x_3}.$$

Здесь πD_3 — длина пути вихревого тока; x_3 — глубина проникновения тока, а $l_3 x_3$ — активное, т. е. проводящее ток, сечение. Подставляя это выражение в предыдущее, получаем:

$$\Delta r_3 = 10 \pi k^2 N^2 \frac{\rho_3}{e} \frac{D}{D_3} \frac{D_3}{l_3} \sqrt{f}. \quad (4-62)$$

Здесь все размеры должны быть выражены в сантиметрах: Δr_3 — сопротивление, Ом; f — частота, МГц; ρ_3 — удельное электросопротивление экрана, Ом·см; значение коэффициента e берется из табл. 1-1.

Для алюминиевых экранов $\rho_3 = 2,83 \cdot 10^{-6}$ Ом·см, $e = 8,4 \cdot 10^{-2}$, тогда

$$\Delta r_3 = 1,05 k^2 N^2 \frac{D}{D_3} \frac{D_3}{l_3} \sqrt{f} \cdot 10^{-3}. \quad (4-63)$$

При медном экране численный коэффициент в этой формуле равен 0,81.

Формулы (4-59)—(4-63) не учитывают влияния дна экрана, которое очень мало, если расстояние между краем катушки и дном экрана больше диаметра катушки, т. е. $b \geq D$ (см. рис. 4-25, а).

Из формул (4-59) и (4-62) следует, что чем ближе к катушке расположен экран, т. е. чем меньше отношение D_s/D , тем в большей степени уменьшается индуктивность и увеличивается сопротивление катушки.

Изменение эффекта близости происходит из-за уменьшения напряженности магнитного поля около экранированной катушки, что уменьшает составляющую сопротивления катушки, вызываемую эффектом близости. Сопротивление экранированной катушки току высокой частоты без учета вносимого сопротивления равно:

$$r'_{s.k} = r_0 \left[F(z) + \left(\frac{kNd}{2D} \right)^2 (1 - k^2)^2 G(z) \right], \quad (4-64)$$

а ее общее сопротивление $r_{s.k} = r'_{s.k} + \Delta r_s$.

Добротность экранированной катушки $Q_s = \omega L_{s.k}/r_{s.k}$ всегда оказывается ниже добротности той же катушки без экрана.

Присутствие экрана увеличивает собственную емкость катушки примерно на 30—40%. Чем ближе к виткам расположен экран, тем больше увеличивается собственная емкость катушки индуктивности.

Стабильность экранированной катушки ниже стабильности неэкранированной, так как под влиянием дестабилизирующих факторов, например температуры, изменяются геометрические размеры и сопротивление экрана, которые изменяют параметры катушки и распределение тока по сечению провода.

Влияние экрана на параметры катушки проявляется тем сильнее, чем ближе его стенки расположены к обмотке.

Для того чтобы индуктивность и добротность катушки падали не более чем на 10%, рекомендуются следующие соотношения между диаметрами экрана и катушки: для однослойных катушек $D_s/D = 1,6 \div 2,5$, причем для коротких катушек $D_s/D = 1,5 \div 1,8$. Эти соотношения пригодны и для многослойных катушек, если D заменить на D' . Для стабильных катушек рекомендуется брать $D_s/D \geq 2,5$. С повышением частоты эти соотношения можно уменьшать.

Ослабить влияние экрана можно при помощи цилиндра из магнетодиэлектрика или феррита, расположенных между

экраном и намоткой (рис. 4-25, б). Такое расположение ослабляет наружное магнитное поле катушки и ее связь с экраном, что обычно и используется для уменьшения наружных размеров экранированной катушки. Во многих случаях такой ферритовый цилиндр создает достаточное экранирование и может заменить металлический экран. Это используется в малогабаритных катушках, которые для экранирования помещаются в ферритовые цилиндры (рис. 4-25, в) или чашки, например, типа Ч.

Применение магнитных экранов увеличивает индуктивность катушки до 10% и на столько же уменьшает ее добротность.

В некоторых случаях сплошной магнитный цилиндр может быть заменен тремя—пятью ферритовыми стержнями диаметром 2—3 мм, расположенными около обмотки, параллельно оси катушки. Такое устройство ослабляет влияние металлического экрана в меньшей степени, но также позволяет существенно уменьшить размеры экрана.

Экраны выполняются обычно в виде круглых или прямоугольных стаканов из алюминия, меди или латуни. Толщина стенок экрана выбирается в зависимости от материала и частоты. Могут быть рекомендованы следующие толщины стенок (мм):

Частота, МГц	Из меди	Из алюминия
0,1	0,98	1,30
1,0	0,31	0,40
10,0	0,10	0,13
100,0	0,03	0,04

Медные экраны вносят меньшие потери, но дороже алюминиевых, а поэтому применяются реже. Экраны прямоугольной формы дают возможность лучшего использования площади на шасси приемника. Для расчета такого экрана следует принять, что $D_s \approx 1,2 a$, где a — размер стороны квадрата или наименьшей стороны прямоугольника. Изготавливают экраны, как правило, выдавливанием, так как сварные и паяные продольные швы могут внести большое сопротивление. В экранах допустимы лишь такие швы и разрезы, направление которых совпадает с направлением индукционного тока. Экраны для стабильных катушек делают из материалов с малым значением ТКЛР, например из инвара или омедненной керамики. Для повышения электропроводности их покрывают слоем серебра, толщина которого должна быть больше глубины проникновения тока.

Необходимо отметить, что экранировать необходимо лишь катушки достаточно большого размера, диаметр которых не менее 15—20 мм. Катушки, диаметр которых не более 4—5 мм, создают поле в относительно небольшом пространстве. При удалении таких катушек от других деталей на расстояние в 4—5 раз больше их диаметра опасных связей обычно не возникает, а поэтому они не нуждаются в специальном экранировании.

Расчет экранированных катушек сводится к выбору отношения $D_э/D$ в пределах 1,5—2,5 и к определению числа витков катушки, имеющей индуктивность

$$L = \frac{L_{э.к. зад.}}{1 - k^2}.$$

Расчет добротности экранированной катушки производится обычным методом с учетом влияния экрана.

В некоторых случаях необходимо устранить лишь емкостную связь между катушками, не влияя на индуктивную. Это достигается применением электростатического экрана, располагаемого между катушками.

Электростатический экран состоит из сетки изолированных проволочек, концы которых соединяются между собой лишь с одной стороны экрана, так что не образуется замкнутых контуров. Эти концы соединяются с корпусом прибора.

4-9. СЕКЦИОНИРОВАННЫЕ КАТУШКИ

Многослойные катушки большой индуктивности (несколько единиц или десятков миллигенри) получаются большого диаметра. Это нежелательно, так как усложняется процесс намотки, понижается механическая прочность и увеличиваются размеры изделий.

Наружный диаметр можно уменьшить, применяя как длинные катушки (например, с универсальной перекрестной намоткой), так и секционирование. Для этого катушка разделяется на ряд последовательно соединенных секций, каждая из которых представляет собой нормальную многослойную катушку с небольшим числом витков (рис. 4-28). Число секций может быть от 2 до 8 и более.

Секционированные катушки обладают достаточно высокой добротностью, допускают в небольших пределах регулировку индуктивности и имеют пониженную собственную емкость. Они применяются в качестве контурных

(в контурах для длинных волн) или в качестве дросселей высокой частоты.

Расчет секционированных катушек сводится к расчету индуктивности одной секции. Это можно сделать на основании следующих соображений.

Общая индуктивность секционированной катушки, состоящей из n одинаковых секций, равняется:

$$L = L_c [n + 2k(n - 1)];$$

откуда

$$L_c = \frac{L}{n + 2k(n - 1)}, \quad (4-65)$$

где L_c — индуктивность секции, а k — коэффициент связи между смежными секциями (связью между удаленными секциями пренебрегаем).

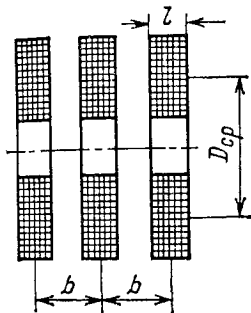


Рис. 4-28. Секционированная катушка.

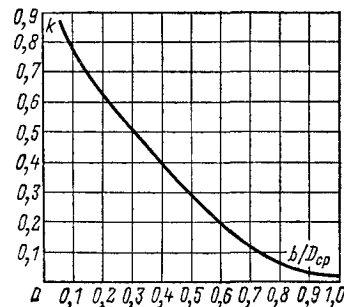


Рис. 4-29. График значений коэффициента связи k для секционированных многослойных катушек с одинаковыми секциями.

Коэффициент связи зависит от размеров секций и расстояний между ними. Эта зависимость изображена на рис. 4-29. Отношение b/D_{cp} выбирается так, чтобы величина коэффициента связи была в пределах 0,25 — 0,4. Это получается при расстояниях $b \approx 2l$. При малой связи увеличивается общая длина катушки, а при большой на общую индуктивность начинают влиять разброс промежутков между катушками.

Конструктивный расчет каждой секции, т. е. определение числа витков, диаметра провода и пр., производится обычным способом.

4-10. КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ С МАГНИТНЫМИ СЕРДЕЧНИКАМИ

Для получения малогабаритных катушек различного назначения (для микромодулей и интегральных схем) применяют магнитные сердечники. Катушки с сердечниками имеют меньшее число витков при заданной индуктивности, малую длину провода и небольшие размеры. Запас добротности позволяет уменьшить размеры катушки и приблизить к ней экраны, т. е. получить малогабаритную катушку с высокой добротностью. Ценным свойством катушек с сердечниками является возможность подстройки, т. е. изменения индуктивности в небольших пределах, осуществляемого перемещением специального подстроечника.

Указанные преимущества могут быть полностью реализованы в маломощных катушках для длинных, средних и отчасти промежуточных волн. В катушках КВ и УКВ применение сердечников целесообразно лишь для получения подстройки. Необходимо отметить, что из-за зависимости потерь от напряженности магнитного поля катушки с сердечниками могут быть использованы лишь в слабых (≤ 80 А/м) полях, т. е. в основном в радиоприемных устройствах. Применение таких катушек в сильных полях, например в радиопередатчиках, нецелесообразно. С сердечниками также могут быть выполнены вариометры (ферровариометры) с большим коэффициентом перекрытия.

Высокочастотные магнитные материалы [4-1]. Магнитные сердечники для катушек изготавливаются из магнитоэлектриков и ферритов. Рассмотрим основные свойства этих материалов.

Магнитоэлектрики представляют собой конгломерат из размельченного вещества, содержащего железо (ферромагнетик), отдельные частицы которого механически связаны между собой каким-либо диэлектриком. Этот диэлектрик также осуществляет изоляцию частиц друг от друга. Известны магнитоэлектрики из альсифера и карбонильного железа.

Магнитоэлектрик альсифер получается прессованием порошка (размер зерен около 18 мкм) из сплава альсифер (сплав алюминия, кремния и железа) с бакелитом или аминопластом (ГОСТ 8763-58). Получаемый магнитоэлектрик отличается хорошими электрическими и магнитными показателями, а также невысокой стоимостью. Ценным его свойством является отрицательный температурный коэффициент

магнитной проницаемости, что позволяет использовать сердечники для температурной компенсации.

Для контуров длинных и средних волн предназначен радиочастотный альсифер РЧ-9; для КВ — альсифер РЧ-6, для изготовления ферровариометров для средних и длинных волн — альсифер ФИ-25, имеющий повышенную проницаемость; в РЭА проводной связи на частотах не выше 100 кГц применяются альсиферы марок ТЧК, ВЧ и ВЧК.

Магнитоэлектрик карбонильное железо получается прессованием порошкообразного карбонильного железа с бакелитом, стиролом или аминопластом (ГОСТ 13610-68). Получаемый магнитоэлектрик мало подвержен влиянию температуры и старению, обладает незначительными потерями и применяется на частотах до 100 МГц.

Свойства и области применения карбонильного железа определяются размером металлических зерен и видом наполнителя. Карбонильное железо Р-10, диаметр зерен которого равен 3,5 мкм, предназначено для использования на частотах до 10 МГц, а Р-100, диаметр зерен которого примерно 1,5 мкм, — до 100 МГц; Р-100 имеет повышенную температурную стабильность. Для РЭА проводной связи предназначено карбонильное железо П и Пс.

Общим достоинством магнитоэлектриков являются достаточно высокие температурные и временные стабильности, негигроскопичность, постоянство μ_n в широком диапазоне частот, малое влияние напряженности поля, а также малые потери и линейная их зависимость от частоты. Некоторым недостатком можно считать невысокую (10—25) магнитную проницаемость.

Ферриты [4-6] представляют собой твердые растворы, имеющие общую химическую формулу $MO \cdot M'O Fe_2O_3$, в которой М обозначает такие двухвалентные металлы, как никель, марганец, литий, медь, свинец, а М' — цинк и кадмий. При обжиге прессованной смеси из солей или окислов этих металлов получается вещество, представляющее собой полупроводниковую керамику с высокими магнитной проницаемостью и удельным электросопротивлением (до 10^8 Ом·см). Последнее обеспечивает малые потери на вихревые токи даже на очень высоких частотах. Диэлектрическая проницаемость ферритов велика и может достигать нескольких сотен единиц. С повышением частоты она резко падает; на радиочастотах она равна 40—50, а на СВЧ диэлектрическая проницаемость почти всех ферритов равна 10—15.

Основным достоинством ферритов является высокая магнитная проницаемость, которая позволяет существенно уменьшить размеры катушек. К недостаткам следует отнести повышенную температурную нестабильность, причем с понижением температуры она существенно возрастает, старение (изменение магнитной проницаемости на 1% за год), ее зависимость от частоты и напряженности поля, гигроскопичность и нелинейную зависимость потерь от частоты. При температурах точки Кюри (80—200°C) их магнитные свойства полностью исчезают.

Для высокочастотных катушек индуктивности применяют магнитомягкие ферриты для слабых полей, к которым относятся никель-цинковые (НЦ), марганцево-цинковые (МЦ), литий-цинковые (ЛЦ), свинцово-никелевые, а также более сложные полиферриты — медно-никель-цинковые, свинцово-никель-кобальтовые и др., в зависимости от диапазона частот, требуемой добротности, стабильности и т. п.

Обычно в контурах длинных и средних волн применяют ферриты с магнитной проницаемостью примерно 600—2000, в контурах коротких волн — с проницаемостью около 50—200 и в контурах УКВ — с проницаемостью 5—25.

Основные свойства высокочастотных магнитных материалов. Свойства высокочастотных магнитных материалов характеризуют начальной магнитной проницаемостью, максимальной проницаемостью, диапазоном рабочих частот, потерями и стабильностью. Измерение этих параметров производится на кольцевом сердечнике установленных размеров, обмотка (измерительная или эталонная катушка) которого выполнена определенным образом.

Начальную магнитную проницаемость определяют по отношению индуктивности эталонной катушки с кольцевым сердечником из данного материала к индуктивности такой же катушки без сердечника. Ее величина зависит от количества и магнитных свойств магнитной составляющей материала и от технологии изготовления. Магнитодиэлектрики имеют начальную магнитную проницаемость от 6 до 100, а ферриты — от 5 до 4000.

Диапазон рабочих частот определяют по допустимым пределам изменения электрических и магнитных свойств магнитного материала. На частотах выше максимально допустимой происходят резкое падение магнитной проницаемости и увеличение потерь; на частотах ниже минимально рекомендуемой понижается эффективность применения ма-

териала, так как выгоднее применить материал с бóльшей магнитной проницаемостью.

Диапазон рабочих частот в основном зависит от размеров зерен магнитной составляющей и диэлектрических свойств диэлектрической составляющей; чем меньше размеры отдельных зерен и чем меньше тангенс угла потерь диэлектрика, тем на более высоких частотах может работать магнитный материал. В настоящее время существуют магнитодиэлектрики для частот до 150—200 МГц; диаметр зерен железа таких магнитодиэлектриков примерно 0,5—1,0 мкм. Ферриты применяют на более высоких частотах.

Магнитный сердечник вносит в катушку дополнительное сопротивление за счет потерь на гистерезис, частотных потерь¹, последействия и потерь в диэлектрике. Как известно, потери на гистерезис зависят от напряженности магнитного поля, а частотные и потери в диэлектрике — от частоты. Общие потери в магнитных материалах оценивают тангенсом угла потерь, т. е. затуханием, вносимым кольцевым сердечником в эталонную катушку:

$$\operatorname{tg} \delta_{\mu} = \frac{r}{\omega L},$$

где r — вносимое сопротивление. Угол δ_{μ} является дополняющим до 90° угол между током и напряжением в катушке.

Очевидно, общие потери будут равны:

$$\operatorname{tg} \delta_{\mu} = \operatorname{tg} \delta_r + \operatorname{tg} \delta_{\text{ч}} + \operatorname{tg} \delta_{\text{п}} + \operatorname{tg} \delta_{\text{д}}.$$

Слагаемые этого выражения представляют собой соответствующие тангенсы углов потерь в магнитном материале за счет гистерезиса, частоты, последействия и диэлектрика.

Для сравнительной оценки потерь в магнитной составляющей различных материалов пользуются соответствующими коэффициентами потерь магнитного материала:

$$\delta_r = \frac{\operatorname{tg} \delta_r}{H_m};$$

$$\delta_{\text{ч}} = \frac{\operatorname{tg} \delta_{\text{ч}}}{f}$$

и

$$\delta_{\text{п}} = \operatorname{tg} \delta_{\text{п}}.$$

¹ Этим термином объединяют потери на вихревые токи, потери за счет вязкости в магнитодиэлектриках и за счет резонансных явлений в ферритах.

Очевидно, что

$$\operatorname{tg} \delta_{\mu} = \delta_r H_m + \delta_{\text{ч}} f + \delta_{\text{п}}.$$

В этих выражениях H_m — амплитуда напряженности магнитного поля.

Потери в реальном сердечнике зависят от формы и размеров сердечника и катушки. Их определение, а также значения коэффициентов потерь некоторых магнитных материалов будут приведены ниже.

Стабильность магнитных материалов характеризуется изменением проницаемости и потерь под влиянием температуры и влажности, а также изменением свойств с течением времени (старение).

Под воздействием температуры изменяется главным образом магнитная проницаемость материала, что характеризуют температурным коэффициентом магнитной проницаемости (ТКМП) α_{μ} . В справочниках иногда указывается относительный температурный коэффициент магнитной проницаемости

$$\alpha'_{\mu} = \frac{\alpha_{\mu}}{\mu_n}.$$

Изменение магнитной проницаемости материала во время вызывается старением магнитного материала, т. е. окислительными процессами и медленными изменениями его структуры. Оно оценивается относительным изменением магнитной проницаемости (в %) за один год. Старение проявляется особенно сильно в начальный период после изготовления сердечника. Под влиянием влажности также происходит изменение магнитной проницаемости и рост диэлектрических потерь. Повышение влагостойкости достигается пропиткой и покрытием сердечников негигроскопичными составами.

Особенно большие изменения магнитной проницаемости могут происходить под влиянием высокочастотного поля катушки и при наличии постоянного подмагничивания.

Изменение проницаемости под воздействием высокочастотного поля катушки оценивают коэффициентом амплитудной нестабильности

$$\alpha_n = \frac{\mu_{a2} - \mu_{a1}}{\mu_n (H_{m2} - H_{m1})},$$

где μ_{a1} и μ_{a2} — значения амплитудной проницаемости при напряженностях поля H_{m1} и H_{m2} соответственно. Влияние

постоянного подмагничивания оценивают так называемой обратной магнитной проницаемостью, равной тангенсу угла наклона кривой намагничивания данного материала в заданной рабочей точке.

Имеется большой выбор магнитодиэлектриков и ферритов, удовлетворяющих разнообразным требованиям. Так, например, никель-цинковые ферриты марок 20000НН, 1000НН, 600НН, 400НН¹ и др. предназначены для применения как в слабых, так и в сильных полях на частотах в сотни килогерц и даже несколько мегагерц. Аналогичные им марганцово-цинковые ферриты имеют меньшие потери и повышенную температурную стабильность.

Ферриты марок 150ВЧ, 100ВЧ, 50ВЧ2, 20ВЧ предназначены для применения в слабых полях на частотах до 100 МГц; марки ферритов 300НН, 100НН, 10ВЧ1 и др. могут использоваться в сильных полях, на частотах до 300 МГц; они пригодны и для различных устройств изменения индуктивности подмагничиванием.

Основные свойства некоторых высокочастотных магнитных материалов приведены в табл. 4-7.

Диэлектрические потери в ферритах не поддаются точному расчету, но они оказывают влияние на общие потери. В качестве примера укажем, что на частоте 0,5 МГц величина $\operatorname{tg} \delta_d$ составляет для ферритов:

$$600\text{НН} - 0,35; \quad 100\text{НН} - 0,31.$$

С повышением частоты роль диэлектрических потерь уменьшается.

Свойства магнитных сердечников. Магнитные сердечники могут быть охарактеризованы следующими основными параметрами: 1) относительной (действующей) магнитной проницаемостью; 2) коэффициентом использования магнитных свойств материала; 3) относительной добротностью, т. е. степенью увеличения добротности катушки при наличии сердечника; 4) потерями в магнитной составляющей и в диэлектрике; 5) стабильностью; 6) диапазоном рабочих частот. Определение этих параметров производится приме-

¹ В обозначении ферритов первые цифры указывают номинальное значение начальной проницаемости; следующая за ним буква (или буквы) — частотный диапазон: Н — низкочастотные (для частот в сотни герц и ниже), ВЧ — высокочастотные; следующие буквы — сорт материала: Н — никель-цинковые; МН — марганцово-цинковые ферриты и последние цифры — разновидность.

Основные электромагнитные параметры высокочастотных магнитных материалов

Марка магнитного материала	μ_H	$\mu_{\text{макс}}$	$\text{tg } \delta$	$\delta_r \cdot 10^{-6}$ на 1 А/м	$\delta_{\text{ч}} \cdot 10^{-9}$ на 1 Гц	$\delta_{\text{п}} \cdot 10^3$	$\alpha_{\mu} \cdot 10^6$	$\frac{\Delta \mu}{\mu} \cdot 100\%$ за 1 год	$f_{\text{макс}}$ МГц
----------------------------	---------	---------------------	---------------------	--------------------------------------	--	--------------------------------	---------------------------	--	--------------------------

Альсиферы (сердечник)

РЧ-6	5-7	—	—	3,6	2	0,4	-100	0,5	5
РЧ-9	9-10	—	—	9,6	3	0,7	-100	0,5	3
ФИ-25	20-25	—	—	42	30	1,0	±150	1,5	1,5

Карбонильное железо (порошок)

Р-10	10-11	—	0,07 ¹	2,5-3,75	2-4	0,15-0,25	150-250	0	10
Р-20	10-11	—	0,05 ¹	1,85-3,14	1,5-3,5	0,05-0,1	80-150	0	20
Р-100	9-10	—	0,03 ¹	1,25-1,85	0,5-1,2	0,05-0,1	150-125	0	100
Пс	9,5	—	0,04 ¹	1,5	2,0	0,2	±50	0	20

Продолжение табл. 4-7

Марка магнитного материала	μ_H	$\mu_{\text{макс}}$	$\text{tg } \delta$ · 10 ⁶ μ _H	$\frac{\delta_r \cdot 10^6}{\mu_H^2}$ на 1 А/м	$\delta_{\text{ч}} \cdot 10^{-9}$ на 1 Гц	$\delta_{\text{п}} \cdot 10^3$	$\frac{\alpha_{\mu} \cdot 10^6}{\mu_H}$	$\frac{\Delta \mu}{\mu} \cdot 100\%$ за 1 год	f , МГц
----------------------------	---------	---------------------	---	---	--	--------------------------------	---	--	-----------

Ферриты (сердечник)

2000НН	2000 ⁺⁴⁰⁰ ₋₃₀₀	7000	100 ³	1,1	—	—	3 ÷ 9	± 2	0,02 ²
2000НН	2000 ⁺⁵⁰⁰ ₋₃₀₀	3500	15 ³	0,17	—	—	-2 ÷ +4,5	—	0,45 ²
700НМ	700 ± 150	2000	60 ⁴	0,04	—	—	-0,2 ÷ +1,2	—	5,0 ²
600НН	600 ⁺⁸⁰ ₋₁₀₀	1600	25 ³	2,0	—	—	6-15	± 2	1,2 ²
100НН	100 ± 20	1700	125 ⁵	—	—	—	5-45	—	30 ²
20ВЧ	20 ⁺³	50	250 ⁶	4	—	—	± 10	± 0,5	100 ²
10ВЧ1	10 ⁺⁴ _{-1,5}	40	1350 ⁷	—	—	—	120	—	250 ²
5ВЧ	5 ± 0,5	—	1250 ⁸	—	—	—	60	—	300 ²

¹ На частоте 80 МГц.
² При $\text{tg } \delta = 0,1$
³ На частоте 100 кГц.
⁴ На частоте 3 МГц.

⁵ На частоте 7 МГц.
⁶ На частоте 5 МГц.
⁷ На частоте 150 МГц.
⁸ На частоте 100 МГц.

нительно к той катушке, для работы с которой предназначен данный сердечник.

Относительная магнитная проницаемость представляет собой отношение индуктивности данной катушки с сердечником к индуктивности этой же катушки, но без сердечника:

$$\mu_{\text{отн}} = \frac{L_c}{L}.$$

Ее величина зависит от начальной магнитной проницаемости материала, формы и размеров сердечника и катушки, а также от соотношения между их размерами и частоты. Чем больше проницаемость магнитного материала, чем ниже частота и чем ближе к виткам катушки расположен сердечник, тем выше его относительная проницаемость. Отношение относительной проницаемости сердечника к начальной проницаемости магнитного материала можно назвать коэффициентом использования магнитных свойств

$$k_{\mu} = \frac{\mu_{\text{отн}}}{\mu_n}.$$

Очевидно, что чем этот коэффициент ближе к единице, тем полнее использованы магнитные свойства материала.

Индуктивность катушки с сердечником в $\mu_{\text{отн}}$ раз больше индуктивности той же катушки без сердечника, т. е. $L_c = \mu_{\text{отн}} L$. Поэтому необходимая индуктивность может быть получена при меньшем количестве витков, т. е. при меньшей длине, а следовательно, и сопротивлении провода.

Отношение добротности катушки с сердечником к добротности этой же катушки, но без сердечника называют относительной добротностью $Q_{\text{отн}}$. Она характеризует потери, вносимые сердечником в катушку. Это отношение зависит от коэффициента использования магнитных свойств материала, потерь и в сильной степени от частоты. С увеличением частоты потери в сердечнике возрастают, а проницаемость падает; это приводит к падению добротности.

Приближенно можно считать, что добротность катушки с сердечником в $\sqrt{\mu_{\text{отн}}}$ раз больше добротности катушки с такой же индуктивностью, но без сердечника. Относительная добротность может служить мерой для определения диапазона рабочих частот. Верхней границей рабочего диапазона является частота, при которой это отноше-

достигает единицы, хотя для регулировки индуктивности допустимо применение сердечника и при несколько более высоких частотах.

Потери, вносимые сердечником в катушку, определяют при помощи коэффициентов потерь на гистерезис, частоту и последствие, величина которых зависит от соответствующих значений коэффициентов потерь магнитного материала и коэффициента использования магнитных свойств. Чем меньше коэффициент k_{μ} , тем меньше потери в сердечнике. Ниже будут приведены формулы для расчета потерь, вносимых сердечником.

Присутствие сердечника оказывает влияние на стабильность катушки из-за изменения его проницаемости. Это влияние также сказывается тем меньше, чем меньше k_{μ} .

Типы магнитных сердечников. Существует большое разнообразие различных форм сердечников, основными из которых являются цилиндрические, броневые, кольцевые (тороидальные), Ш, Н и О-образные. Каждая из этих форм имеет ряд конструктивных вариантов, вызванных разнообразием электрических и конструктивных требований. Так, например, цилиндрические сердечники могут быть гладкими, с нарезкой или трубчатыми; броневые — с зазором или без него, чашечными и т. д. Некоторые конструктивные формы сердечников нормализованы, т. е. являются типовыми. Наиболее употребительные формы сердечников представлены на рис. 4-30, а их основные свойства — в табл. 4-8 [4-17].

Простейшими являются цилиндрические сердечники, достоинства которых заключаются в конструктивной простоте и возможности применения в типовых катушках без существенного изменения их конструкции. Их недостатком является низкое использование магнитных свойств магнитного материала, которое в основном определяется соотношением между диаметром D и длиной l катушки и диаметром сердечника D_c . Чем длиннее катушка и сердечник и чем ближе диаметр катушки к диаметру сердечника, тем больше k_{μ} .

Промышленность выпускает ряд типовых цилиндрических сердечников из карбонильного железа и ферритов: СЦР — с резьбой (ГОСТ 10983-64); СЦГ — гладкий; СЦТ — трубчатый и др. (табл. П-13).

Сердечники с винтовой нарезкой (резьбой) (рис. 4-30, а) в основном предназначаются для подстройки катушек; они непосредственно ввинчиваются в центральное отверстие

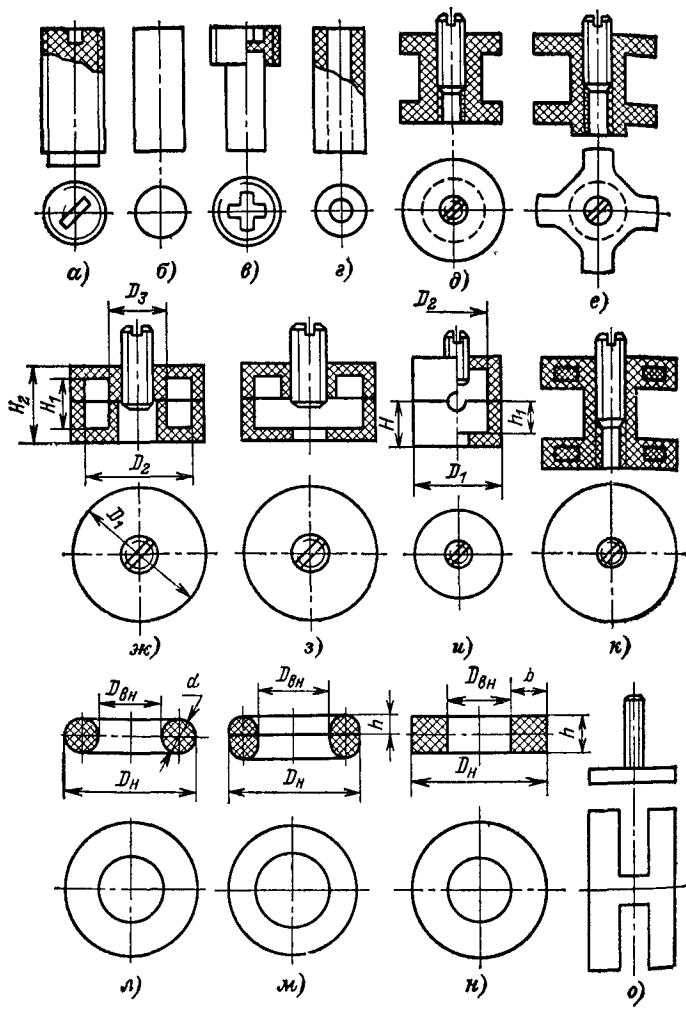


Рис. 4-30. Типы магнитных сердечников.

a — цилиндрический с резьбой (СЦР); *б* — цилиндрический гладкий (СЦГ); *в* — цилиндрический с втулкой; *г* — цилиндрический трубчатый (СЦТ); *д* и *е* — катушечные, *ж* — броневой с замкнутой магнитной цепью (СБа); *з* — броневой с разомкнутой магнитной цепью (СББ); *и* — чашечный (магнитный экран); *к* — катушка с торцевыми кольцами; *л* — *н* — кольцевые; *о* — Н-образный.

Таблица 4-8

Свойства магнитных сердечников

Тип сердечника (рис. 4-30)	Область применения	Сердечник из карбонильного железа		Сердечник из феррита	
		$\mu_{отн}$	$Q_{отн}$	Q	$Q_{отн}$
Цилиндрический (<i>a, б</i>)	Подстроечники катушек диапазонов ДВ и СВ; сердечники дросселей ВЧ и корректирующих катушек	1,4—2	1,3—1,9	90—190	1,9—6,4
То же (<i>a, б, в</i>)	Подстроечники катушек диапазонов КВ и УКВ	1,05—1,15	1	До 150	81,2
То же (<i>г</i>)	Ферровариометры всех диапазонов	—	—	—	—
Катушечный (<i>д, е</i>)	Катушки контуров усилительных каскадов диапазонов ДВ и СВ; дроссели ВЧ	3—5	1,5—3	До 300	До 5
Броневой типов СВ и Б (<i>ж, з</i>)	Катушки контуров усилительных каскадов диапазонов ДВ и СВ; катушки контуров промежуточной частоты; катушки фильтров; микро-модульные катушки	2—4	1,2—2,1	250—350	2—10
Чашечный типа Ч (<i>и</i>)	Катушки контуров промежуточной частоты малогабаритных приемников	—	—	—	—
Кольцевой (торoidalный) (<i>л, м, н</i>)	Высокочастотные трансформаторы, микромодульные катушки	~ $\mu_{н}$	—	—	~ $\mu_{н}$
					До 3
					До 200
					До 600
					До 600
					До 120
					До 500

каркаса и закрепляются в нужном положении специальной мастикой или резиновой ниткой. Гладкие сердечники (рис. 4-30, б) также используются для подстройки, но для удобства перемещения они снабжаются изоляционной втулкой с винтовой нарезкой (рис. 4-30, в). Особенно широко используются гладкие сердечники для высокочастотных дросселей и им аналогичных катушек, не требующих подгонки индуктивности. В таких катушках витки укладываются непосредственно на поверхность каркаса, предварительно покрытого слоем изоляционного лака или бумаги. Гладкие сердечники значительной длины (80—120 мм) и пластины используются для устройства магнитных антенн (ГОСТ 11082-64).

Трубчатые сердечники (рис. 4-30, г) в основном применяются в ферровариометрах, так как позволяют пропустить приводной трос через центральное отверстие.

Особенно часто цилиндрические сердечники применяются для точной установа индуктивности или подстройки в небольших (10—15%) пределах, производимой для устранения неизбежного производственного разброса. Для определения пределов изменения индуктивности подстроечником из карбонильного железа на рис. 4-31 представлены графики зависимости относительного изменения индуктивности $\Delta L/L$ от положения сердечника. Кривые 1 относятся к сердечнику диаметром 9 мм, а кривые 2 — диаметром 6,5 мм.

Необходимо отметить, что при $D > (2 \div 2,5) D_c$ относительная проницаемость сердечника мало зависит от проницаемости магнитного материала. Так, например, замена цилиндрического подстроечника из карбонильного железа на сердечник с такими же размерами из феррита 1000НН увеличивает относительную проницаемость всего на 50%.

Сердечники катушечной формы (рис. 4-30, д и е) дают большее использование магнитных свойств магнитного материала, но не могут применяться на частотах выше 4,0—5,0 МГц из-за резкого падения добротности, вызываемого ростом потерь в магнитном материале и диэлектрике. Их используют для катушек контуров приемников длинных и средних волн и для дросселей высокой частоты. При изготовлении таких сердечников из феррита можно получить катушки с добротностью до 600 на частоте 200—250 кГц. Некоторым их недостатком является большое внешнее поле (поле рассеяния).

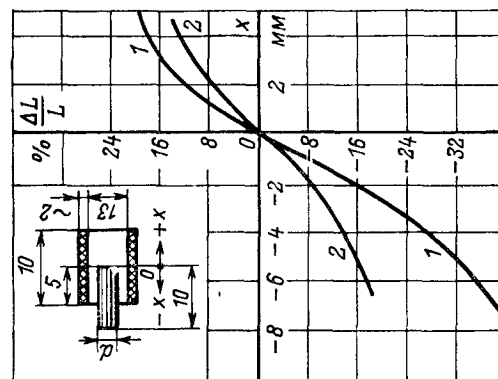
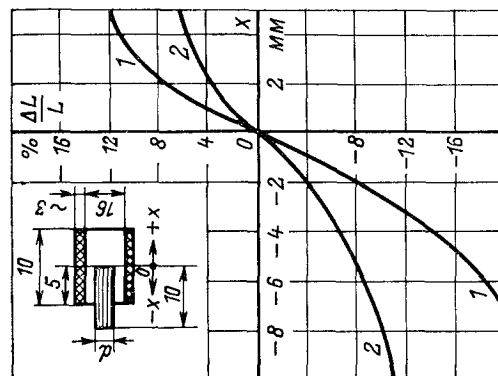
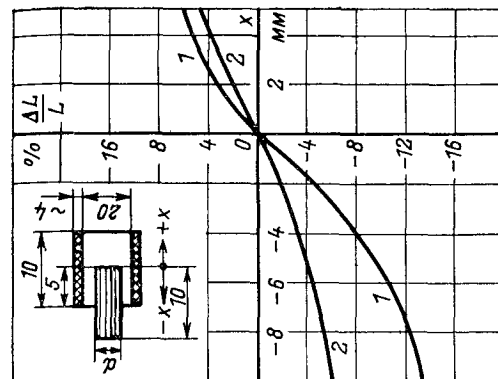


Рис. 4-31. Графики зависимости $\Delta L/L$ от положения магнитного сердечника.

1 — $d = 9$ мм; 2 — $d = 6,5$ мм.

Сердечники броневые типа находят особенно широкое применение, так как позволяя выполнять малогабаритные катушки с высокой добротностью и с удельно-высокой стабильностью. Ценным свойством броневых сердечников является слабое поле рассеяния. Это ослабляет паразитные связи между близко расположенными катушками, позволяет их приблизить друг к другу, облегчает экранирование и позволяет уменьшить размеры экранов и даже полностью отказаться от них.

Броневой сердечник состоит из двух чашек с центральным керном, в отверстие которого вставляется цилиндрический подстроечник (рис. 4-30, ж и з). Обмотку выполняют на отдельной катушке, помещаемой во внутреннюю полость сердечника. Чаши и подстроечник делают из карбонильного железа или ферритов.

Броневые сердечники являются сердечниками с замкнутой магнитной цепью. Однако для получения необходимых электромагнитных параметров в центральный керн вводят зазор (рис. 4-30, э). Частным видом броневых сердечника с зазором является чашечный сердечник (рис. 4-30, и). Сердечник с зазором имеет меньшую относительную проницаемость, поэтому вносит меньшие потери и повышает стабильность всех параметров катушки индуктивности. Размеры типовых чашек и зазоры выбраны так, что относительная проницаемость сердечников из карбонильного железа равна примерно 2—4, а сердечников из ферритов — 2—10; коэффициент подстройки составляет — 10—15%.

Намотку катушек для броневых и катушечных сердечников выполняют или «кучей» на специальном каркасе, подразделенном на две-три секции, или (реже) в виде универсальной катушки. Так как длина провода получается небольшой, то потери в нем оказываются относительно малы, значительно меньше потерь, обусловленных сердечником. Поэтому диаметр провода оказывает сравнительно небольшое влияние на добротность катушки.

Для намотки применяют одножильный провод в эмалевой изоляции диаметром 0,1—0,15 мм. Для повышения добротности на 30—50% применяют литцендрат ЛЭ, ЛЭШО или простой многожильный провод, состоящий из двух—пяти изолированных (ПЭ, ПЭЛ) жил диаметром 0,07—0,1 мм.

Собственная емкость катушек с броневыми сердечниками больше, чем емкость катушек без сердечников. Это вызы-

вается концентрацией электрического поля и наличием емкости между обмоткой и сердечником.

Для уменьшения емкости намотка секционируется. Можно считать, что при малом числе секций m емкость уменьшается пропорционально m^2 . Поэтому если при полном заполнении полости броневых сердечника несекционированной намоткой $C_0 = 50 \div 100$ пФ, то при секционированной обмотке $C_0 = 10 \div 20$ пФ, а при малом числе витков $C_0 = 3 \div 5$ пФ.

Броневые сердечники применяют для катушек высокочастотных контуров, контуров промежуточной частоты и фильтров различного назначения. Сердечники из карбонильного железа пригодны для частот до 25 МГц, а сердечники из ферритов — до 100 МГц. Промышленность выпускает большой ассортимент броневых сердечников из карбонильного железа Р-10 или Р-20 (ГОСТ 10983-64 и ГОСТ 5.704-70) (тип СБ) и из ферритов (тип Б). Основные размеры наиболее употребительных типов сердечников приведены в приложении (см. табл. П-14), а их основные параметры — в табл. 4-9.

Сердечники типа Б выполняются из прецизионных термостабильных ферритов марок 200СНМ1, 1500НМ3, 1000НМ3, 700НМ, 50ВЧ2, 30ВЧ2 и 20ВЧ2. Относительная магнитная проницаемость сердечника нормирована, ее величина устанавливается зазором. Сердечники типа Б без зазора имеют ограниченное применение. Электромагнитные параметры чашек для сердечников приведены в табл. 4-10, и 4-11, а также в приложении (см. табл. П-15 и П-16).

Чашечные сердечники типа Ч (рис. 4-30, и) выполняют из ферритов марок 1000НМ3 и 50ВЧ2; основные размеры чашек приведены в приложении (см. табл. П-17). Их применяют в контурах малогабаритных радиоприемников. Основные свойства сердечников характеризуются следующими данными:

	1000НМ3	50ВЧ2
Диапазон частот, МГц	До 2	1—50
$(\alpha/\mu_{отн}) \cdot 10^{-6}$	1,6 и 30	-30 ÷ +10
Q	≤ 120	80—90
	(на частоте 465 кГц)	(на частоте 10 МГц)

В малогабаритных радиовещательных приемниках находят также применение катушки, магнитная цепь которых состоит из подстроечника и двух колец из феррита, расположенных на торцах катушки (рис. 4-30, к). Такой «сер-

Электромагнитные параметры броневых сердечников из карбонильного железа

Параметры	СБ-9а	СБ-9б	СБ-12а	СБ-12б	СБ-23-11а	СБ-23-17а	СБ-23б	СБ-28а	СБ-34а
$\mu_{отн}^1$	2,7	—	3,0	1,7	2,8	3,4	1,8	3,7	3,4
$Q_{отн}$	2,1	—	2,1	1,0	1,5	1,2	1,0	1,1	1,1
при f , МГц	3	—	0,5	0,5	0,85	1,0	0,85	1,0	1,0
$L_{макс}^2$, мГ	—	—	1,8	—	7,8	2,3	—	45	12
Q^3	—	—	140	—	150	220	—	120	220
f , кГц	—	—	300	—	130	170	—	60	70
$Q_{макс}^4$	—	—	200	—	320—340	320—340	—	300—320	280—300
при f , МГц	—	—	0,5—1,5	—	0,3—0,6	0,4—0,5	—	0,15—0,2	0,1—0,15
C_0 , пФ	6—12	6—12	8—20	8—20	10—20	20—25	10—20	50	50

1 Частота измерения

2 Индуктивность при намотке до полного заполнения каркаса.

3 Добротность катушки с максимальной индуктивностью.

4 Максимально достижимая добротность. Т.к. не более $150 \cdot 10^{-4}$.

«Дечник» позволяет повысить добротность катушки до 250—300 (на частоте 50 МГц) и уменьшить размеры внешнего поля.

Таблица 4-10

Электромагнитные параметры чашек броневых сердечников из ферритов (без зазора)

Параметры	Марка феррита			
	2000НМ1	1500НМ3	1000НМ3	
$\mu_{отн}^1$	1200	1200	700	
$(\alpha_c/\mu_{отн}) \cdot 10^{-6}$	$-0,1 \div +1,0$	$-0,2 \div +1,5$	$-0,2 \div +1,2$	
$(\lg \delta/\mu_{отн}) \cdot 10^{-6}$	15 ²	5 ²	5 ²	
Диапазон частот, МГц	До 0,6	До 1,5	До 1,5	
Параметры	Марка феррита			
	700НМ	50ВЧ2	30ВЧ2	20ВЧ2
$\mu_{отн}^1$	500	45	25	18
$(\alpha_c/\mu_{отн}) \cdot 10^{-6}$	$-0,8 \div +2,5$	$-3 \div +10$	$-35 \div +35$	$-5 \div +15$
$(\lg \delta/\mu_{отн}) \cdot 10^{-6}$	80 ³	—	—	—
Диапазон частот, МГц	До 3,0	3—30	3—100	3—70

1 Наименьшее (без зазора) значение.

2 При $H_A = 0,8$ А/м; $f = 0,1$ МГц.3 При $H_A = 0,8$ А/м; $f = 3$ МГц.

Наиболее полное использование магнитных свойств дают кольцевые (тороидальные) сердечники (рис. 4-30, л, м и н), относительная проницаемость которых примерно равна начальной проницаемости магнитного материала $\mu_{отн} \approx \mu_n$. Поэтому катушки на таких сердечниках выполняют, когда необходимо получить наибольшую индуктивность при наименьших размерах. Достоинством кольцевых сердечников является возможность выполнения высокодобротных (до 400—500) катушек, а также практически полное отсутствие внешнего поля. Это устраняет необходимость экранирования и связанного с ним увеличения размеров. Кроме того, в кольцевых сердечниках имеется возможность получения

сильной ($k \approx 1$) связи между обмотками. Их основной недостаток — сложность намотки, требующей специального оборудования, и невозможность подстройки. Применяются кольцевые сердечники для широкополосных согласующих трансформаторов как в мощной, так и маломощной РЭА; для контуров промежуточной частоты радиоприемников ($Q = 60 \div 80$); для контуров, перестройка частоты которых производится подмагничиванием; для высокочастотных дросселей, а также для микромодульных катушек постоянной индуктивности.

Таблица 4-11

Параметры броневых сердечников из ферритов (с зазором)

Тип сердечника	Марка феррита	Q	L ₁ , мГ	f, МГц
Б-9	1500НМ3	160	6	0,4
	700НМ	320	0,5	0,7
	50ВЧ2	150	0,05	20
	30ВЧ2	160	0,1	20
Б-11	1500НМ3	210	10	0,4
	700НМ	400	—	0,6
	50ВЧ2	200	0,6	10
	30ВЧ2	210	0,1	20
Б-14	1500НМ3	320	10	0,2
	700НМ	400	0,1	0,6
	30ВЧ2	250	0,5	20
Б-18	1500НМ3	450	100	0,2
	700НМ	700	1,0	0,2
	30ВЧ2	320	0,5	10
Б-22	1500НМ3	700	100	0,15
	700НМ3	800	2,7	0,2
	50ВЧ2	220	0,6	6
	30ВЧ2	320	0,5	6
Б-26	1500НМ3	800	100	0,1
	700НМ	1200	5	0,1
Б-30	1500НМ	900	100	0,1
	700НМ	1000	5	0,1
Б-36	1500НМ3	900	100	0,1
Б-48	1500НМ3	1200	200	0,04

¹ Индуктивность и частота измерения добротности.

Промышленность выпускает обширный ассортимент кольцевых сердечников из альсифера (ГОСТ 8763-58), карбонильного железа и ферритов (ГОСТ 14208-69,

ГОСТ 17141-71). Особенно широкое применение в РЭА находят сердечники из феррита; сердечники из магнито-диэлектриков в основном применяют в аппаратуре проводной связи. Размерный ряд кольцевых сердечников из магнитомягких ферритов установлен ГОСТ 16541-71. Основные размеры наиболее употребительных типов сердечников приведены в приложении (см. табл. П-18). Для радиочастот рекомендуются сердечники, у которых $D_n/D_{вн} = 1,6 \div 2,5$ при $D_n = 5 \div 10$ мм. Сердечники других форм — О-, Ш- и Н-образные (рис. 4-43, о) в высокочастотных катушках применяются крайне редко.

Марка используемого в сердечнике феррита определяется диапазоном и назначением катушки. Так, например, для катушек различного назначения, работающих на частотах в сотни килогерц или единицы мегагерц, целесообразно применять никель-цинковые ферриты с начальной проницаемостью от 400 до 2000; для катушек на частоты в десятки и сотни мегагерц — высокочастотные ферриты марок 20ВЧ, 7ВЧ, 4ВЧ; для мощных широкополосных трансформаторов для таких же частот, работающих без подмагничивания, — высокочастотные ферриты марок 90ВЧ, 50ВЧ, а для контуров, перестройка которых осуществляется подмагничиванием, — никель-цинковые ферриты с большими (10—100) пределами изменения проницаемости — 300НН, 100НН, 35НН и др.

Расчет потерь. Потери в катушках с магнитными сердечниками состоят из потерь в обмотках r_f и потерь, вносимых сердечниками, r_c . Потери в обмотках обусловлены сопротивлением провода току высокой частоты, диэлектрическими потерями в каркасе и изоляции провода, а также потерями в собственной емкости. Они могут быть определены методами, рассмотренными в § 4-6.

Сопротивление, вносимое в катушку сердечником, определяется гистерезисом, частотой и последствием, а также потерями в диэлектрике. Расчет этих потерь производится при помощи соответствующих коэффициентов потерь сердечника $\delta_{с.г}$, $\delta_{с.ч}$ и $\delta_{с.п}$, величина которых зависит от значений соответствующих коэффициентов потерь магнитного материала и от коэффициента k_μ :

$$\left. \begin{aligned} \delta_{с.г} &= \delta_g k_\mu^2; \\ \delta_{с.ч} &= \delta_c k_\mu; \\ \delta_{с.п} &= \delta_p k_\mu; \\ \text{tg } \delta_c &= k_\mu \text{ tg } \delta. \end{aligned} \right\} (4-66)$$

Полное сопротивление, вносимое сердечником (без учета диэлектрических потерь, проявляющихся лишь на очень высоких частотах), может быть вычислено следующим образом:

$$r_c = \omega L_c \delta_{c,r} H + \omega L_c \delta_{c,c} \omega f + \omega L_c \delta_{c,p}. \quad (4-67)$$

В катушках радиоприемников $H \approx 0$, поэтому $\omega L_c \delta_{c,r} H \approx 0$. В катушках радиопередатчиков $H \neq 0$ и потери на гистерезис могут быть велики.

Если известен общий угол потерь $\text{tg } \delta_c$, то

$$r_c = \omega L_c \text{tg } \delta_c. \quad (4-67a)$$

Величину

$$Q_c = \frac{1}{\text{tg } \delta_c}$$

называют добротностью сердечника. Если Q_n — добротность катушки без сердечника, то добротность катушки с данным магнитным сердечником с учетом вносимых им потерь и увеличения индуктивности будет равна:

$$Q = \frac{\mu_{отн} Q_n Q_c}{\mu_{отн} Q_n + Q_c}.$$

Добротность катушек с замкнутым сердечником становится максимальной при вполне определенной его проницаемости. Это свойство используется для получения высокодобротных катушек на броневых сердечниках.

Получить броневой сердечник с необходимой проницаемостью удобнее всего при помощи зазора, так как введение в магнитную цепь зазора уменьшает его магнитную проницаемость в

$$\frac{1}{1 + (\mu_{отн} - 1) l_3 / l_c} \text{ раз.}$$

Здесь l_c и l_3 — соответственно длина средней магнитной линии и длина зазора, а $\mu_{отн}$ — относительная проницаемость сердечника без зазора. Выполняют зазор обычно укорочением центрального стержня. Изменяя только зазор, можно получить ряд однотипных сердечников с различной относительной проницаемостью. Отметим, что зазор в кольцевых сердечниках нежелателен, так как создает большие поля рассеяния, для ослабления которых необходимо применение экранов.

Рассмотрим влияние зазора на распределение потерь в катушке.

При очень малом зазоре относительная проницаемость будет велика, поэтому потери, вносимые сердечником r_c будут наибольшие, а потери в обмотке r_f — минимальные (число витков и длина провода будут малы). При увеличении зазора проницаемость сердечника уменьшается, поэтому вносимые им потери уменьшаются, но потери в обмотке увеличиваются, так как растет число витков (рис. 4-32).

Общее сопротивление катушки, равное $r = r_f + r_c$, при $r_f = r_c$ будет минимально, а добротность максимальной. Зазор, соответствующий этому условию, называют оптимальным $l_{з.опт}$. Так как потери зависят от частоты и проницаемости материала, то и оптимальный зазор зависит от частоты подмагничивающего поля и ряда других факторов.

Величина оптимального зазора может быть определена по формуле

$$l_{з.опт} = \frac{l_c}{\mu_n} \left(\sqrt{\frac{\mu_{отн} Q_n}{Q_c}} - 1 \right). \quad (4-68)$$

Максимальная добротность при этом будет:

$$Q_{\text{макс}} = \frac{1}{2} \sqrt{\mu_{отн} Q_n Q_c}. \quad (4-69)$$

Расчет катушек с магнитными сердечниками. Расчет числа витков и определение размеров катушек с цилиндрическими сердечниками производятся по формулам, приведенным для расчета катушек без сердечников. При расчете по этим формулам индуктивность принимается равной

$$L = \frac{L_{\text{зад}}}{\mu_{отн}}. \quad (4-70)$$

Рекомендуются следующие соотношения размеров катушки и сердечника, при которых получается удовлетворительное использование магнитных свойств сердечника:

d_c , мм	4	6	7	8	9
D или D_0 , мм	5—6	7—8	8—9	9—11	10—12
Длина однослойной катушки l , мм	6—7	9—10	10—12	10—14	12—16
Длина многослойной катушки l , мм	5—7	—	—	—	—

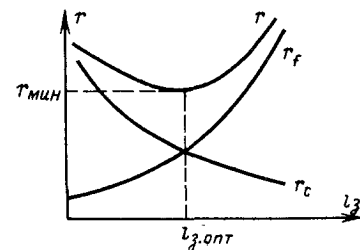


Рис. 4-32. Влияние зазора на сопротивление катушки.

Так как $\mu_{\text{отн}} = \mu_n k_\mu$, где значение μ_n определяется выбранным магнитным материалом, то определению под- лежит k_μ . Точный расчет k_μ в настоящее время еще не разработан; для приближенного расчета на рис. 4-33, а представлена его зависимость от отношения D/D_c , а на рис. 4-33, б — поправочный коэффициент k , учитывающий влияние длины сердечника. Относительная проницаемость сердечника находится следующим образом:

$$\mu_{\text{отн}} = \mu_n k_\mu k.$$

На рис. 4-33, в представлена зависимость $\mu_{\text{отн}}$ от отношения l_c/D_c , построенная для цилиндрических сердечников

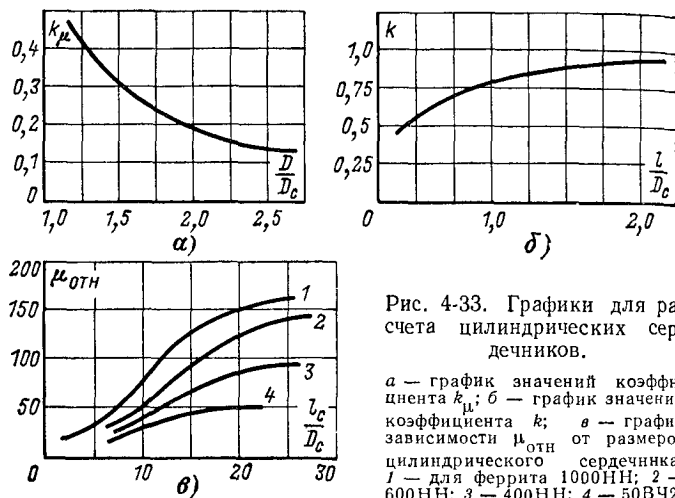


Рис. 4-33. Графики для расчета цилиндрических сердечников.

а — график значений коэффициента k_μ ; б — график значений коэффициента k ; в — график зависимости $\mu_{\text{отн}}$ от размеров цилиндрического сердечника; 1 — для феррита 1000НН; 2 — 600НН; 3 — 400НН; 4 — 50ВЧ2.

из ферритов при однослойной намотке на всю длину сердечника.

При намотке с шагом и при многослойной намотке значение k_μ уменьшается на 10—15%. Более точный расчет индуктивности катушек с очень длинным цилиндрическим сердечником применительно к расчету магнитных антенн рассматривается в [4-12].

Задавшись типом намотки и ее размерами, определяют требуемое число витков, при котором получается расчетная индуктивность L .

Расчет катушек с броневыми сердечниками следовало бы производить известными методами расчета катушек

с замкнутой магнитной цепью. Однако из-за неоднородности магнитного потока в различных участках такого сердечника этот расчет получается сложным и недостаточно точным. Поэтому его выполняют упрощенными методами на основании следующих соображений.

Известно, что индуктивность катушки с замкнутой магнитной цепью, т. е. без зазора или с небольшим зазором, определяется следующим выражением:

$$L = \frac{1,26\mu_{\text{отн}}S_c N^2}{l_c} \cdot 10^{-2}, \quad (4-71)$$

где L — индуктивность, мкГ; l_c — длина средней силовой линии, см; S_c — площадь сечения магнитной цепи, см².

Решая это выражение относительно N , получаем:

$$N = n \sqrt{L}, \quad (4-72)$$

где

$$n = \sqrt{\frac{l_c \cdot 10^2}{1,26\mu_{\text{отн}}S_c}}$$

— постоянная, определяемая только параметрами сердечника, которая соответствует числу витков при индуктивности, равной 1 мкГ. Для типовых сердечников из карбонильного железа типа СБ без зазора могут быть указаны следующие ориентировочные значения этого коэффициента (при индуктивности в микрогенри):

Тип сердечника	n
СБ-9а	7,05
СБ-12а	6,7
СБ-23-11а	4,0
СБ-23-17а	4,5
СБ-28а	4,3
СБ-34а	4,4

Аналогичные значения n можно определить и для сердечников других типов — броневых с зазором, катушечных и т. п. Так, например, для катушечных сердечников $n = 4,4 \div 4,8$.

Выбор типоразмера броневых карбонильных сердечника производится по требуемой добротности и возможности размещения необходимой обмотки. Так как точный расчет добротности таких катушек не разработан, то используют экспериментальные частотные характеристики добротности катушек на различных сердечниках с различ-

ными обмотками (рис. 4-34, а). Аналогичные характеристики для сердечников из ферритов приведены на рис. 4-34, б. Характерным для них является резко выраженная зависимость добротности от частоты.

Броневые сердечники из ферритов обычно выполняют с определенным зазором, т. е. с нормализованной величиной относительной проницаемости. Расчет числа витков в этом случае может быть произведен на основании следующих соображений.

Из выражения (4-71) следует, что

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}}, \quad (4-73)$$

где постоянная

$$A_L = \frac{1,26 \mu_{отн} S_c}{l_c} \cdot 10^{-2}$$

— определяет индуктивность одного витка (коэффициент индуктивности), величина которой зависит только от $\mu_{отн}$ и размеров сердечника, а поэтому определяется однозначно. Для сердечников типа Б с нормированной проницаемостью значения A_L приведены в табл. П-15, а для сердечников без зазора — в табл. П-16, а также в [4-14]. В формуле (4-73) индуктивность должна быть выражена в микрогенри.

Индуктивность катушки на кольцевом сердечнике при любой форме его сечения может быть определена по формуле (4-71). При этом следует принять $\mu_{отн} = \mu_{ц}$, $l_c = \frac{\pi}{2} (D_{вн} + D_{вн})$. Индуктивность катушки на кольцевом сердечнике прямоугольного сечения (рис. 4-30, н) более точно определяется по формуле

$$L = 4,6 \mu_{ц} N^2 h \lg \frac{D_{вн}}{D_{вн}} \cdot 10^{-3}.$$

Здесь все размеры выражены в см; L — индуктивность, мкГ.

При проектировании катушек индуктивности одной из важных задач является выбор магнитного материала и типа сердечника. Однозначного решения этой задачи не существует из-за разнообразия требований, предъявляемых к катушкам. Поэтому остановимся на рассмотрении отдельных частных вопросов.

Для малогабаритных катушек индуктивности, к добротности которых не предъявляется высоких требований, целесообразно применение броневых и кольцевых сердечников из ферритов с высокой начальной проницаемостью.

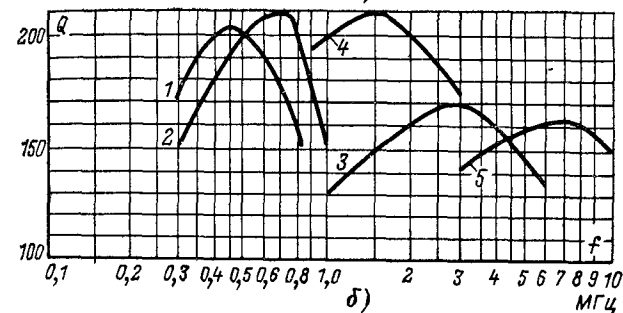
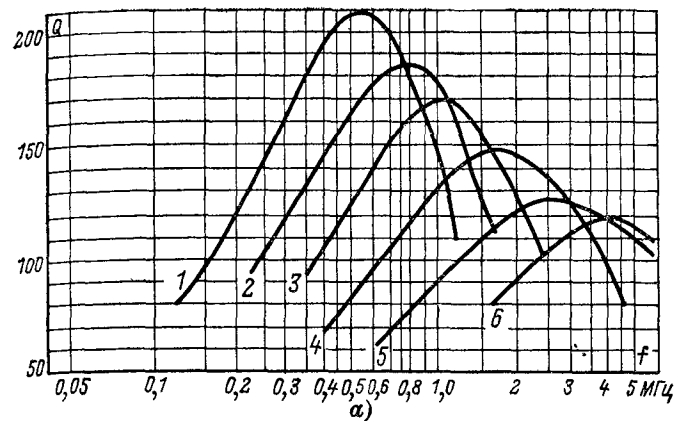


Рис 4 34. Частотные характеристики добротности катушек с броневыми сердечниками.

а — катушки на сердечнике СБ-12а из карбонильного железа;

L, мкГ	N	Провод
1 — 298	115	ЛЭШО 10 × 0,05
2 — 148	80	ЛЭШО 10 × 0,05
3 — 69	55	ЛЭШО 10 × 0,05
4 — 21,3	30	ЛЭШО 7 × 0,07
5 — 9,8	20	ЛЭШО 7 × 0,07
6 — 8,1	20	ЛЭШО 3 × 0,07

б — катушки на сердечнике Б11 из ферритов:

L, мкГ	N	Провод
1 — 100	1500НМЗ	ЛЭШО 10 × 0,05
2 — 100	700МН	ЛЭШО 15 × 0,05
3 — 50	20ВЧ2	ЛЭШО 10 × 0,05
4 — 10	30ВЧ2	ЛЭШО 21 × 0,05
5 — 5	50ВЧ2	ЛЭШО ПЭ 0,44

Примечание. Для кривой 2 (поз. б) значения добротности необходимо удвоить.

Для повышения добротности рекомендуется применять ферриты с возможно большим отношением начальной проницаемости к тангенсу угла потерь $\mu_n / \operatorname{tg} \delta$. Еще большее значение добротности может быть получено за счет применения сердечника с зазором.

Так как зазор ослабляет нестабильность параметров за счет магнитного материала, то во многих случаях величину зазора выбирают из соображений получения необходимой, например температурной или временной, стабильности.

Известно, что изменение индуктивности и изменение проницаемости связаны следующей зависимостью [4-15]:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{\Delta \mu_n}{\mu_n} \left(\frac{\mu_{отн}}{\mu_n} \right),$$

из которой можно получить выражение для определения необходимой (по стабильности) относительной проницаемости сердечника:

$$\mu_{отн} = \frac{\alpha_L}{\alpha'_\mu}.$$

Здесь α_L — ТКИ катушки и α'_μ — относительный температурный коэффициент начальной проницаемости магнитного материала.

Например, если необходима катушка на сердечнике типа Б9 из феррита 1500НМЗ ($\alpha'_\mu \leq 1,5 \cdot 10^{-6}$), ТКИ у которой $\alpha_k \leq 40 \cdot 10^{-6}$, то должен быть выбран сердечник с зазором, относительная проницаемость которого должна быть равна:

$$\mu_{отн} = \frac{40 \cdot 10^{-6}}{1,5 \cdot 10^{-6}} = 26,5.$$

Из типовых сердечников отвечает этим требованиям сердечник с проницаемостью 26,2 (см. табл. П-15).

Методы расчета оптимального провода для катушек с броневыми и кольцевыми сердечниками не разработаны, поэтому для его выбора можно рекомендовать частотные характеристики катушек (рис. 4-34), построенные для броневых сердечников, выполненных из различных магнитных материалов при намотке проводом различных марок. По этим графикам можно также определить оптимальный тип сердечника и магнитного материала для каждого конкретного случая ¹ [4-15, 4-17].

¹ Рекомендуем также: Майоров А. С. Альбом частотных характеристик добротности катушек индуктивности на броневых сердечниках типа СБ. М. Госэнергоиздат, 1958. 40 с. с ил.

Немагнитные сердечники. Для подстройки индуктивности катушек КВ и УКВ часто применяют немагнитные

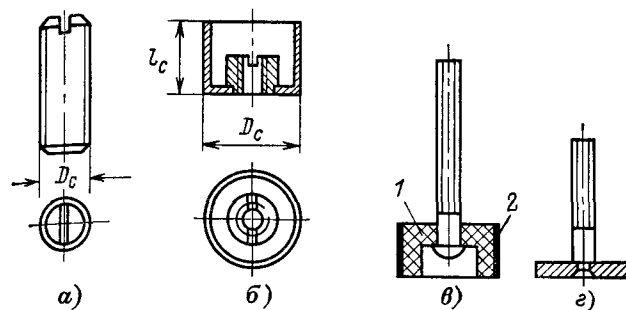


Рис. 4-35. Немагнитные сердечники.

а — цилиндрического типа; б — чашечного типа; в и г — дисковый; 1 — керамический цилиндр; 2 — металлизация.

ные сердечники из меди или латуни (рис. 4-35). Такие сердечники уменьшают индуктивность катушки, вносят в нее некоторое сопротивление и поэтому понижают ее доб-

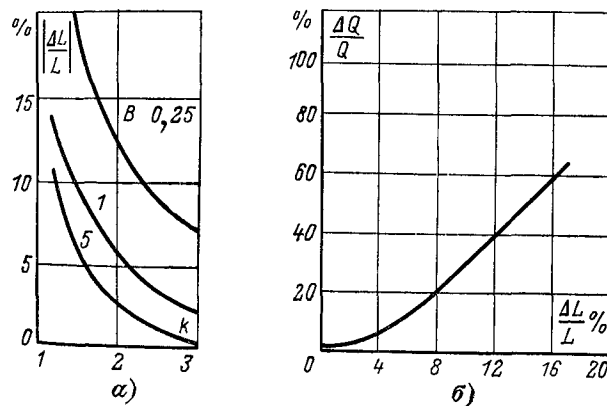


Рис. 4-36. Графики зависимости относительного изменения индуктивности и добротности катушки от размеров немагнитного сердечника ($B = D_c / L_c$; $k = D / D_c$).

ротность. Практически при этом можно получить изменение индуктивности на 3—5% при падении добротности не более чем на 10%. Важным свойством немагнитных сердеч-

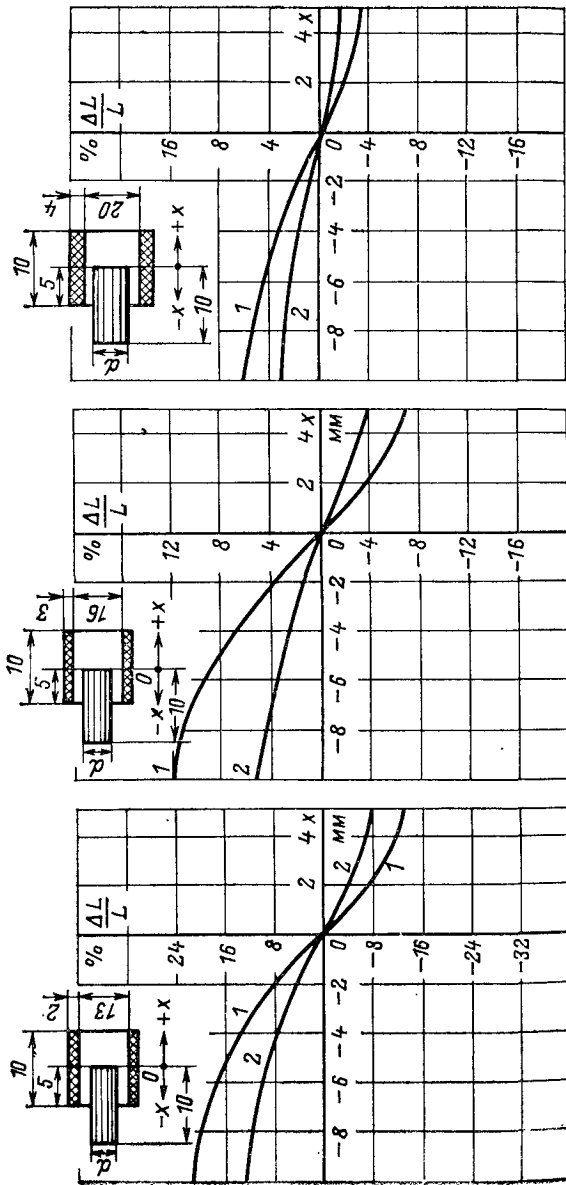


Рис. 4-37. Графики зависимости $\Delta L/L$ от положения немагнитного сердечника.
 $1 - d = 9$ мм; $2 - d = 6,5$ мм.

ников является высокая стабильность. Поэтому такие сердечники особенно часто применяют в катушках для стабильных автогенераторов и гетеродинов.

Немагнитный сердечник можно рассматривать как короткозамкнутый виток, связанный индуктивно с контурной катушкой. Поэтому для приближенного расчета влияния таких сердечников на параметры катушек могут быть использованы формулы, приведенные для экранированных катушек в § 4-8. Более точные результаты получают при использовании экспериментальных данных. На рис. 4-36 представлены графики зависимости изменения индуктивности и добротности катушки от размеров немагнитного сердечника. Зависимость изменения индуктивности от положения сердечника показана на рис. 4-37, где кривые 1 относятся к сердечнику диаметром $d = 9$ мм, а кривые 2 — к сердечнику диаметром $d = 6,5$ мм. При помощи этих кривых можно ориентировочно выбрать размеры сердечника.

Для устранения влияния емкостей, вносимых немагнитным сердечником, последний должен быть изолирован от корпуса и токонесущих элементов схемы.

Для подстройки катушек УКВ диапазона можно применять также диэлектрические сердечники.

4-11. ВАРИОМЕТРЫ

Плавная настройка контуров в пределах широкого диапазона может быть осуществлена при помощи катушек переменной индуктивности, называемых вариометрами. В радиоприемниках массового типа вариометры существенно упрощают конструкцию блока настройки УКВ; уменьшают размеры и удешевляют стоимость. В передатчиках вариометры во многих случаях позволяют получить более высокую стабильность частоты задающих генераторов и больший к. п. д. выходных каскадов.

Изменение индуктивности в широких пределах может быть осуществлено следующими способами:

- плавным изменением числа витков однослойной цилиндрической катушки при помощи ролика или щетки, скользящей по поверхности провода;
- изменением взаимной индуктивности между двумя катушками, соединенными последовательно или параллельно;
- перемещением введенного в катушку магнитного сердечника;

перемещением введенного в катушку немагнитного сердечника;

изменением магнитной проницаемости магнитного сердечника за счет подмагничивания.

Каждый из перечисленных способов имеет свои особенности и области применения.

Вариометры с переменным числом витков. Схема конструкции вариометра с изменяющимся числом витков (роликового вариометра) показана на рис. 4-38. Вариометр состоит из цилиндрической катушки *A*, витки которой расположены на нарезном каркасе из радиофарфора или стеатита. Намотку выполняют с шагом из достаточно толстого

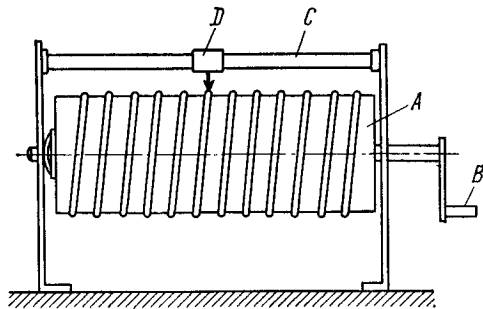


Рис. 4-38. Вариометр с изменяющимся числом витков.

провода диаметром 1,5—2,0 мм. Катушку укрепляют на оси, которая может вращаться ручкой *B*. К выступающей части витка прижимается контактный ролик или пружинная щетка *D*, которая при вращении катушки скользит по виткам и перемещается по направляющей *C*.

В зависимости от положения щетки в контур может быть введено необходимое число витков; угловой диапазон, очевидно, будет равен $2\pi N$.

Требуемую функциональную характеристику (закон изменения индуктивности) получают приданием каркасу соответствующей формы, например конической, или намоткой с переменным шагом.

Достоинствами вариометра такого типа являются высокая разрешающая способность, конструктивная простота и возможность изменения индуктивности в весьма широких пределах (30—80 раз) так как минимальная индуктивность (0,5—1,0 мкГ) определяется лишь длиной соединительных

проводников. Недостатком является наличие скользящего контакта, вносящего большие и непостоянные по величине потери. Вариометры с изменяющимся числом витков наиболее часто применяются в антенных контурах коротковолновых передатчиков и приемниках УКВ. Их расчет производится так же, как и расчет обычных катушек.

Вариометры с переменной взаимной индуктивностью [3-1]. Схематическое изображение конструкции вариометра с взаимной индукцией показано на рис. 4-39, *a*. Вариометр состоит из двух катушек, одна из которых *1* может вращаться внутри другой *2*. Подвижная катушка называется ротором, а неподвижная — статором.

При последовательном соединении обмоток ротора и статора при вращении ротора общая индуктивность изменяется в пределах от $L_{\text{макс}} = L_c + L_p + 2M$ до $L_{\text{мин}} = L_c + L_p - 2M$. Здесь L_c — индуктивность статора; L_p — индуктивность ротора, а M — взаимная индуктивность между ними.

Полное изменение индуктивности равно:

$$\Delta L = L_{\text{макс}} - L_{\text{мин}} = 4M,$$

а коэффициент перекрытия определяется следующим образом:

$$k_L = \frac{L_{\text{макс}}}{L_{\text{мин}}} = \frac{L_p + L_c + 2M}{L_p + L_c - 2M}.$$

Если

$$L_c = L_p = L, \text{ то } M = kL$$

и

$$k_L = \frac{1+k}{1-k}.$$

Следовательно, коэффициент перекрытия зависит от коэффициента связи между ротором и статором и растет с его увеличением. Функциональная характеристика такого вариометра будет близка к косинусоидальной, так как изменение взаимной индуктивности происходит приблизительно по закону

$$M \approx M_{\text{макс}} \cos \varphi,$$

где φ — угол между осями катушек ротора и статора.

При параллельном соединении ротора и статора, которое применяют для получения более высоких частот, максимальная и минимальная индуктивности равны соответ-

СТВЕННО:

$$L_{\max} = \frac{L_c L_p - M^2}{L_c + L_p - 2M} \quad \text{и} \quad L_{\min} = \frac{L_c L_p - M^2}{L_c + L_p + 2M}.$$

Коэффициент перекрытия при этом не меняется, но функциональная характеристика будет отличаться от косинусоидальной. Сопряжение диапазонов изменения индуктивности.

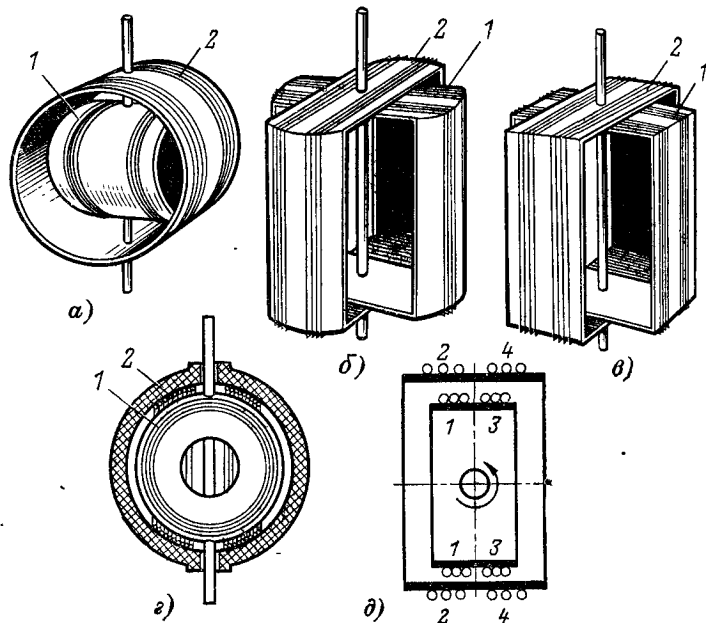


Рис. 4-39. Устройство вариометра с взаимной индуктивностью.

a — с цилиндрическими катушками и круглыми витками; *б* — то же с прямоугольными витками; *в* — с прямоугольными катушками; *г* — шаровой вариометр; 1 — обмотка ротора; 2 — обмотка статора; *д* — схематическое устройство.

ности при последовательном и параллельном соединении обмоток получается при

$$(L_p + L_c - 2M)^2 = L_p L_c - M^2.$$

Известны четыре конструктивных вида вариометров с взаимной индуктивностью: цилиндрические с цилиндрическими катушками (рис. 4-39, *a*), цилиндрические с прямоугольными витками (рис. 4-39, *б*), с прямоугольными катушками (рис. 4-39, *в*) и шаровые с намоткой, расположенной на поверхности шара (рис. 4-39, *г*).

Наиболее прост в изготовлении цилиндрический вариометр с круглыми витками. Для возможности вращения ротора необходимо, чтобы выполнялись условия:

$$D_p \approx (0,6 \div 0,7) D_c \quad \text{и} \quad l_p = (0,6 \div 0,7) l_c.$$

При таких соотношениях коэффициент перекрытия получается не более 4—5. Для некоторого увеличения коэффициента перекрытия внутрь вариометра вводят магнитный сердечник, который увеличивает связь между ротором и статором. Это повышает максимальную индуктивность и резко уменьшает минимальную индуктивность. Конструкция такого вариометра будет рассмотрена ниже.

Цилиндрические вариометры с прямоугольными витками позволяют получить больший коэффициент перекрытия (до 6—8) и достаточно просты в изготовлении. Возможность вращения ротора в таких вариометрах обеспечивается при $D_p/D_c = 0,7 \div 0,9$. Вариометр с прямоугольными катушками несколько проще в выполнении, но имеет меньший коэффициент перекрытия (около 4—5).

В шаровых вариометрах ротор и статор являются частями сфер, на поверхности которых уложены витки. Такое устройство позволяет получить сильную связь между ротором и статором и коэффициент перекрытия до 10—12 при $L_{\min} = 5 \div 6$ мкГ. Ценным свойством шарового вариометра является закон изменения частоты, близкий к линейному.

Цилиндрический вариометр с прямоугольными витками и шаровой применяют в задающих генераторах диапазонных стабильных передатчиков. Для этого детали ротора и статора делают из ультрафарфора или высокочастотного стеатита, а намотку наносят методом вжигания, причем витки статора располагают на внутренней поверхности его каркаса. Зазор между витками ротора и статора определяют из условия электрической прочности (500—700 В/мм); обычно он равен 0,7—1,5 мм. Каркасы вариометров пониженной стабильности делают из пластмассы.

Расчет вариометров заключается в выборе размеров ротора и статора, определении числа их витков и взаимной индуктивности между ними. Для получения возможно более сильной связи между ротором и статором необходимо, чтобы отношение D_p/D_c было возможно ближе к единице и $l_p \approx l_c$. Точный выбор этих размеров определяется возможностью вращения ротора. Желательно также, чтобы $L_p \approx L_c$.

Для удобства дальнейших расчетов будем рассматривать статор состоящим из полукатушек 1 и 3, а статор — из полукатушек 2 и 4 (рис. 4-39, д). При этом $L_1 = L_3$; $L_2 = L_4$; $L_p = 2(L_1 + M_{13})$; $L_c = 2(L_2 + M_{24})$.

Взаимная индуктивность между ротором и статором будет равна $M = M_{12} + M_{34} + M_{14} + M_{32}$. Так как $M_{12} = M_{34}$ и $M_{14} = M_{32}$, то $M = 2(M_{12} + M_{14})$ и $L = L_p + L_c \pm 2M = 2(L_1 + L_2 + M_{13} + M_{24}) \pm (M_{12} + M_{14})$. Расчет индуктивностей L_1 , L_2 и взаимных индуктивностей M_{13} , M_{24} , M_{12} , M_{14} производится известными методами.

Расчет вариометров с прямоугольными витками можно производить по эквивалентному диаметру

$$D_э = 1,13 \sqrt{ab},$$

где a и b — размеры сторон прямоугольного витка. Эквивалентный диаметр шарового вариометра можно определить по формуле

$$D_э = 2 \sqrt{\frac{r_1^2 + r_2^2 + \dots}{N'}},$$

которой r_1, r_2, \dots, r_n — радиусы соответствующих витков обмоток, а N' — число витков полукатушки. Приближенно $D_э$ можно принять равным диаметру среднего витка соответствующей полукатушки. При этих условиях площади сечений витков круглой эквивалентной и реальной катушек будут одинаковы, а следовательно, примерно одинаковы будут и их индуктивности.

Добротность вариометров с взаимной индукцией не поддается точному расчету и определяется лишь приближенно по общему сопротивлению ротора и статора. Наибольшая добротность получается при максимальной индуктивности, наименьшая — при минимальной, т. е. с повышением частоты она падает. Это является недостатком, так как создает неравномерность стабильности частоты автогенератора по диапазону. Другим существенным недостатком вариометров с взаимной индукцией является большая собственная емкость, за счет емкости между ротором и статором, изменяющаяся к тому же при перестройке. Чем сильнее связь между ротором и статором, т. е. чем больше перекрытие, тем эта емкость больше. Недостатком также является и пониженная электрическая прочность.

Если вариометр является основной или единственной индуктивностью контура, то при перестройке по диапазону

при неизменной емкости его активное сопротивление почти не изменяется.

На рис. 4-40 изображена конструкция вариометра с переменной взаимной индуктивностью и с магнитными сердечниками, имеющего малую величину $L_{мин}$ и коэффициент перекрытия до 100. Вариометр состоит из двух круглых дисков П-образного сечения, изготовленных из магнитного

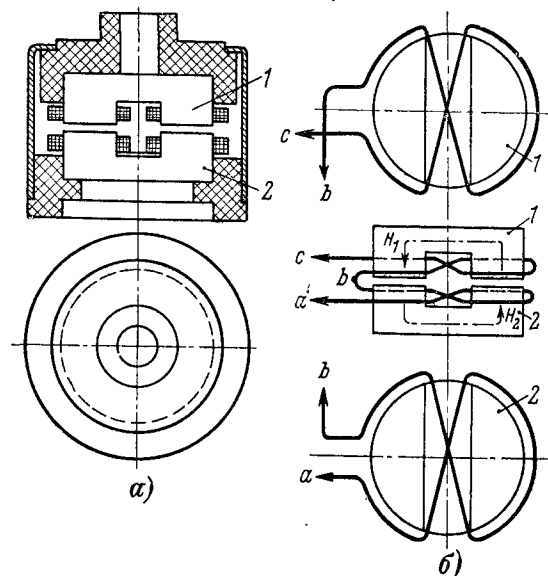


Рис. 4-40. Устройство вариометра с большим перекрытием.

а — общая конструкция; б — схема намотки; 1 — подвижная часть (ротор); 2 — статор.

материала. На этих дисках расположена так называемая восьмерочная намотка, которая создает в них магнитные потоки, направленные от одного полюсного выступа к другому. При расположении дисков, когда эти потоки совпадают, общая индуктивность получается максимальной. При повороте ротора на 180° потоки будут противоположны и общая индуктивность — минимальной. В таком вариометре легко обеспечиваются равенство индуктивностей ротора и статора и сильная связь между ними, что необходимо для получения большого коэффициента перекрытия.

Ферровариометры. Вариометры с подвижным магнитным сердечником и неподвижной обмоткой, называемые ферровариометрами, особенно часто применяются в приемниках — почти на всех диапазонах вплоть до УКВ.

Ферровариометр состоит из цилиндрической катушки, внутрь которой вдвигается цилиндрический сердечник с высокой магнитной проницаемостью — из альсифера ФИ-25 или феррита. Длина сердечника выбирается в 5—10 раз больше его диаметра, который близок к диаметру катушки, так что $D - D_c = 0,5 \div 1,0$ мм. Коэффициент

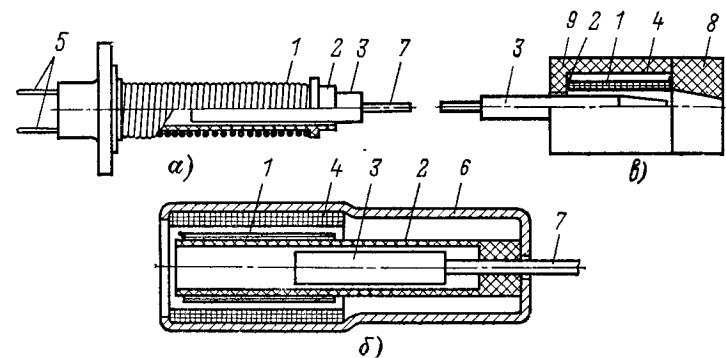


Рис. 4-41. Ферровариометры.

a — с незранированными катушками; *б* — с магнитными и металлическими экранами, *в* — с большим перекрытием; 1 — обмотка; 2 — каркас; 3 — подвижной цилиндрический сердечник; 4 — магнитный экран; 5 — выводы; 6 — металлический экран; 7 — тяга; 8 — ферритовый цилиндр с коническим отверстием; 9 — ферритовый стакан.

перекрытия при сердечнике из альсифера достигает 10—12, а при сердечнике из феррита 25—30 и более.

При экранировании коэффициент перекрытия ферровариометра уменьшается примерно на 50%. Ослабить это влияние можно, поместив между экраном и обмоткой цилиндр или стержни из магнитного материала, например феррита.

Устройство простейших ферровариометров, применяемых в автомобильных приемниках, приведено на рис. 4-41, *a* и *б*. Особенно большие изменения индуктивности можно получить при сочетании перемещения цилиндрического сердечника и изменения немагнитного зазора (рис. 4-41, *в*). Вариометр состоит из полого цилиндрического стакана, составленного из двух частей 8 и 9, внутри которого расположена обмотка 1 и подвижной цилиндрический сердеч-

ник 3. При перемещении этого сердечника слева направо будет происходить увеличение индуктивности; сначала за счет непосредственного влияния магнитного сердечника, а когда коническая часть сердечника войдет в коническое отверстие цилиндра 8, — за счет изменения зазора. При использовании для цилиндра и сердечника феррита 600НН возможно изменение индуктивности в 85 раз.

Ферровариометры могут механически сопрягаться для одновременной настройки нескольких контуров. На рис. 4-42 показаны схематические конструкции двухконтурных агре-

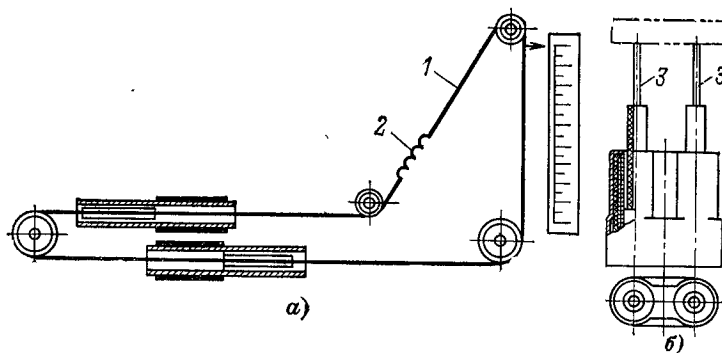


Рис. 4-42. Агрегаты настройки с ферровариометрами с гибкой (*a*) и жесткой (*б*) связью.

1 — шнур; 2 — натяжная пружина; 3 — тяги.

гатов настройки. Электрическое сопряжение достигается применением или сердечников различных диаметров, или катушек с различным расположением витков.

Значительные пределы изменения индуктивности могут быть получены в катушках с сердечниками из специальных сортов феррита путем воздействия на последний постоянным магнитным полем за счет подмагничивания сердечника специальной (управляющей) обмоткой¹.

Конструктивно контурная и управляющая обмотки должны быть выполнены так, чтобы во избежание вносимых потерь была исключена какая-либо связь между ними. Для этого контурную катушку образуют двумя обмотками, намотанными на двух кольцевых сердечниках, с противо-

¹ Известны конструкции таких ферровариометров с подвижным постоянным магнитом.

положными направлениями намотки. Сердечники складывают вместе, а обмотки соединяют последовательно или параллельно в зависимости от диапазона. Управляющую обмотку наматывают на оба сложенных сердечника. Число ее витков выбирают, исходя из необходимой напряженности поля и желаемого тока подмагничивания. Величина этого тока регулируется резистором переменного сопротивления. Ферровариометры, основанные на этом принципе, могут изменять индуктивность до 100 раз.

Вариометры с немагнитными сердечниками. Такие вариометры особенно широко применяются для настройки кон-

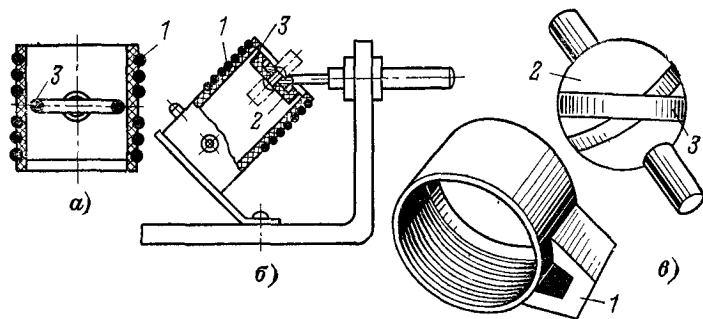


Рис. 4-43. Вариометры с короткозамкнутым витком.

1 — статор; 2 — ротор; 3 — короткозамкнутый виток.

туров УКВ. Их конструкция практически не отличается от конструкции ферровариометров с выдвижным сердечником, лишь магнитный сердечник заменяется немагнитным — из меди, латуни или алюминия.

Вариометр с немагнитным сердечником также может быть сделан в виде катушки, внутри которой вращается короткозамкнутый виток, имеющий индуктивность L_n (рис. 4-43, а). Изменение положения этого витка изменяет вносимое в катушку реактивное сопротивление. Коэффициент перекрытия такого вариометра равен:

$$k_L = 1 + \frac{\Delta L_{\text{макс}}}{L} = 1 + k_{\text{макс}}^2,$$

т. е. не зависит от индуктивности витка, а определяется коэффициентом связи между витком и статором. Поэтому виток можно заменить диском. Индуктивность витка и коэф-

фициент связи вычисляются по формулам, приведенным выше. Одна из возможных конструкций, изменяющая индуктивность на 30—50%, приведена на рис. 4-43, б. Достоинством таких вариометров является отсутствие скользящего контакта.

Для расширения углового диапазона до 180° и получения прямочастотного закона настройки ротор делают в виде шара, на поверхности которого наносят один или два короткозамкнутых витка. Ось вращения ротора располагается под углом 45° к оси статора. Добротность вариометра при частоте 3—4 МГц и индуктивности 4—6 мкГ составляет 130—150; угловой диапазон равен 230° . Точный расчет таких вариометров неизвестен. Конструкция основных деталей показана на рис. 4-43, в.

Вариометры с короткозамкнутым витком весьма стабильны, поэтому они часто применяются в задающих каскадах передатчиков. В приемниках иногда применяется настройка при помощи диска из немагнитного материала, перемещаемого около поверхности плоской катушки. В передатчиках с помощью таких дисков или короткозамкнутых витков из толстого провода иногда производят точную подгонку индуктивности цилиндрических катушек.

На качество вариометра значительное влияние оказывают токосъемы и подшипники, конструкция которых во многом аналогична конструкции таких же элементов конденсаторов переменной емкости (§ 3-6).

4-12. СТАБИЛЬНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Рассмотрим вопросы, связанные со стабильностью параметров катушки индуктивности при изменении температуры и влажности.

Температурная стабильность. Изменение индуктивности под влиянием температуры вызывается следующими основными причинами: температурными изменениями линейных размеров (диаметра и длины), изменением действующего диаметра намотки вследствие перераспределения тока по сечению провода, изменения собственной емкости и изменением влияния экрана. Общий ТКИ катушки определяется совместным действием всех перечисленных факторов [1-14]. Рассмотрим каждый из этих факторов.

Известно, что индуктивность катушки определяется ее размерами D и l , которые изменяются под влиянием температуры. Выражение для составляющей ТКИ катушки,

вызываемой температурными изменениями линейных размеров (геометрическая составляющая ТКИ), имеет вид:

$$\alpha_{Lr} = \alpha_D + (\alpha_D - \alpha_l) \frac{1}{1 + k \frac{D}{l}}, \quad (4-74)$$

где α_D — коэффициент линейного расширения диаметра; α_l — коэффициент линейного расширения длины и $k = 0,37 \div 0,45$ — коэффициент, зависящий от отношения l/D катушки. Меньшие значения этого коэффициента соответствуют более коротким катушкам.

В катушках с осажженной или горячей намоткой витки прочно скреплены с поверхностью каркаса, поэтому $\alpha_D = \alpha_l = \alpha$. При этом $\alpha_{Lr} = \alpha$, т. е. геометрическая составляющая ТКИ такой катушки полностью определяется коэффициентом линейного расширения каркаса.

Для ее уменьшения следует делать каркасы из радиотехнической керамики типа В с малым значением коэффициента линейного расширения, например из ультрамарфора, а в исключительных случаях (например, для точной и высокостабильной РЭА) — из плавленного кварца. Каркасы из органических диэлектриков непригодны для изготовления стабильных катушек. Практически величина геометрической составляющей равна $\alpha_{Lr} = (5 \div 10) \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$.

В катушках с холодной намоткой провод непрочно скреплен с каркасом катушки. Поэтому приближенно можно принять, что значение α_D определяется коэффициентом линейного расширения материала провода, а α_l — коэффициентом линейного расширения материала каркаса. Обычно $\alpha_D > \alpha_l$, поэтому при многократном изменении температуры между проводом и поверхностью каркаса образуются зазоры, вызывающие необратимые изменения индуктивности. Катушки такого типа нестабильны.

В катушках с бескаркасной намоткой α_D и α_l определяются коэффициентом линейного расширения провода $\alpha_{пр}$, т. е. $\alpha_{Lr} \approx \alpha_{пр}$. Из-за наличия упругих сил, возникающих в проводе при его свертывании в спираль, ТКИ таких катушек неустойчив и может достигать больших значений.

Вторая составляющая полного ТКИ катушки вызывается изменением площади проводящего ток сечения провода.

Выше было сказано, что в катушке ток высокой частоты протекает лишь по частям сечения проводника, имеющим

форму луночек, обращенных выпуклой стороной внутрь катушки. Размеры этих луночек (при постоянной частоте) зависят от глубины проникновения тока, определяемой удельным электросопротивлением проводника, поэтому они зависят от температуры (рис. 4-44). Действующий диаметр катушки определяется размерами луночек. При повышении температуры действующий диаметр (следовательно, и индуктивность) катушки увеличивается, а при понижении уменьшается. Поэтому действующий диаметр D' соответствует более высокой температуре, чем действующий диаметр D'' . Составляющая ТКИ, обусловленная этим явлением, равна:

$$\alpha_{Lv} = \frac{\nu}{Q} \cdot 10^{-6}, \quad (4-75)$$

где ν — коэффициент, равный для катушек с плоским проводом 1000—1500, а для катушек с круглым проводом — 2000 (при $z \geq 10$).

Для ослабления рассмотренных явлений применяют намотку с шагом из тонкого провода или из ленты, при которых эффект близости проявляется слабее. В таких катушках $\alpha_{Lv} = (2 \div 5) \cdot 10^{-6} \text{ 1/}^\circ\text{C}$, т. е. меньше составляющей ТКИ за счет теплового расширения.

Третья составляющая температурной нестабильности катушки вызывается изменением собственной емкости от изменения размеров каркаса, шага намотки и диэлектрической проницаемости каркаса. Так как собственная емкость катушки входит в полную емкость контура, то ее изменение сопровождается соответствующим изменением частоты.

Изменение диаметра каркаса и шага намотки от температуры мало влияет на величину собственной емкости: при $\tau \geq 4d$ с этим изменением можно практически не считаться. Основной причиной, вызывающей изменение собственной емкости, является изменение диэлектрической проницаемости каркаса. Соответствующая составляющая ТКЕ контура будет равна:

$$\alpha_{LC} = \alpha_{\epsilon} \frac{C_{0д}}{C}, \quad (4-76)$$

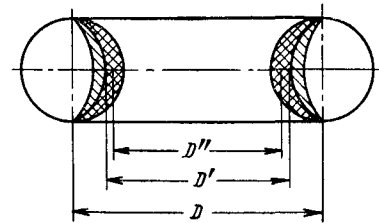


Рис. 4-44. Зависимость действующего диаметра катушки от температуры.

где α_e — ТКДП материала каркаса: $C_{од}$ — емкость через диэлектрик: C — полная емкость контура.

Для уменьшения этой составляющей увеличивают емкость контура и применяют нанесенную намотку, витки которой расположены на ребре нарезных каркасов. При намотке круглым проводом применяют гладкие каркасы из диэлектриков с малым значением температурного коэффициента диэлектрической проницаемости, например из стеатита и ультрафарфора, а в исключительных случаях — из плавяного кварца. При этом получается $\alpha_{LC} = (1 \div 2) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. При расположении витков в пазе нарезных каркасов или на каркасах из органических диэлектриков значение этой составляющей ТКЕ возрастает.

Необходимо отметить, что при работе катушки вблизи ее собственной частоты составляющая ТКЕ за счет собственной емкости резко возрастает и может быть в несколько раз выше указанного значения.

Воздействие температуры на экранированную катушку вызывает изменение размеров экрана и катушки, а также изменение влияния экрана на распределение тока по сечению провода.

Составляющая ТКИ, обусловленная непосредственным влиянием экрана на индуктивность, определяется следующим образом:

$$\alpha_{L_s} \approx (\alpha_s - \alpha_D) \frac{3\eta D^3}{D_s^3 - \eta D^3}, \quad (4-77)$$

где α_s — коэффициент линейного расширения экрана: α_D — коэффициент линейного расширения диаметра катушки. Значения коэффициента η определяются по графику рис. 4-26.

При обычных медных или алюминиевых экранах эта составляющая ТКИ может достигать $(20 \div 40) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. Для ее уменьшения до $(4 \div 10) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ экран делают из материалов с малым значением α_s , например из инвара, металлизированной высокочастотной керамики, а отношение D_s/D выбирают примерно 2,5—3 и выше.

Составляющая ТКИ, обусловленная влиянием экрана на распределение тока по сечению провода, в большинстве случаев мало влияет на полный ТКИ катушки и может не учитываться.

Катушки с магнитными сердечниками отличаются невысокой температурной стабильностью, определяемой как свойствами магнитного материала, так и способом намотки. Ориен-

тировочно можно считать, что составляющая ТКИ, обусловленная сердечником, равна:

$$\alpha_{L_\mu} = k_\mu \alpha_\mu. \quad (4-78)$$

Поэтому сердечники с высоким коэффициентом использования магнитной проницаемости k_μ , например кольцевые, броневые и т. п., отличаются невысокой стабильностью. Обычно ТКИ катушек на броневых сердечниках без зазора из карбонильного железа составляет $(60 \div 100) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$, а из ферритов $(250 \div 300) 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. ТКИ катушек на сердечниках с зазором несколько меньше. При малых зазорах имеем:

$$\alpha'_{L_\mu} = \frac{\alpha_{L_\mu}}{1 + \frac{l_s}{l_c} (\mu - 1)}. \quad (4-79)$$

ТКИ катушек без сердечников может быть понижен в 1,5—2 раза при помощи самокомпенсации. Существует ряд методов получения самокомпенсации. Например, внутри катушки помещают немагнитный (медный, алюминиевый) сердечник 1 (рис. 4-45), который при повышении температуры приближается к крайним виткам и уменьшает индуктивность катушки. При этом коэффициент линейного расширения сердечника должен быть больше коэффициента расширения каркаса. Такая самокомпенсация уменьшает индуктивность и добротность катушки и при недостаточно тщательном выполнении может увеличить КТНИ. В катушках пониженной стабильности, например многослойных, самокомпенсацию возможно осуществить при помощи магнитных сердечников из альсифера, имеющего отрицательный ТКМП.

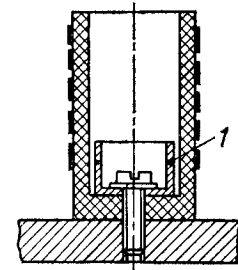


Рис. 4-45. Катушка с самокомпенсацией.

Стабильность частоты генератора в сильной степени зависит от добротности катушки и ее стабильности, так как она влияет на частоту контура и на режим работы. Установлено, что добротность катушки изменяется примерно на 10% на каждые 30°C изменения температуры. Это влияние проявляется тем сильнее, чем выше частота, меньше добротность катушки, меньше крутизна характеристики лампы генератора и больше емкость сетка — катод. Поэтому оно наиболее сильно сказывается на УКВ.

Влагостойкость. Защита катушек от влаги осуществляется применением негигроскопичных материалов (например, керамики, эмалей), пропиткой и покрытием (обволакиванием) катушки негигроскопичными составами, а также герметизацией. Для пропитки применяют церезин, парафин, полистирол и различные компаунды с малой диэлектрической проницаемостью и низкими потерями ($\operatorname{tg} \delta \leq 10 \times 10^{-4}$), для обволакивания — преимущественно компаунды. Пропитка несколько увеличивает собственную емкость и диэлектрические потери и понижает стабильность катушки; покрытие почти не влияет на эти параметры. Основные данные материалов, применяемых для пропитки и покрытия, приведены в приложении (см. табл. П-19).

4-13. ДРОССЕЛИ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Дросселем высокой частоты называют катушку, включаемую в электрическую цепь для преграждения пути токам высокой частоты. В некоторых случаях дросселем называют катушку, включаемую в усилительные каскады для получения частотной или фазовой коррекции.

Упрощенная эквивалентная схема дросселя в виде параллельного колебательного контура представлена на рис. 4-46, а. Здесь $L_{др}$ — индуктивность дросселя, $r_{др}$ — его активное сопротивление и C_0 — собственная емкость. На резонансной частоте при

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{др}C_0}}$$

полное сопротивление дросселя активно и максимально, однако оно резко меняется с изменением частоты.

Для частот ниже резонансной полное сопротивление дросселя, приблизительно равное $\omega L_{др}$, имеет индуктивный характер. Достаточно большое сопротивление получается при относительно небольшой индуктивности, т. е. при сравнительно малом числе витков, небольших размерах и низком сопротивлении постоянному току. Такой дроссель применяют для фильтрации в цепях питания («фильтровые» дроссели). Различные потери — в экранах, сердечниках и т. п. — лишь увеличивают полное сопротивление фильтрового дросселя, ослабляют резонансные явления и мало сказываются на его действии. Это делает целесообразным применение в нем сердечников из магни-

тодиэлектриков, ферритов и даже из электротехнических сталей. Не предъявляется строгих требований и к величине собственной емкости.

Дроссели для схем параллельного питания («анодные» дроссели) подключаются параллельно контуру. Поэтому для уменьшения шунтирующего действия необходимо, чтобы $L_{др} = (50 \div 100) L_{к}$. Если собственная емкость при этом будет настолько мала, что резонансная частота окажется ниже минимальной частоты контура, параллельно

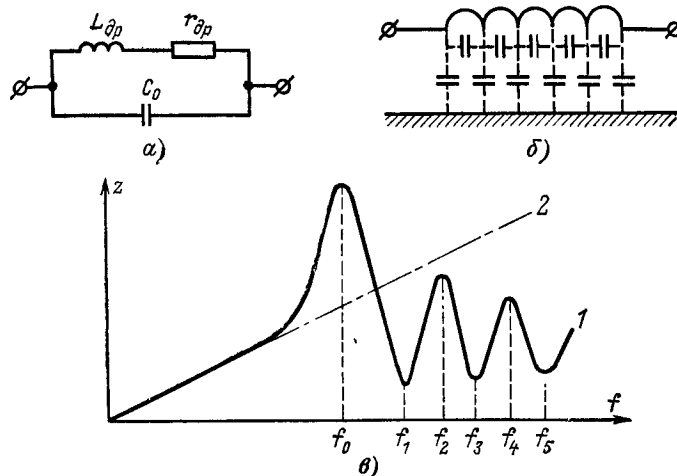


Рис. 4-46. Эквивалентные схемы (а и б), частотная характеристика (в) дросселя высокой частоты.

1 — частотная характеристика; 2 — зависимость $\omega L_{др}$.

которому включен дроссель, то полное сопротивление дросселя будет иметь емкостный характер, равное $1/\omega C_0$; оно зависит не от величины индуктивности, а от величины собственной емкости, которая поэтому должна быть достаточно мала. Обычно $f_{к,макс} = (1,1 \div 1,2) f_0$.

Дроссели такого типа имеют много витков и достаточно большое сопротивление постоянному току; потери в них влияют на параметры контура, параллельно которому подключен дроссель.

Сопротивление, вносимое в контур потерями в проводнике дросселя, равно:

$$r_{вн. др} = r_{др} \left(\frac{L_{к}}{L_{др}} \right)^2, \quad (4-80)$$

где $r_{др}$ и $L_{др}$ — активное сопротивление и индуктивность дросселя, а L_k — индуктивность контура.

Сопротивление, вносимое в контур диэлектрическими потерями в дросселе, определяется следующим образом:

$$r_{ви. др} = \operatorname{tg} \delta C_0 L_k^2 \omega^3, \quad (4-81)$$

где $C_{0др}$ — составляющая собственной емкости дросселя через диэлектрик, а $\operatorname{tg} \delta$ — тангенс угла потерь материала каркаса дросселя или изоляции провода. С учетом влияния дросселя индуктивность и добротность контура будут соответственно равны:

$$L_э = \frac{L_k L_{др}}{L_k + L_{др}};$$

$$Q_э = \frac{Q_k Q_{др} (L_k + L_{др})}{Q_k L_k + Q_{др} L_{др}}.$$

При работе дросселя на собственной частоте f_0 его полное сопротивление активно и имеет максимальное значение, однако знак и величина полного сопротивления резко меняются при изменении частоты, поэтому настроенные дроссели имеют ограниченное применение.

Для более подробного исследования свойств дросселя в широком диапазоне его следует рассматривать как сложную систему с распределенными постоянными (рис. 4-46, б), в которой возникают как параллельные f_2, f_4 , так и последовательные f_1 и f_3 резонансы. Последовательные резонансы возникают в контурах, образованных одной или несколькими секциями дросселя и паразитными емкостями на корпус. На частотах последовательных резонансов сопротивление дросселя резко падает и его нормальное действие нарушается.

Примерная частотная характеристика такого дросселя изображена на рис. 4-46, в. На этой характеристике f_0 — собственная частота дросселя, а f_1 — частота первого последовательного резонанса, называемая критической частотой. На этой частоте сопротивление дросселя мало и, например, при работе в достаточно мощных генераторах дроссель может перегореть. Поэтому для нормальной работы дросселя необходимо, чтобы его критическая частота была выше максимальной частоты рабочего диапазона. Это достигается уменьшением паразитных емкостей и разделением обмотки на ряд неравных секций, причем наибольшую индуктивность должна иметь секция, наиболее удаленная от корпуса.

Конструктивно дроссели выполняются в виде однослойной или многослойной катушки. Дроссели для длинных и средних волн составляют из 5—10 узких ($l = 1,5 \div 2,5$ мм) катушек, имеющих универсальную намотку проводом марки ПЭ и ПЭЛШО, дроссели среднего качества обычно имеют простую многослойную намотку, отдельные секции которой наматываются в узкие пазы на каркасе из пластмассы. Для уменьшения собственной емкости диаметр намотки делают равным 5—10 мм; общая длина намотки обычно в 4—5 раз превышает ее диаметр.

Дроссели для коротких и метровых волн обычно имеют сплошную однослойную или секционную или секционную многослойную намотку; дроссели для диапазона дециметровых волн имеют обмотки с равномерным или переменным, т. е. так называемым прогрессивным, шагом. В качестве каркаса часто используются керамические стержни от непроволочных резисторов ВС-0,5 — ВС-1,0. Дроссели с небольшим числом витков (5—8) диаметром 2,5—3,0 мм делают обычно бескаркасными.

Корректирующие дроссели представляют собой узкую катушку (2—4 мм), намотанную на стандартном керамическом каркасе от резисторов ВС-0,25 — ВС-0,5.

Малогобаритные дроссели выполняют на цилиндрических или трубчатых сердечниках из ферритов марок 400НН—700НН, 1000НМЗ диаметром 3,0—3,5 мм и длиной 6—14 мм. Обмотка из провода диаметром 0,06—0,1 мм укладывается непосредственно на сердечник, что обеспечивает хорошие условия охлаждения. Поэтому плотность тока может быть резко увеличена¹ до 50—70 А/мм². Обмотка выполняется или однослойной или многослойной подразделенной на две—три секции. Унифицированный комплект таких дросселей (тип ДВА) имеет индуктивность от 5 до 2000 мкГ, сопротивление 0,75—55 Ом, собственную емкость от 1,5—2 (при однослойной обмотке) до 6—8 пФ (при трехслойной обмотке), добротность 20—60.

Особенностью дросселей с сердечниками является ослабление резонансных явлений и расширение рабочего диапазона. Это объясняется тем, что сердечник вносит большие потери, и тем, что с повышением частоты уменьшается

¹ При таких нагрузках необходимо производить проверку провода по току плавления. Для тонких ($d \leq 0,2$ мм) медных проводов

$$I_{пл} = (d - 0,005)/0,034$$

Здесь d — в миллиметрах, а $I_{пл}$ — в амперах.

диэлектрическая проницаемость феррита, а на частотах выше критической — магнитная проницаемость. Поэтому собственная частота дросселя становится зависимой от частоты приложенного напряжения, что исключает резонансные явления в значительно более широком диапазоне частот по сравнению с дросселем без сердечников. Диаметр сердечника 3—5 мм. Следует учесть, что ферриты имеют высокую диэлектрическую проницаемость, которая резко (до 30 раз) увеличивает собственную емкость и при подмагничивании быстро насыщается. Это ограничивает области их применения в цепях питания.

Для фильтрации в цепях питания на частотах 10—100 МГц возможно изготовление дросселя в виде прямолинейного проводника, проходящего через ферритовую втулку — «бусинку». Увеличение индуктивности такого дросселя по сравнению с прямолинейным проводом пропорционально длине ферритовой втулки, магнитной проницаемости и отношению наружного диаметра втулки к диаметру проводника. Например, втулка длиной 1 см с отношением диаметров, равным трем, увеличивает индуктивность проводника на 100—1000 нГ.

Внешний вид и конструкция различных дросселей показаны на рис. 4-47.

Расчет дросселей заключается в определении индуктивности числа витков, собственной емкости и сопротивления.

Индуктивность дросселей для схем параллельного питания выбирается в 50—100 раз больше индуктивности контура. Индуктивность дросселей цепей питания может быть ориентировочно выбрана по табл. 4-12.

Таблица 4-12

Индуктивность дросселей питания

f , МГц	До 0,5	1	5	10	
$L_{др}$, мкГ	$(1 \div 10) 10^3$	250—1500	80—400	3—150	
f , МГц	20	50	100	200	500
$L_{др}$, мкГ	15—80	4—24	1,7—8	0,6—2,5	0,15—0,4

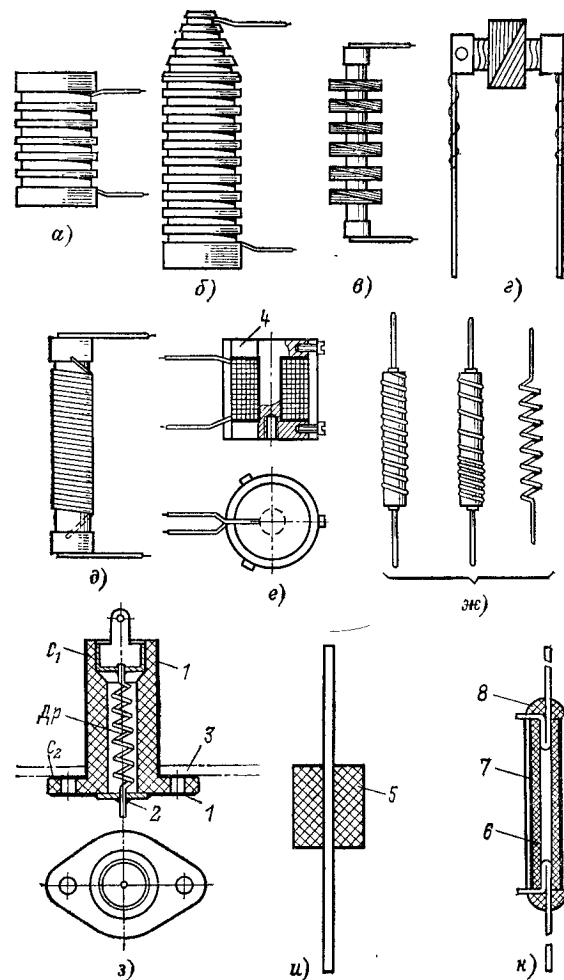


Рис. 4-47. Устройство дросселей высокой частоты.

а — для длинных волн; б — для широкого диапазона (длинные и средние волны); в — для средних волн; г — корректирующий; д — для коротких волн; е — дроссель цепей питания со стальным сердечником; ж — дроссели для УКВ; з — фильтр питания УКВ; и — дроссель с ферритовой втулкой; к — дроссель с ферритовым сердечником; 1 — металлизация; 2 — пайка; 3 — шасси; 4 — разрез; 5 — ферритовая втулка; 6 — ферритовый сердечник; 7 — обмотка; 8 — проходной изолятор — бусинка.

21

Меньшие значения индуктивности относятся к дросселям накала.

Диаметр провода выбирается исходя из допустимой плотности тока, равной 2—3 А/мм²; падение напряжения на дросселе накала допускается на 10—15% напряжения питания; удельная поверхность охлаждения должна быть равна 5—10 см²/Вт.

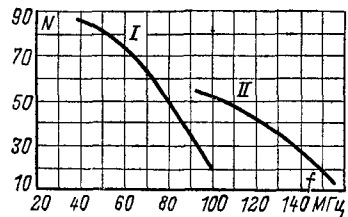


Рис. 4-48. Графики для расчета дросселей УКВ.

Расчет числа витков дросселя производится обычными методами расчета катушек индуктивности. Для определения числа витков дросселей УКВ можно воспользоваться графиками на рис. 4-48, где кривая I относится к дросселю с диаметром намотки 10 мм и длиной 20 мм, а кривая II — к дросселю с диаметром намотки 5,5 мм и длиной 12 мм. Диаметр провода в обоих случаях равен 0,17 мм.

Для очень приближенного расчета длины провода фильтрового дросселя может служить такое соотношение:

$$l = \frac{\lambda}{3,2}, \quad (4-82)$$

где l — длина провода, см; λ — длина волны, см.

При расчете дросселей с цилиндрическими сердечниками из ферритов следует учесть, что относительная проницаемость сердечника мало зависит от начальной проницаемости феррита. Так, например,

μ_n	20	40	100	600	1000
$\mu_{отн}$	1,0	1,45	1,65	2,4	2,9

4-14. ПЕЧАТНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Печатные катушки индуктивности представляют собой плоскую многovitkovую спираль, расположенную на печатной плате. Спираль может иметь круглую, овальную, квадратную или какую-либо другую, даже неправильную форму, определяемую удобством ее расположения на печатной плате (рис. 4-49). В некоторых случаях используют печатные катушки цилиндрической формы, нанесенные, например, непосредственно на баллон лампы [1-7, 2-10].

Ширина печатного проводника в основном определяется технологическими соображениями. Обычно она лежит в пределах 0,5—1 мм. Более узкие проводники используются

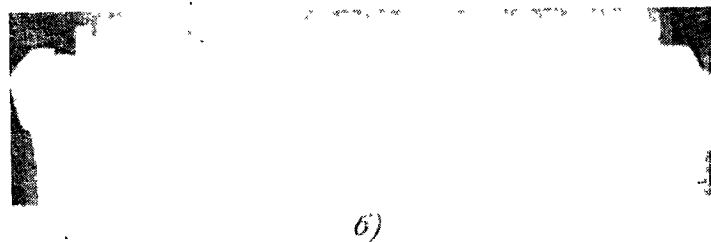
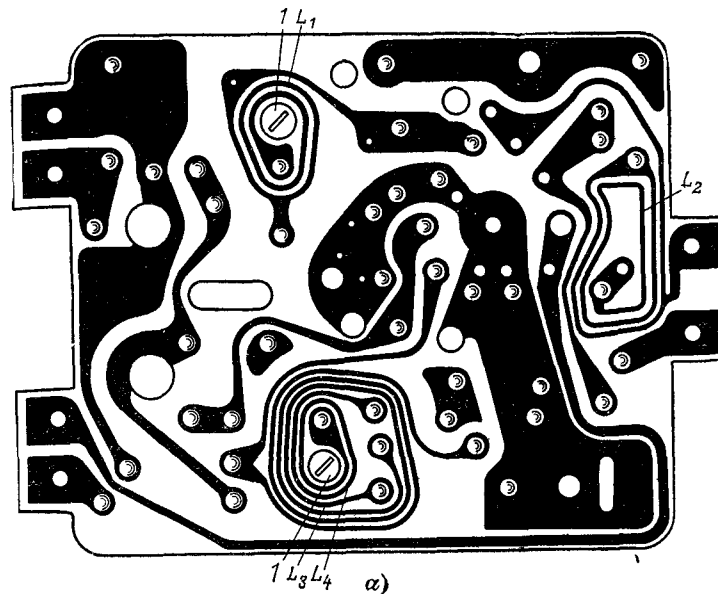


Рис. 4-49. Печатные катушки.

а — печатная плата блока УКВ приемника; 1 — подстроечник; б — печатная плата переключателя телевизионных каналов.

В многovitковых катушках, а более широкие — в мало-витковых. Толщина проводника должна быть около 30—40 мкм. Опыт показывает, что при более тонких проводниках понижается добротность катушки, а увеличение толщины практически на добротность не влияет.

Площадь, занимаемая катушкой на печатной плате, пропорциональна ее индуктивности. Максимальная индуктивность, которую может иметь печатная катушка допустимых размеров, т. е. диаметром не более 4—5 см, составляет 7—10 мкГ; при использовании очень узких проводников может быть получена индуктивность до 50 мкГ. Поэтому практический интерес представляют методы увеличения

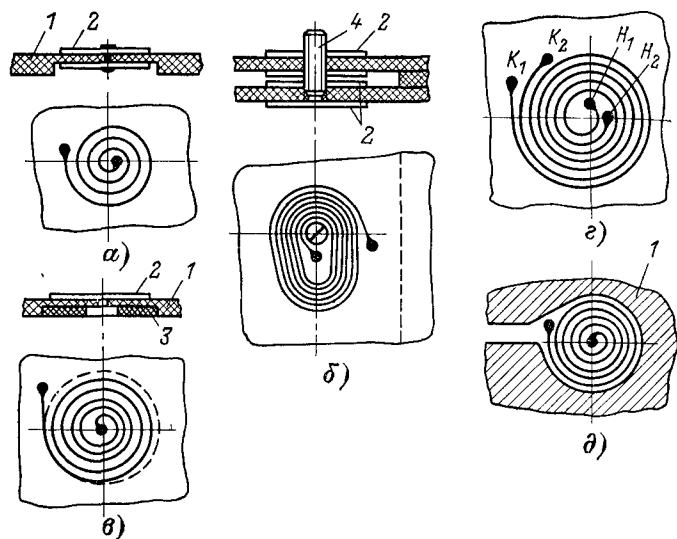


Рис. 4-50. Печатные катушки.

a, б и в — способы увеличения индуктивности; *1* — печатная плата; *2* — спираль (катушка); *3* — диск из магнитного материала; *4* — подстроечник; *г* — связанные печатные катушки; *д* — экранирование печатной катушки; *1* — экранирующий слой.

индуктивности печатных катушек, не связанные с увеличением занимаемой ими площади.

Наиболее простым является изготовление катушки из двух одинаковых спиралей, расположенных соосно на обеих сторонах печатной платы (рис. 4-50, *a*). При последовательном согласном соединении таких спиралей общая индуктивность будет $L_{об} = 2L(1 + k)$. Если толщина печатной платы незначительна, то коэффициент связи $k \approx 1$, при этом $L_{об} \approx 4L$. Однако при таком расположении катушек сильно увеличиваются диэлектрические потери и понижается добротность. Кроме того, нанесение спиралей

на обеих сторонах печатной платы сопряжено с некоторыми технологическими трудностями.

Для значительного увеличения индуктивности применяют последовательное соединение ряда таких пар, расположенных на общем основании или на специальной навесной плате (рис. 4-50, *б*).

Другим способом увеличения индуктивности является использование дисков и сердечников из высокочастотных ферритов (рис. 4-50, *в*). Диск располагают на стороне печатной платы, противоположной расположению спирали, при этом он одновременно выполняет роль магнитного экрана. В некоторых случаях спираль печатают непосредственно на феррите, предварительно покрытом слоем изолирующего лака.

Исследования показывают, что при расположении ферритового диска с одной стороны печатной катушки индуктивность увеличивается максимально в 2 раза независимо от магнитной проницаемости диска. При расположении ферритовых дисков с обеих сторон печатной катушки индуктивность увеличивается в μ' раз, где

$$\mu' = \frac{2\mu_1\mu_2}{\mu_1 + \mu_2},$$

а μ_1 и μ_2 — магнитные проницаемости дисков. При $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, очевидно, $\mu' = \mu$.

Точность изготовления печатных катушек составляет примерно 2%. При необходимости подстройки индуктивности в небольших пределах используют цилиндрические подстроечники.

Индуктивная связь между печатными катушками может быть получена при их соосном расположении на обеих сторонах печатной платы. Кроме того, необходимую связь можно получить, расположив витки одной катушки между витками другой (рис. 4-50, *г*). При этом в случае одинаковых катушек коэффициент связи получается около единицы. Для его уменьшения катушку связи следует расположить на плате внутри основной катушки или уменьшить число ее витков.

Экранирование печатных катушек может быть осуществлено при помощи незамкнутых металлических поверхностей, расположенных около наружных витков и соединенных с общей точкой схемы, имеющей нулевой потенциал, — «землей» (рис. 4-50, *д*). Для устранения влияния

емкости на землю наружные витки также должны соединяться с «землей».

Расчет печатных катушек сводится к расчету индуктивности или числа витков. При расчете числа витков используется метод последовательного приближения, приведенный в § 4-4. Добротность печатных катушек не поддается точному расчету. Она зависит от свойств печатного проводника, диэлектрических свойств печатной платы и размеров катушки. Для получения достаточно высокой добротности размеры печатных проводников должны быть не менее ранее указанных, внутренний диаметр катушки — не менее 1 см и отношение размеров $D_n/D_{вн} \leq 3$ и $t/D_{ср} = 0,4 \div 0,7$.

Практически при современных методах печати добротность печатных катушек на частотах до 10—30 МГц достигает 100—130. Некоторые основные параметры печатных катушек индуктивности приведены в табл. 4-13.

Таблица 4-13

Печатные катушки индуктивности

Индуктивность, мкГ	Добротность	Число витков	Наружный диаметр, мм	Ширина проводника, мм	Материал основания
5,6	96	14	45	1,0	Гетинакс
3,7	92	13	30	0,5	Гетинакс
4,85	85	15	30	0,75	Пластмасса К-114-36
2,8	75	12	20	0,5	Пластмасса К-114-36
1,35	100	8	30	1,5	Пластмасса К-114-36
2,8	80	14	20	0,5	Стеклотекстолит
1,35	120	9	30	1,5	Стеклотекстолит
2,8	100	15	20	0,5	Фторопласт-4
1,25	125	8	30	1,5	Фторопласт-4

4-15. КОНСТРУКЦИЯ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Конструкция катушек должна удовлетворять требованиям технологичности, соответствовать условиям производства, иметь минимальную стоимость при удовлетворении заданных электрических и эксплуатационных требований.

По конструктивному оформлению катушки могут быть разделены на следующие группы: 1) незащищенные (откры-

тые), т. е. катушки, обмотка которых не защищена ни от механических, ни от климатических воздействий; 2) частично защищенные, защита обмотки которых осуществлена облакиванием, пропиткой или опрессовкой; 3) защищенные в вакууме, герметизированные или негерметизированные.

Незащищенные катушки являются наиболее дешевыми, однако их можно применять лишь в полностью герметизированной РЭА или в РЭА, работающей в неизменных нормальных климатических условиях. Герметизированные катушки значительно дороже, но допускают использование в условиях высокой (до 98%) влажности и пониженного атмосферного давления.

Рассмотрим некоторые элементы, определяющие конструкцию катушки.

Каркас. Каркас катушки в значительной степени определяет ее стоимость и электрические параметры.

Каркас должен быть удобным для намотки и крепления в приборе, обеспечивать устройство (распайку) выводов обмотки и надежную фиксацию положения подстроечника. Материал каркаса должен допускать применение прогрессивных технологических методов изготовления, быть дешевым, механически прочным, вносить малые потери, обладать необходимой теплостойкостью, малой влажностойкостью и большим коэффициентом линейного расширения.

В достаточной степени этим требованиям отвечают каркасы из полистирола, фенопластов, пресс-материалов типов АГ-4С, ДСВ-2Р-2М и им подобных. На пониженных частотах может оказаться целесообразным применение более дешевых каркасов из бакелизированных трубок.

Каркасы катушек с повышенными показателями, в частности с высокой стабильностью, следует делать из радиотехнической керамики типа В: на УКВ и КВ — из ультрафарфора и высокочастотного стеатита, а на длинных и средних волнах — из радиофарфора.

Размеры каркаса определяют по общим конструктивным соображениям и требуемой добротности, так как чем больше диаметр, тем выше добротность. Практически для однослойных катушек приемников $D = 6 \div 10$ мм, для катушек передатчиков малой мощности $D = 20 \div 60$ мм, для многослойных универсальных катушек $D_0 = 6 \div 13$ мм (но не выше 20—25 мм).

На рис. 4-51 изображены конструкции каркасов из пластмасс и керамики для катушек различного назначения.

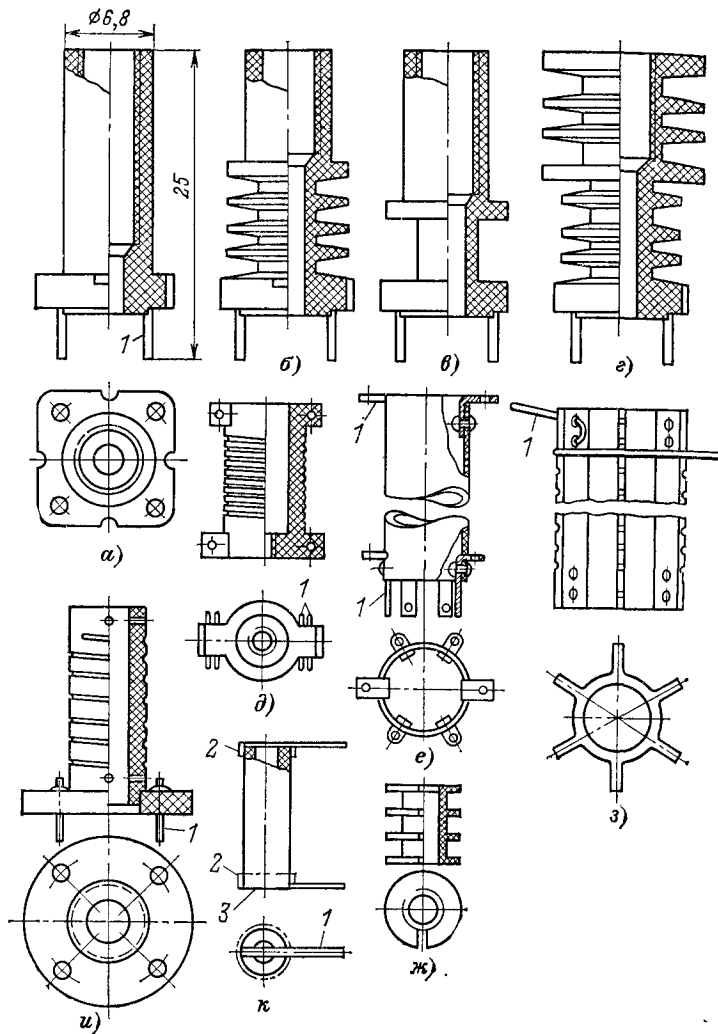


Рис. 4-51. Каркасы для цилиндрических катушек.

a — e — типовые каркасы для приемников длинных, средних и коротких волн (верхняя часть — для контурной катушки; нижняя — для катушки связи), *д* — каркас с нарезкой; *е* — из бакелизированной трубки, *ж* — для броневых сердечников типа СВ; *з* — керамический ребристый каркас; *и* — керамический с нарезкой; *к* — керамический для точных катушек; 1 — выводы; 2 — металлизация; 3 — пайка.

Выводы (контакты). Выводы в каркасах из пластмасс запрессовывают непосредственно в тело каркаса. Выводы в керамических каркасах делают в виде специальных хомутиков, штифтов или поясков металлизации, к которым присоединяется намоточный провод. При горячей намотке или намотке с натягом прочность крепления контакта должна соответствовать натяжению провода.

Намотка. Способ намотки определяется частотным диапазоном работы, размерами катушки и ее стабильностью. Катушки усилительных каскадов приемников при частотах до 500 кГц обычно имеют секционированную простую или универсальную намотку, а катушки для частот выше 1,5—2 МГц — однослойную намотку. На частотах 0,5—1,5 МГц может применяться как однослойная, так и многослойная намотка.

Способ намотки катушки с цилиндрическими сердечниками в основном определяется величиной индуктивности. При индуктивности примерно 1—2 мГ и более целесообразно применять секционированную многослойную или универсальную намотки, подразделенные на 3—5 секций, из провода диаметром 0,1—0,2 мм. При индуктивности 100—200 мкГ такую же намотку можно делать из литцендрата. При индуктивности 1—2 мкГ следует применять сплошную однослойную намотку из провода ПЭЛ, ПЭВ или ПЭШО диаметром 0,5—1,0 мм. Катушки с броневыми сердечниками чаще всего имеют секционированную намотку «кучей».

В передатчиках в основном применяются однослойные катушки. Стабильные катушки также имеют однослойную намотку, выполненную методом вжигания или «горячим» способом.

Для многослойных и однослойных катушек со сплошной намоткой применяются изолированные провода ПЭ, ПЭЛ, ПЭВ и ПЭШО, для катушек с шагом — неизолированный провод МГМ, покрытый слоем серебра.

Точность изготовленной индуктивности определяется допусками на размеры каркаса и провода, а также качеством намотки [1-35].

Можно показать, что относительное изменение индуктивности связано с относительным изменением размеров катушки следующим образом:

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{2 \Delta D}{D} + \frac{2 \Delta N}{N} - \frac{\Delta l}{l}. \quad (4-83)$$

Наибольшее влияние на разброс индуктивности оказывает неточность диаметра; поэтому допуск на его размер должен быть достаточно жестким. В многослойных катушках большое влияние оказывают плотность намотки и разброс диаметра провода по изоляции.

Практически точность изготовления индуктивности получается следующей: в катушках с многослойной намоткой 5—10%; со сплошной однослойной намоткой 3—5%; с однослойной намоткой с шагом на нарезном каркасе 1—3% и с осажденной намоткой 0,5—1%. В двух последних типах требуемая индуктивность получается с точностью, примерно равной точности изготовления диаметра каркаса.

Для уменьшения производственного разброса по индуктивности знаки допусков на линейные размеры следует выбирать так, чтобы отдельные слагаемые выражения (4-83) компенсировали друг друга.

Требования к точности получения заданной индуктивности определяются назначением катушки. В сопрягаемых контурах требуемая точность определяется количеством и добротностью контуров; обычно она составляет 0,2—0,5%, повышаясь при увеличении числа контуров и их добротности; точность несопрягаемых контуров может быть 1—3%; точность индуктивности контуров, определяющих градуировку, обуславливается точностью градуировки.

Катушки высокой точности, с разбросом 0,5% и менее, выполняют как с осажденной намоткой, так и с обмоткой из голого провода, намотанного горячим способом или с натяжением. Каркас должен быть из радиотехнической керамики с малым коэффициентом линейного расширения. Предпочтительнее гладкие каркасы, так как они обеспечивают меньшую собственную емкость и не создают необратимых явлений при климатических воздействиях. Для дополнительного закрепления витков намотку подвергают гальваническому меднению. Выводы в таких катушках выполняют в виде незамкнутых колец металлизации, нанесенных на торцах каркаса.

В большинстве случаев требуемая точность почти всегда выше той, которую можно получить при изготовлении катушек; поэтому катушки снабжаются приспособлением для подстройки, позволяющим изменять индуктивность в пределах $\pm 2 \div 15\%$.

Методы подстройки. Наиболее простой способ подстройки заключается в сматывании части витков. Несмотря на про-

стоу, он не технологичен; его иногда применяют лишь для подгонки многослойных катушек с большим числом витков.

В катушках с однослойной намоткой, выполненных с шагом из толстого провода, подгонку индуктивности в пределах $\pm 2 \div 5\%$ производят перемещением отвода. Этот способ особенно часто применяется в катушках, используемых для передатчиков.

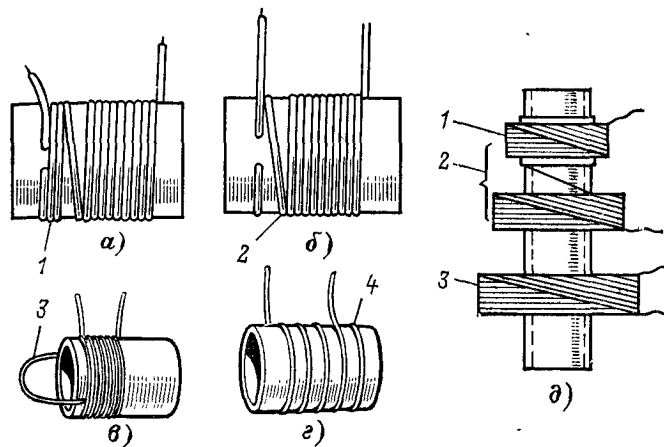


Рис. 4-52. Способы подстройки индуктивности.

a — б — однослойных катушек; *1* — отодвигаемая секция; *2* — отодвигаемый виток; *3* — отгибаемый виток; *4* — короткозамкнутое кольцо; *д* — многослойных катушек; *1* — подвижная секция; *3* — контурная катушка; *3* — катушка связи.

Подстройку однослойных катушек в пределах $\pm 2 \div 3\%$ производят отодвиганием крайних витков. Для этого три-четыре крайних витка выделяют в отдельную секцию, положение которой после регулировки закрепляют клеем (рис. 4-52). Увеличение числа витков секции мало сказывается на пределах регулировки. В катушках КВ и УКВ подстройка обычно производится отодвиганием или отгибанием лишь одного витка, перемещением короткозамкнутого кольца, магнитного или диэлектрического сердечника.

Многослойные катушки требуют значительно больших пределов подстройки. Для получения необходимой подстройки катушку делают секционированной и осуществляют подстройку перемещением дополнительной секции. Число витков подвижной катушки выбирается около 20—30%

общего числа витков; при этом пределы регулировки получаются равными $\pm 10 \div 15\%$.

Для подстройки особенно широко применяют магнитные и немагнитные сердечники подстроечника, которые значительно повышают точность регулировки.

Катушки связи. К ним относятся катушки связи с антенной, усилительным прибором и т. д. Во многих случаях к таким катушкам в отношении точности, стабильности и добротности предъявляются менее жесткие требования, чем к контурным, поэтому они могут наматываться из значительно более тонкого провода. Это уменьшает их размеры и ослабляет влияние массы металла катушки связи на контурную; катушки связи из толстых проводов могут существенно уменьшить индуктивность и добротность основного контура.

Значения коэффициента связи при различном взаимном расположении связанных катушек были приведены в § 4-7. При экранировании связь между катушками уменьшается.

Ослабить связь между коаксиальными катушками можно, или удалив их друг от друга, или расположив между ними короткозамкнутое кольцо; усилить связь между такими катушками можно, введя в них общий магнитный сердечник. Для получения переменной связи катушки делают раздвижными. Примером таких конструкций могут служить вариометры с взаимной индуктивностью (см. рис. 4-39), а также фильтры промежуточной частоты с регулируемой связью. На рис. 4-53 изображена конструкция фильтра с постоянной и переменной связью.

Выше отмечалось, что связь между катушками с замкнутым магнитным сердечником (броневой, кольцевой) получается весьма слабой. Для получения достаточно сильных связей часть витков одной катушки размещают на сердечнике другой (рис. 4-54, а). Для дискретного регулирования связи в дополнительной обмотке делают отводы (рис. 4-54, б).

Симметричные катушки. При намотке однослойных катушек обычными способами вывод средней точки не обеспечивает точного равенства обеих половин из-за неизбежного различия как их индуктивностей, так и емкостей их выводов относительно шасси. Для получения необходимой симметричности применяют специальные намотки: бифилярную и перекрестную (рис. 4-55).

Б и ф и л я р н а я намотка (рис. 4-55, а) выполняется проводом, сложенным вдвое, соединение концов обеих

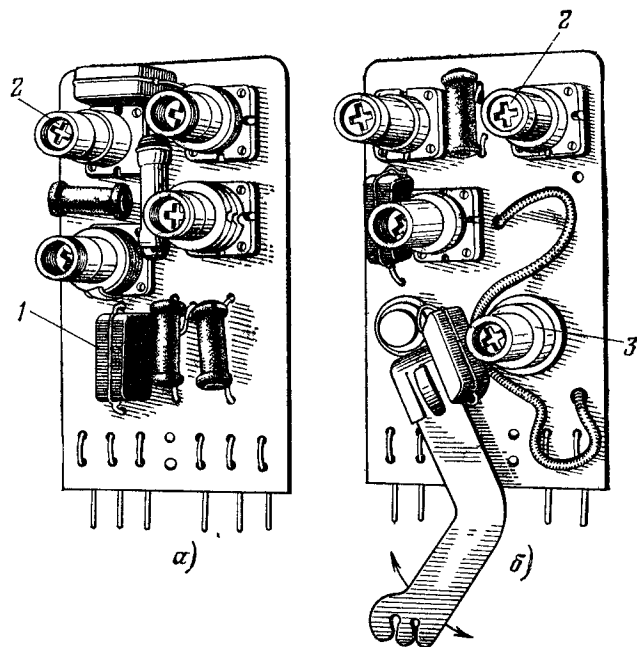


Рис. 4-53. Фильтры промежуточной частоты

а — с постоянной связью, б — с переменной связью, 1 — конденсаторы, 2 — подстроечник, 3 — подвижная катушка

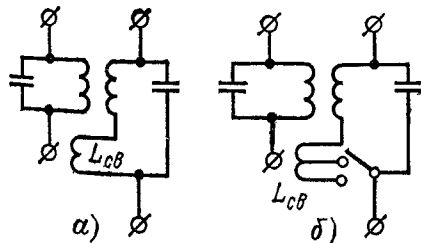


Рис 4-54 Схема связи катушек с замкнутыми сердечниками.

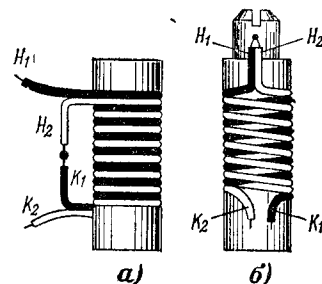


Рис 4-55 Катушки с симметричными намотками.

а — бифилярная, б — перекрестная

половин по чертежу обеспечивает необходимую симметрию. Катушки с такими намотками допускают настройку магнитными или немагнитными сердечниками без существенного нарушения симметрии.

Перекрестная намотка (рис. 4-55, б) сложнее в изготовлении, но обеспечивает более точное равенство обеих половин. Достоинством ее является возможность настройки катушек магнитным или немагнитным сердечником без нарушения симметрии.

Применяются такие обмотки для катушек связи с симметричным фидером, для контуров дискриминаторов и т. п.

Симметричные многослойные обмотки обычно выполняются в виде двух равных многослойных катушек.

Катушки УКВ. Катушки для частот до 60—80 МГц обычно имеют каркас диаметром 5—20 мм из ультрафарфора, стеатита, полистирола, пресс-материала ДСВ-2Р-2М и т. п. Намотка выполняется из провода холодным или горячим способом, нанесением (вжиганием) витков или путем литья под давлением в зависимости от требований к стабильности. При необходимости катушки снабжают магнитным или немагнитным сердечником и экранируют обычными экранами. Типы катушек этого диапазона показаны на рис. 4-56.

Катушки для частот выше 100 МГц имеют всего один — три витка, поэтому их обычно делают бескаркасными (кроме стабильных катушек) или в виде двухпроводной линии (петли). Индуктивность контура для частот 500—800 МГц может быть выполнена в виде отрезка прямолинейного провода соответствующей длины.

Катушки приемников выполняют из провода круглого сечения диаметром 1—1,5 мм, катушки передатчиков — из плоской ленты шириной 2—5 мм. Для уменьшения потерь проводники покрывают слоем серебра. Конструкции применяемых катушек показаны на рис. 4-57, а, б и в. Там же показаны катушки, состоящие из одного витка, применяемые на более высоких частотах (рис. 4-57, г и д).

На частотах выше 200 МГц применяются катушки из трубчатого проводника, позволяющие существенно упростить конструкцию каскадов. Такая катушка для частот 200—215 МГц показана на рис. 4-58. Катушка изготовлена из медной посеребренной трубки диаметром около 3 мм и имеет четыре витка диаметром 10 мм. Емкостью контура являются междуэлектродные емкости лампы, а настройка производится при помощи посеребренного медного серд-

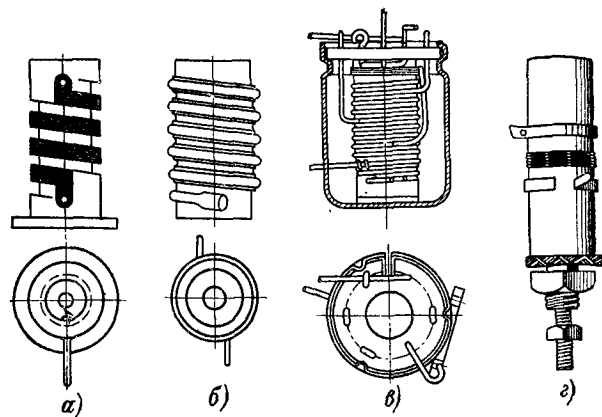


Рис. 4-56. Катушки для метровых волн.

а — с осажженной по ребру нарезки намоткой; б — с витками, изготовленными отливкой под давлением; в — экранированная катушка ($L = 1,26$ мкГ) с холодной или горячей намоткой; г — с магнитным или немагнитным сердечником (контур промежуточной частоты для 60—100 МГц).

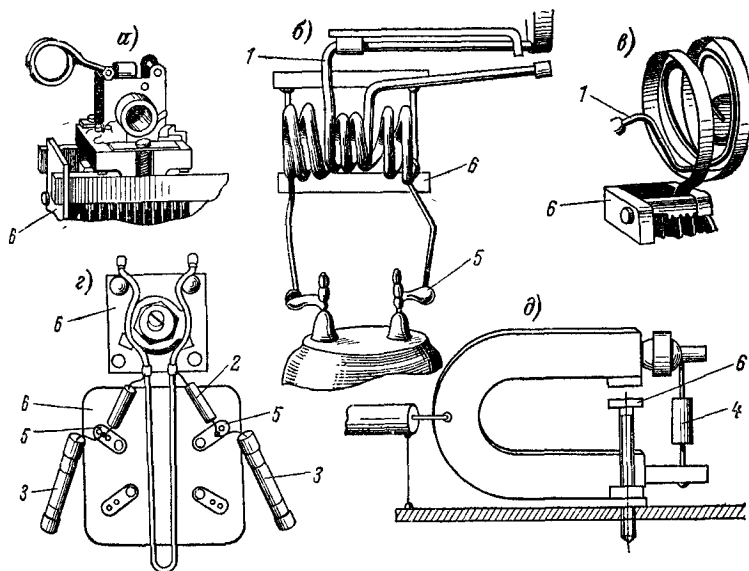


Рис. 4-57. Бескаркасные катушки УКВ на 100—150 МГц.

а — приемника; б и в — мощного каскада передатчика; г — одновитковая катушка (петля) промежуточного каскада; д — то же приемника; 1 — катушка связи; 2 — переходный конденсатор; 3 — дроссель высокой частоты; 4 — резистор сетки; 5 — ламповые контакты; 6 — конденсатор настройки.

дечника 1. Усилительные каскады, в которых используется такой контур, выполнены по схеме с общей сеткой (рис. 4-59). Для устранения влияния на контур емкости катод — подогреватель на выводы накала лампы подается потенциал высокой частоты катода. Это достигается присоединением

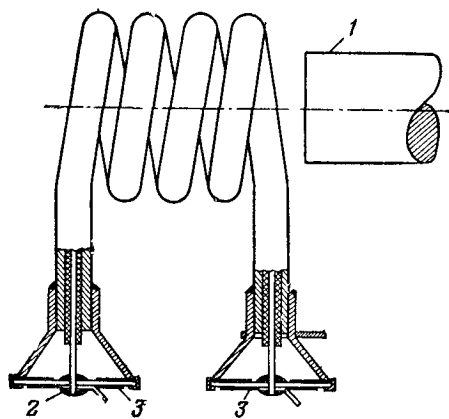


Рис. 4-58. Катушка из трубчатого провода.

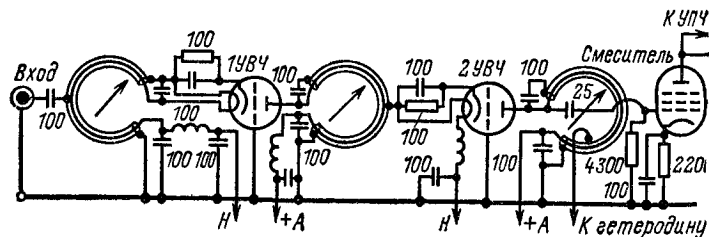


Рис. 4-59. Схема усилителя с катушками конструкции по рис. 4-58.

одного вывода накала непосредственно к трубке, а второго к проводнику 2, расположенному внутри трубки. Для надежного уравнения высокочастотных потенциалов этого проводника и трубки на высокочастотных концах последней расположены проходные конденсаторы 3 дискового типа емкостью по 100 пФ.

Такая конструкция катушки позволяет исключить из схемы ряд блокировочных и переходных конденсаторов.

Вариометры УКВ. Для настройки контуров УКВ в пределах широкого диапазона целесообразно применять вариометры. Применение вариометров, помимо упрощения конструкции, позволяет получить достаточно большую величину $\sqrt{\frac{L}{C}}$ отношения контуров во всем диапазоне частот и тем самым существенно повысить его резонансное сопротивление.

Вариометры, применяемые на УКВ, можно разделить на следующие типы: вариометры с магнитными и немагнитными сердечниками и вариометры со скользящим контактом.

Вариометры с магнитными или немагнитными сердечниками состоят из цилиндрической катушки, внутрь которой вдвигается сердечник. Магнитный сердечник выполняется из карбонильного железа или феррита, а немагнитный — из посеребренной меди, латуни, алюминия; диаметр сердечника равен 6—8 мм.

Вариометры с магнитными сердечниками применяются на частотах до 50—70 МГц, а с немагнитными — до 200—220 МГц. Перекрываемый диапазон зависит от соотношения размеров сердечников и катушек и обычно составляет 1,3—1,4 при магнитных сердечниках или 1,05—1,15 — при немагнитных.

Расширение перекрываемого диапазона может быть получено при сочетании магнитного и немагнитного сердечников, попеременно вдвигаемых внутрь катушки.

Основное применение в радиоприемниках имеют спаренные вариометры, осуществляющие сопряженную настройку контуров сигнала и гетеродина. На рис. 4-60 изображены две характерные конструкции спаренных вариометров с немагнитными сердечниками для УКВ диапазона радиовещательных приемников: в одной вариометры расположены соосно, в другой — параллельно.

На рис. 4-61, а изображена конструкция вариометра, в котором роль немагнитного сердечника выполняет плоский экран. При введении этого экрана между витками двухвитковой катушки происходит уменьшение общей индуктивности из-за уменьшения индуктивности каждого витка (из-за размагничивающего действия экрана) и из-за уменьшения взаимной индуктивности между витками. Коэффициент перекрытия диапазона получается около 1,2—1,3, добротность 150—200. Необходимый закон изменения частоты достигается приданием экрану соответствующей формы.

На рис. 4-61, б и в показано устройство такого вариометра с вращающимся ротором («флажком»), которому придана необходимая форма.

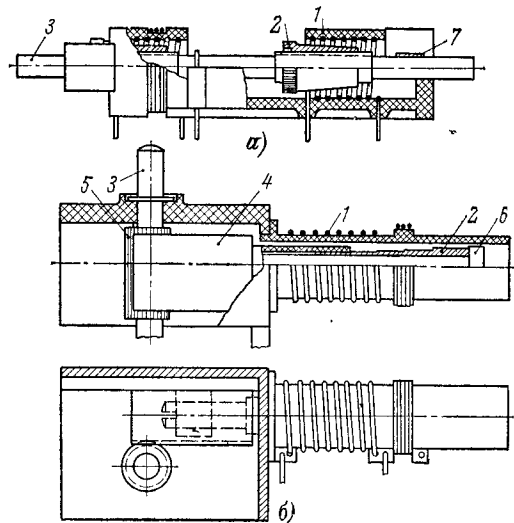


Рис. 4-60. Вариометры УКВ с немагнитными сердечниками.

а — соосное расположение; б — параллельное расположение катушек; 1 — обмотка; 2 — сердечник; 3 — привод; 4 — безлюфтовая (разрезная) рейка; 5 — шестеренка; 6 — направляющая; 7 — пружина.

Вариометры со скользящим контактом могут быть выполнены с катушкой цилиндрического типа и с плоской катушкой. Конструкция таких вариометров с цилиндрической катушкой (рис. 4-62) не отличается существенно от описанной в § 4-11 для более низких частот. Особое внимание

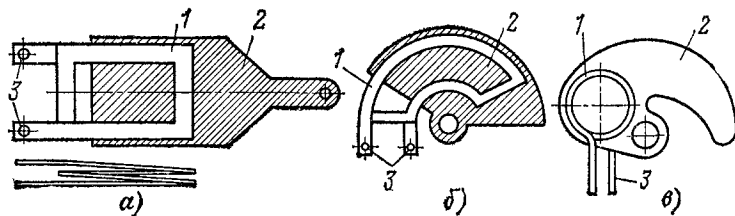


Рис. 4-61. Вариометры с подвижным экраном.

1 — двухвитковая катушка; 2 — медный или латунный экран; 3 — выводы

обращают на уменьшение переходного сопротивления контакта и на снижение начальной индуктивности. Для этого контактная щетка и провод катушки делают из серебра и оба конца катушки снабжают контактными щетками 3 и 4. При числе витков катушки, равном 10, максимальное и минимальное значения индуктивности составляют $L_{\text{макс}} = 1,0 \text{ мкГ}$ и $L_{\text{мин}} = 0,02 \text{ мкГ}$. Для сопряжения настроек такие вариометры выполняются в виде блока. Электрическое сопряжение настроек осуществляется включением параллельных и последовательных сопрягающих катушек.

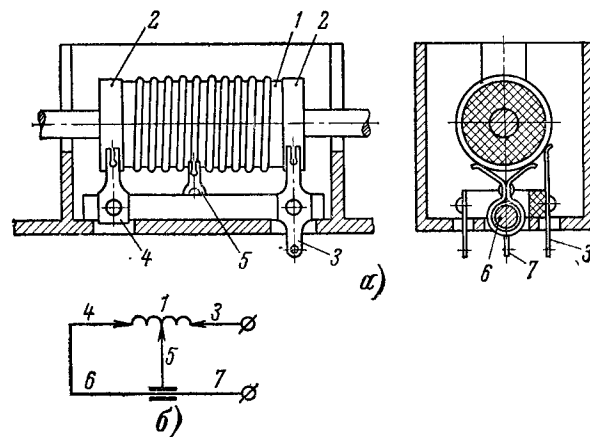


Рис. 4-62. Вариометр со скользящим контактом с цилиндрической катушкой.

а — конструкция отдельного вариометра; б — принципиальная схема; 1 — катушка; 2 — контактные кольца (от концов катушки); 3 и 4 — неподвижные контактные щетки; 5 — подвижная щетка; 6 — направляющая щетка; 7 — вывод от направляющей.

Конструкция плоской катушки для вариометра со скользящим контактом показана на рис. 4-63. При такой катушке конструкция блока получается более простой и компактной. Максимальная индуктивность такого вариометра несколько меньше предыдущего; например, при шести витках $L_{\text{макс}} = 0,6 \div 0,7 \text{ мкГ}$, а $L_{\text{мин}} = 0,014 \text{ мкГ}$. Увеличение индуктивности сопряжено с увеличением диаметра катушки.

Вариометры со скользящим контактом применяются на частотах до 200—220 МГц.

Высокочастотные автотрансформаторы с плавным регулированием коэффициента включения. Для получения пере-

менного коэффициента включения катушка сердечника разделяется на две секции, располагаемые на каркасе на некотором расстоянии друг от друга (рис. 4-64). Между секциями на поверхности каркаса располагается кольцевой сердечник 1, который, скользя по поверхности каркаса, может приближаться то к одной секции, то к другой. Внутрь каркаса вставляется обычный цилиндрический подстроечный сердечник 2. Коэффициент включения $m = L'/L$.

При перемещении кольца значительно меняются индуктивности секций, в то время как общая индуктивность

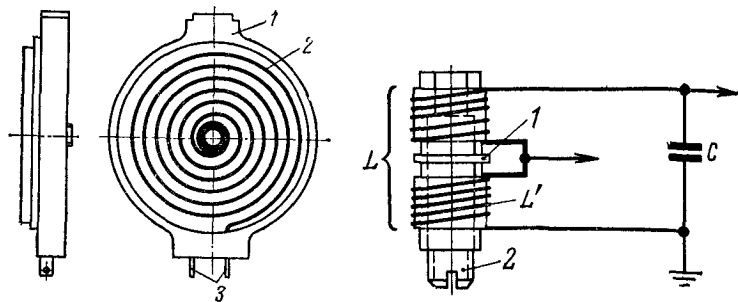


Рис. 4-63. Катушка плоского вариометра со скользящим контактом.

1 — основание из пластмассы или керамики; 2 — витки из ленты; 3 — выводы.

Рис. 4-64. Устройство высокочастотного автотрансформатора с регулируемым коэффициентом включения.

изменяется незначительно, а при перемещении цилиндрического сердечника происходит изменение общей индуктивности. При использовании сердечников из немагнитных материалов (медь, алюминий) коэффициент включения изменяется в 1,3—1,5 раза, а при ферритах — в 2 раза и более.

Подобные автотрансформаторы находят применение в усилительных каскадах в качестве согласующих.

Высокочастотные широкополосные трансформаторы распределенного типа используются в качестве межкаскадных согласующих устройств, симметрирующих устройств и для поворота фазы в широкой (несколько октав) полосе частот. Они состоят из обмотки, намотанной проводом, сложенным вдвое, и расположенной на кольцевом ферритовом сердечнике (рис. 4-65). Марка феррита должна соответствовать диапазону и мощности трансформатора. На частотах

выше 200 МГц трансформатор можно выполнить без ферритового сердечника из скрученного провода. Необходимо, чтобы длина провода удовлетворяла условию $l \leq \lambda_{\text{мин}}/4$. Коэффициент трансформации ($n = U_2/U_1$) зависит от схемы включения обмотки, как это показано на рис. 4-65, в и г. Намотка из трех и более проводов позволяет получить другие коэффициенты трансформации.

Миниатюрные и микроминиатюрные катушки. Миниатюрные катушки могут быть выполнены на цилиндрическом, кольцевом и бронеовом сердечниках из ферритов.

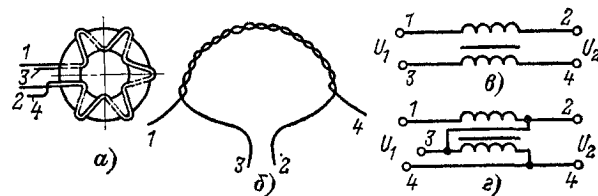


Рис. 4-65. Устройство широкополосных трансформаторов.

a — на кольцевом сердечнике; б — без сердечника; в — схема включения $n = 0,5$; г — схема включения $n = 1,0$; 1, 2, 3, 4 — выводы обмоток.

Катушки на цилиндрическом сердечнике отличаются особенно малыми размерами; при $L > 100 \div 200$ мкГ они во многих случаях могут заменить катушки более крупных размеров. Диаметр сердечника — 0,3—1,0 мм, длина 2—5 мм. Обмотка выполняется из покрытого тонкой эмалевой изоляцией провода, который укладывается непосредственно на сердечник. Чем тоньше изоляция провода, тем выше использование магнитных свойств сердечника.

Катушки на миниатюрных кольцевых сердечниках с наружным диаметром 4—5 мм имеют небольшие размеры при достаточно большой индуктивности (до 1000 мкГ) и высокой добротности (до 100). Для катушек с большой индуктивностью целесообразно применять бронеовые сердечники, например, Б6 и Б9 или чашечные типа ЧЗ; феррита марки 1000НМ-3. Добротность катушек с бронеовыми сердечниками достигает 100—120; с чашечными — до 160 (на частотах 200—500 кГц). Конструкция таких катушек показана на рис. 4-66, а—в. Миниатюрные катушки также выполняются в виде типовых модулей (рис. 4-66, г) [4-17].

Микроминиатюрные катушки, например для гибридных интегральных схем, выполняют в виде плоской спирали

с внутренним диаметром 0,3—2 мм, из провода ПЭЛ, ПЭЛШО диаметром 0,05—0,15 мм; число витков обычно равно 4—16. Индуктивность таких катушек получается не выше 0,5—0,6 мкГ, т. е. они могут применяться на частотах 10—400 МГц. Для уменьшения числа витков спираль приклеивают к пластине из феррита толщиной 0,3—0,5 мм. Практически такая пластина, расположенная с одной стороны, увеличивает индуктивность в 2—3 раза, а с двух сторон — в 6—10 раз. Сопротивление потерь в проводе такой катушки может быть определено по формуле (4-46); потери в диэлектрике (подложке, изоляции провода и клеевом слое) получают значительными и могут достигать значений, близких к потерям в проводе. Добротность катушек на частотах до 100 МГц составляет 50—70, а на более высоких частотах 100—110. Для повышения добротности необходимо применять провод возможно большего диаметра, подложки и клеи с малыми диэлектрическими потерями, а также выполнять намотку так, чтобы $D_{вн}/D_{вн} \leq 3$.

Типовые катушки индуктивности. В целом катушки индуктивности не подвергались широкой стандартизации, за исключением катушек с броневыми сердечниками (рис. 4-66, а—в). Так, например, ГОСТ 16970-71 устанавливает конструкцию и электрические параметры катушек индуктивности типа КИСБ для объемного и печатного монтажа, выполненных на броневых сердечниках типа СБ из карбонильного железа, которые применяются на частотах до 20 МГц. Индуктивность таких катушек лежит в пределах от 0,15 мкГ до 30 мГ; номинальные значения должны соответствовать ряду R 80 предпочтительных чисел (ГОСТ 8032-56); допускаемые отклонения от +1 до +3%; пределы регулировки ± 4 —5%; добротность до 150—200; ТКИ не более $(120 \pm 100) \times 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$; собственная емкость от 6 до 50 пФ в зависимости от индуктивности.

На кольцевых сердечниках из феррита выполняются микромодульные катушки типа ИФМ. Они предназначаются для частот до 15 МГц и изготавливаются с индуктивностью от 1 до 1,6 мкГ при допускаемом отклонении $\pm 10\%$, добротность их равна 50—80; ТКИ катушки в среднем составляет $\pm 1000 \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$; при больших индуктивностях ТКИ возрастает в 5—7 раз.

Особенности катушек мощных колебательных контуров.

Такие катушки применяются в радиопередающих устройствах и мощных генераторах различного назначения.

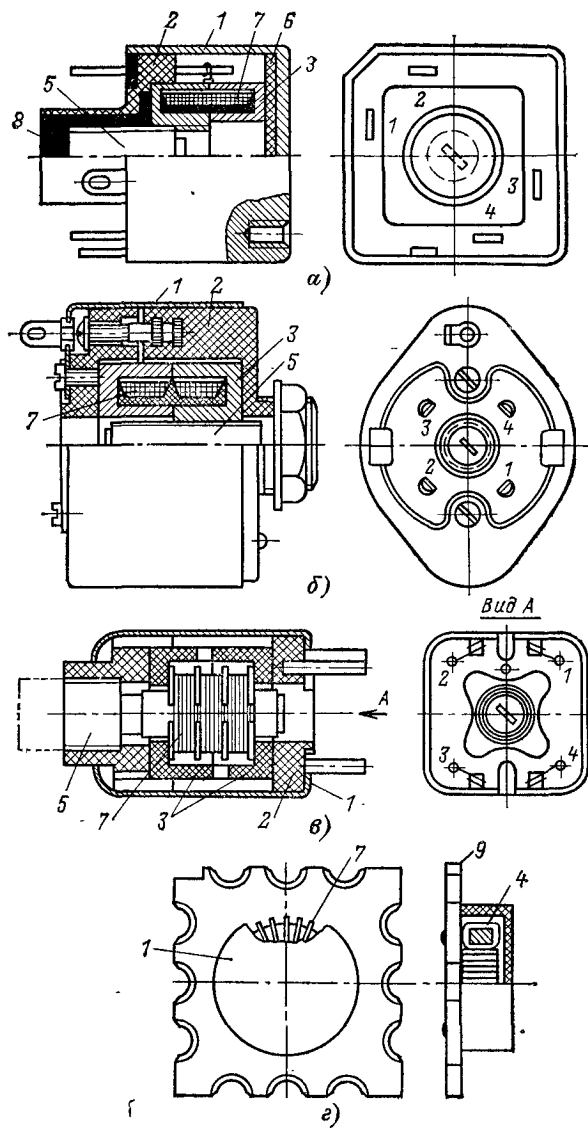


Рис. 4-66. Миниатюрные катушки на магнитных сердечниках.

а и б — на броневых сердечниках; в — на чашечном сердечнике; г — на кольцевом сердечнике; 1 — экран; 2 — корпус; 3 — сердечник броневой; 4 — сердечник кольцевой; 5 — подстроечник; 6 — прокладка; 7 — обмотка; 8 — заливка; 9 — основание микроплаты.

Основными особенностями расчета и конструирования таких катушек являются: выбор провода не с точки зрения минимального сопротивления, а исходя из его нагрузки током высокой частоты; зависимость конструкции катушки от выбранного провода, а также выбор изоляционных промежутков и зазоров исходя из соображений электрической прочности [3-1].

Поверхность провода определяет условия его охлаждения. Поэтому между температурой перегрева поверхности ΔT ($^{\circ}\text{C}$), контурным током I_f (А), частотой f (МГц) и периметром сечения провода p (мм) имеется следующая зависимость:

$$p = (5,7 \div 11,5) I_f \sqrt[4]{f/\Delta T^2}.$$

В этом выражении большие значения численного коэффициента соответствуют менее благоприятным условиям охлаждения.

По периметру провода можно выбрать форму и определить размеры сечения. Установлено, что при $p \leq 10 \div 15$ мм следует применять сплошной провод круглого сечения, а при $p \leq 100$ мм — ленточный провод прямоугольного сечения (шину) с соотношением сторон 1 : 5—1 : 10. При намотке ленты «на ребро» существенно сокращается длина катушки, но увеличивается собственная емкость и сопротивление току высокой частоты; при намотке шины широкой стороной увеличивается длина катушки, но уменьшается сопротивление. В некоторых случаях для уменьшения длины катушки на 30—40% круглый провод вальцуют до соотношения стороны 1 : 2—1 : 3, а для уменьшения расхода меди применяют трубки прямоугольного сечения. При этом толщина стенок должна быть больше глубины проникновения тока.

При индуктивности до 500 мкГ обычно применяют цилиндрические катушки с соотношением l/D около 1—2, намотанные с шагом. Величину шага определяют из условий получения наибольшей добротности по формуле (4-41) или (4-44); приближенно можно принять, что $\tau/d = 2,0 \div 2,5$. Необходимо, чтобы напряженность поля между витками в воздухе была не менее 500—700 В/мм, а по поверхности каркаса 250—300 В/мм. Катушки с индуктивностью более 500 мкГ, особенно при больших токах, целесообразно делать в виде плоской спирали из ленты прямоугольного сечения, намотанной по широкой стороне. При этом из-за неравномерности поля, в котором распо-

ложены отдельные витки, увеличивается сопротивление провода, что понижает добротность катушки. Для улучшения условий охлаждения рекомендуется шаг выбирать из условия $(0,5-1)b$, где b — ширина ленты. Для получения больших индуктивностей катушку выполняют из нескольких последовательно соединенных плоских спиралей (галет), располагаемых на одной оси в параллельных плоскостях. При расчете общей индуктивности должна

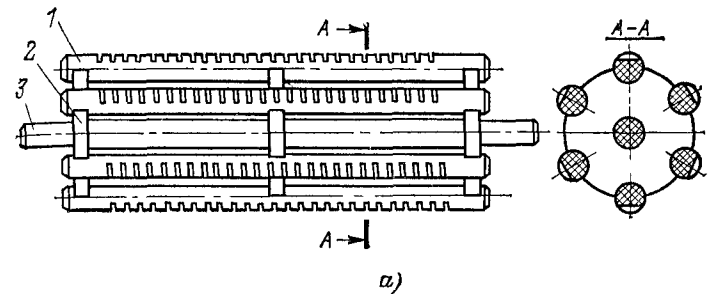
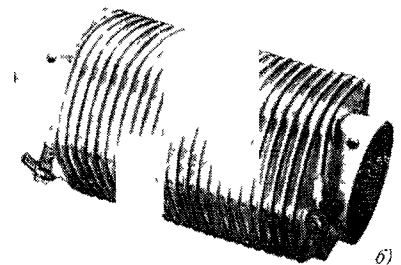


Рис. 4-67. Каркасы катушек мощных колебательных контуров.

а — разъемный; б — неразъемный; 1 — рейки; 2 — боковые щеки; 3 — ось.



быть учтена взаимная индуктивность между галетами. Расчет индуктивности катушек различных форм был приведен в § 4-4.

При конструировании каркаса необходимо учесть, что такие катушки мощных контуров имеют большие размеры и как следствие большую собственную емкость, в которой могут возникать значительные потери; потери в проводе катушки вызывают значительный нагрев его поверхности. Поэтому конструкция каркаса должна обеспечивать получение возможно меньшей собственной емкости, особенно ее части через диэлектрик, а материал каркаса должен быть с малыми потерями и диэлектрической проницаемостью,

тепlostойким и обладать высокой электрической прочностью. В наилучшей степени этим требованиям удовлетворяет радиотехническая керамика типа В; в некоторых случаях возможно использование специальных тепlostойких пластмасс.

Каркасы катушек маломощных контуров можно делать сплошными, с неглубокой нарезкой для точной укладки провода; каркасы катушек более мощных контуров рекомендуется делать ребристыми. Ребристые каркасы могут быть выполнены из сплошного материала или собранными из керамических стержней и плат, образующих ребристую конструкцию. Сплошные ребристые каркасы по технологическим и экономическим соображениям не могут быть изготовлены больших размеров, поэтому их применяют лишь для относительно маломощных катушек. Сборные каркасы значительно дешевле, а поэтому получили широкое применение. Элементы их конструкции могут быть соединены при помощи специальных клеев и глазури (неразъемная конструкция) или при помощи соединительных деталей (разъемная конструкция). Пример конструкции неразъемных каркасов приведен на рис. 4-67, а.

Количество ребер обычно лежит в пределах от 4 до 8. Для сравнительно тонких проводов необходимое количество ребер можно определить по формуле

$$n \approx 0,5 \frac{D}{d^2},$$

где D — диаметр катушки, см; d — диаметр провода, мм. Для толстых проводов число ребер можно уменьшить.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ КОНТУРЫ

5-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА КОНТУРОВ

Электрическим колебательным контуром называют цепь, состоящую из емкости, индуктивности и сопротивления, в которой возможны периодические колебания тока и напряжения.

Колебательные контуры являются непременным элементом схем радиоприемников, радиопередатчиков и многих других типов РЭА. Электрические, конструктивные и эксплуатационные показатели РЭА в значительной степени определяются применяемыми контурами.

В зависимости от способа включения внешней э. д. с.

различают последовательные и параллельные контуры. В последовательном контуре источник внешней э. д. с. включен последовательно с элементами контура (рис. 5-1, а), а в параллельном контуре — параллельно им (рис. 5-1, б). Свойства последовательного контура отличаются от свойств параллельного. На практике наиболее широкое применение имеет параллельный колебательный контур.

Колебательный контур может быть перестраиваемым, т. е. иметь неизменяемую (фиксированную) настройку, и может быть перестраиваемым, т. е. допускать настройку в пределах определенного диапазона. Для расширения перекрываемого диапазона иногда применяется совместная сопряженная настройка конденсатором переменной емкости и вариометром.

В зависимости от устройства различают контуры с сосредоточенными постоянными и контуры с распределенными постоянными. Контур с сосредоточенными постоянными состоит из катушки индуктивности, конденсатора и активного сопротивления, соединенных последовательно.

Обычно сопротивление контура является не отдельным элементом схемы, а образуется потерями в катушках и конденсаторах, нагрузками и т. п. Контуры с сосредоточенными постоянными применяются обычно в избирательных цепях различной РЭА для длинных, средних, коротких и метровых волн.

Контуры с распределенными постоянными образуются системой проводников, у которых индуктивность, емкость и сопротивление распределены вдоль их длины. В таких проводниках возможно возникновение стоячих волн тока и напряжения и возникновение резонансных явлений. Примером являются короткие отрезки длинных линий, называемые резонансными линиями, и колебательные системы, образованные замкнутой металлической оболочкой, называемые полыми резонаторами. Контуры таких типов применяются в высокочастотных каскадах РЭА для сантиметровых, дециметровых и отчасти метровых волн.

Для удобства радиотехнических расчетов контуры с распределенными постоянными условно заменяют эквивалент-

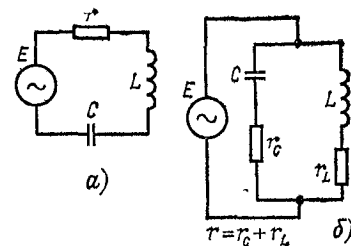


Рис. 5-1. Схемы контуров.

а — последовательный; б — параллельный.

ными контурами с сосредоточенными постоянными, свойствами которых в определенных пределах эквивалентны свойствам контуров с распределенными параметрами. Параметры такого эквивалентного контура носят название эквивалентных параметров.

Рассмотрим параллельный колебательный контур с сосредоточенными постоянными. Индуктивность такого контура определяется индуктивностью контурной катушки, а полная емкость будет равна (рис. 5-2):

$$C = C_K + C_n + C_0 + C_m + C_{y.п.},$$

где C_K — емкость контурного конденсатора; C_n — емкость подстроечного конденсатора, предназначенного для точной настройки контура на заданную частоту; C_0 — собственная емкость катушки индуктивности; C_m — емкость монтажа и $C_{y.п.}$ — междуэлектродная емкость усилительного прибора (транзистора или электронной лампы), к которому присоединяется контур. В контур могут входить и дополнительные емкости, например конденсаторы для температурной компенсации. Индуктивность монтажа обычно очень мала, но в контурах УКВ ее приходится учитывать.

Если контурный и подстроечный конденсаторы могут быть выбраны с необходимой стабильностью и малыми потерями, то емкость монтажа, емкость усилительного прибора и собственная емкость катушки отличаются низкой стабильностью и могут вносить большие потери, а поэтому должны быть по возможности меньше. Отношение «нестабильной» части емкости контура к полной, т. е.

$$\beta = \frac{C_{н.ст}}{C} = \frac{C_0 + C_m + C_{y.п.}}{C},$$

может условно характеризовать качество выполнения контура. Ее величина в значительной степени определяется конструкцией контура (включая и монтаж) и оказывает большое влияние на его стабильность.

Способы уменьшения C_0 были рассмотрены выше; ослабление влияния междуэлектродных емкостей усилительных приборов чаще всего достигается неполным их подклю-

чением к контуру, а снижение емкости монтажа — рациональной конструкцией контура, т. е. таким взаимным расположением его элементов, при котором длина соединительных проводников получается минимальной. Установлено, что в контурах для длинных и средних волн емкость монтажа составляет примерно 10—15 пФ, а в контурах КВ и УКВ она значительно меньше.

В реальных схемах параллельно контуру присоединяются различные нагрузки, которые изменяют его параметры. Значительное влияние оказывает шунтирование колебательного контура активными сопротивлениями. Известно, что при шунтировании параллельного контура

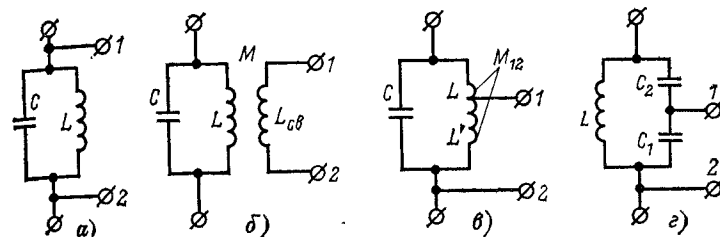


Рис. 5-3. Схемы полного и неполного включения.

a — полное; *б* — трансформаторное; *в* — автотрансформаторное; *г* — автотрансформаторное (по емкостной ветви).

сопротивлением R его резонансное сопротивление и добротность уменьшаются в $1 + R_0/R$ раз. Для ослабления влияния шунтирования применяют так называемое неполное включение, при котором внешняя цепь (точки 1, 2) присоединяется не ко всему контуру, а лишь к некоторой его части. На рис. 5-3, *a* изображена схема полного включения контура, а на рис. 5-3, *б* — неполного включения. В схеме на рис. 5-3, *б* внешняя цепь связана с контуром индуктивно (трансформаторная связь), в схеме на рис. 5-3, *в* внешняя цепь присоединена к части индуктивности (автотрансформаторная связь), а в схеме на рис. 5-3, *г* — к части емкости (емкостная связь). Иногда называют контурами 1-го вида контуры с полным включением, контурами 2-го вида — контуры с автотрансформаторным включением и контурами 3-го вида — контуры с неполным включением по рис. 5-3, *г*.

Неполное включение характеризуют коэффициентом трансформации p (коэффициентом включения), который представляет собой отношение напряжения на части контура,

к которой присоединяется внешняя цепь, к полному напряжению на контуре. Нетрудно показать, что для схемы (рис. 5-3, б)

$$p = \frac{M}{L},$$

для схемы (рис. 5-3, в)

$$p = \frac{L' + M_{12}}{L},$$

для схемы (рис. 5-3, г)

$$p = \frac{C_2}{C_1 + C_2}.$$

В этих выражениях M — взаимная индуктивность между контурной катушкой и катушкой связи, а M_{12} — взаимная индуктивность между частями катушки контура.

Сопrotивление контура с неполным включением со стороны внешней цепи будет равно:

$$R'_3 = p^2 R_3.$$

Поэтому, изменяя p , можно установить необходимое сопротивление контура, определяемое электрическим расчетом схемы.

Контур с неполным включением обладают трансформирующим свойством. Так, например, если к части контура присоединены или сопротивление R , или индуктивность L , или емкость C , то их значения, пересчитанные (в энергетическом отношении) параллельно всему контуру будут соответственно равны:

$$R' = \frac{R}{p^2};$$

$$L' = \frac{L}{p^2}$$

$$C' = p^2 C.$$

Эти формулы называют формулами пересчета.

5-2. КОНТУРЫ С ПЛАВНОЙ НАСТРОЙКОЙ

Плавное изменение резонансной частоты контура, т. е. его настройка, может быть выполнено как конденсатором переменной емкости, так и вариометром. Нетрудно показать, что пределы перестройки связаны с пределами изменения

емкости или индуктивности контура следующими соотношениями:

$$k_d = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = \sqrt{\frac{L_{\max}}{L_{\min}}}, \quad (5-1)$$

где C_{\max} и C_{\min} — соответственно максимальная и минимальная емкость контура, а L_{\max} и L_{\min} — максимальная и минимальная индуктивность контура. Величину k_d называют коэффициентом перекрытия диапазона.

Основные свойства конденсаторов переменной емкости и вариометров были рассмотрены выше. Для обоснованного выбора того или иного элемента плавной настройки рассмотрим предъявляемые к ним требования.

Элемент плавной настройки должен обеспечивать возможно больший коэффициент перекрытия диапазона, допускать возможность установки частоты с заданной точностью, обладать необходимой температурной и временной стабильностью, механической и электрической прочностью, иметь определенную функциональную характеристику, простую конструкцию, небольшие размеры и низкую стоимость. В наибольшей степени этим требованиям удовлетворяют конденсаторы переменной емкости, которые поэтому применяются наиболее часто. Однако недостатки конденсаторов, главными из которых являются сложность конструкции, большие размеры, высокая стоимость и чувствительность к вибрациям (механическая модуляция емкости), делают целесообразным применение и вариометров. Вариометры проще по конструкции, имеют большее перекрытие по частоте, нечувствительны к вибрациям и в ряде случаев имеют размеры, значительно меньше, чем равноценные им конденсаторы переменной емкости.

Так, например, для настройки контуров маломощных (до нескольких десятков ватт) радиопередатчиков целесообразно применять конденсаторы, так как при таких мощностях их размеры получаются меньше и конструкция выходного каскада проще [3-1]; в мощных радиопередатчиках часто более выгодно применение вариометров, так как это позволяет упростить конструкцию выходного каскада. Для настройки задающего генератора радиопередатчиков обычно применяют конденсаторы. Однако в ряде случаев стабильный вариометр получается проще и имеет меньшие размеры, чем равноценный ему конденсатор переменной емкости. Целесообразно применение ферровариомет-

ров и в автомобильных радиоприемниках, так как они дешевле, обеспечивают минимальные размеры и нечувствительность к вибрациям. Рекомендуется применять такие вариометры в блоках УКВ-ЧМ радиовещательных приемников, однако для приемников высшего класса их стабильность бывает недостаточна; поэтому в них обычно применяют более стабильные конденсаторы.

Из сказанного следует, что требования, предъявляемые к элементу настройки, противоречивы, а поэтому задача выбора оптимального варианта не имеет однозначного решения. Выбор элемента настройки должен производиться с учетом всех особенностей каждого конкретного случая.

Плавная электрическая настройки контуров может осуществляться при помощи варикапов [5-1; 5-3]. Варикап представляет собой специальный полупроводниковый диод с резко выраженной зависимостью барьерной емкости $p-n$ перехода от приложенного обратного напряжения. Эта зависимость описывается уравнением

$$C_U = C_0 \sqrt[n]{\frac{\Phi_k}{\Phi_k + U}}, \quad (5-2)$$

в котором C_U — емкость при напряжении U ; C_0 — емкость при $U = 0$; Φ_k — контактная разность потенциалов (десятые доли вольта) и n — показатель степени, значение которого зависит от характера распределения примесей; для резких $p-n$ переходов $n = 2$, а для плавных $n = 3$. При изменении приложенного (управляющего) напряжения емкость варикапа изменяется в 5÷7 раз.

Электрические свойства варикапов характеризуют следующими параметрами: номинальной емкостью, т. е. емкостью, измеренной при определенном (номинальном) напряжении, обычно равном 4 В; коэффициентом перекрытия или значениями максимальной и минимальной емкости, измеренными при минимально возможном и максимальном напряжениях; добротностью при определенной частоте и напряжении; температурным коэффициентом емкости (ТКЕ) и добротности, а также током утечки. Зависимость емкости варикапа от приложенного напряжения изображена на рис. 5-4. Эта зависимость нелинейна, поэтому для получения линейной (или какой другой) функциональной характеристики настройки управляющее напряжение необходимо изменять по соответствующему закону. Обычно для этого используют резисторы переменного сопротивления

с обратнологарифмической функциональной характеристикой. Схемы включения варикапов показаны на рис. 5-5.

Нелинейность характеристики варикапа создает зависимость его емкости от амплитуды высокочастотного напря-

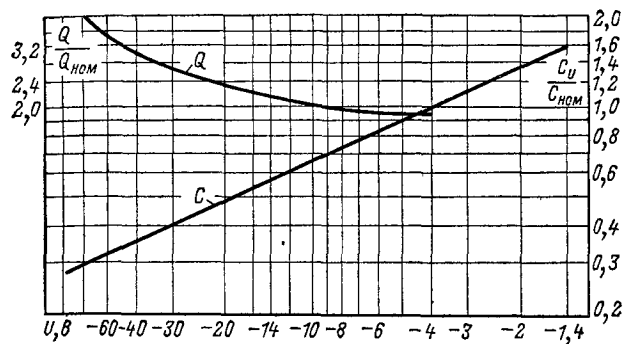


Рис. 5-4. Зависимость относительной емкости и добротности варикапа от обратного напряжения.

жения при неизменном обратном напряжении. На рис. 5-6 изображена диаграмма работы варикапа при наличии переменного напряжения. При отсутствии этого напряжения емкость варикапа определяется положением рабочей

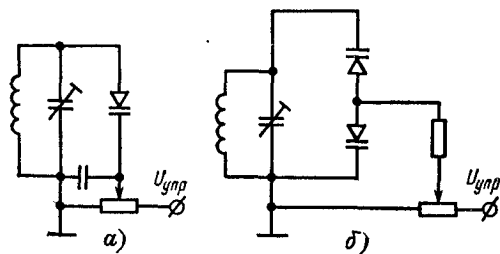


Рис. 5-5. Схемы контуров с варикапами.

а — простое включение; б — встречное включение варикапов.

точки A , т. е. приложенным обратным напряжением $U_{обр}$. При наличии переменного напряжения положительные «полуволны» изменения емкости будут больше отрицательных, поэтому среднее значение емкости будет равно $C + \Delta C$. Изменение емкости зависит от положения рабочей точки и будет тем больше, чем больше амплитуда переменного

напряжения. Это явление искажает резонансную характеристику, создает так называемые скачки частоты при настройке и может вызвать искажения. Для ослабления этого явления применяют схему контура со встречным включением двух варикапов (рис. 5-5, б), при котором изменение емкости варикапов, вызванные их нелинейностью, будут взаимно компенсировать друг друга.

Достоинствами варикапов как элементов плавной настройки контура являются малогабаритность, простота конструкции контура, удобство осуществления дистанционной плавной и дискретной настройки, малая мощность управления, отсутствие паразитных связей через элемент настройки, высокая надежность, нечувствительность к вибрациям; их основным недостатком является чувствительность к переменным напряжениям.

Промышленность выпускает ряд варикапов и варикапных матриц, допускающих применение на частотах до 50—100 МГц; номинальная емкость варикапов составляет 20—600 пФ, изменение емкости равно 3—4; добротность 25—500; ТКЕ 2—5·10⁻⁵ 1/°С (Д-901, КВ-102, КВС-111А и др.).

Плавную электрическую настройку высокочастотного контура также можно осуществить при помощи варикондов и вариометров с подмагничиванием.

Существенными недостатками варикондов являются большой разброс характеристик, значительные потери, старение, большой и неустойчивый ТКЕ и зависимость емкости от частоты. Недостатком вариометров с подмагничиванием является большая мощность управления. Поэтому такие элементы для настройки контуров применяют крайне редко.

Расчет контуров с плавной настройкой ограничим определением их индуктивности и емкости, при этом будем считать заданными крайние частоты диапазона f_{\max} и f_{\min} и предельные значения параметров элемента настройки,

например $C_{к, \max}$ и $C_{к, \min}$. Рассмотрим случай настройки с помощью конденсатора переменной емкости.

Обозначим (см. рис. 5-2)

$$C_{сх} = C_{п} + C_{0} + C_{м} + C_{у.п} + C_{доп}.$$

При этом максимальная и минимальная емкости контура будут соответственно равны:

$$C_{\max} = C_{к, \max} + C_{сх} \text{ и } C_{\min} = C_{к, \min} + C_{сх},$$

а коэффициент перекрытия диапазона может быть найден следующим образом:

$$k_d = \sqrt{\frac{C_{к, \max} + C_{сх}}{C_{к, \min} + C_{сх}}}.$$

Из этого выражения получаем:

$$C_{сх} = \frac{C_{к, \max} - k_d^2 C_{к, \min}}{k_d^2 - 1}.$$

Следовательно, емкость дополнительного конденсатора, необходимого для получения заданного k_d , будет равна:

$$C_{доп} = C_{сх} - (C_{п} + C_{0} + C_{м} + C_{у.п}). \quad (5-3)$$

Если $C_{доп}$ получается отрицательной, то это указывает, что выбранный конденсатор переменной емкости не может обеспечить перекрытие заданного диапазона; если емкость $C_{доп}$ получилась большой, например одного порядка с $C_{к, \max}$, то это указывает на необходимость применения конденсатора с меньшей максимальной емкостью. Рекомендуется, чтобы $C_{доп} \leq (2 \div 3) C_{к, \min}$.

Следует учесть, что дополнительный конденсатор изменяет функциональную характеристику настройки.

Для определения индуктивности запишем два очевидных равенства:

$$C_{к, \max} + C_{сх} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{L f_{\min}^2} \text{ и } C_{к, \min} + C_{сх} = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{L f_{\max}^2}.$$

Вычитая из первого равенства второе и решая относительно L , получаем индуктивность контура:

$$L = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{C_{к, \max} - C_{к, \min}} \frac{f_{\max}^2 - f_{\min}^2}{f_{\min}^2 f_{\max}^2}. \quad (5-4)$$

При настройке индуктивностью полная емкость контура должна быть равна:

$$C = \frac{2,53 \cdot 10^{10}}{L_{\max} - L_{\min}} \frac{f_{\max}^2 - f_{\min}^2}{f_{\min}^2 f_{\max}^2}, \quad (5-5)$$

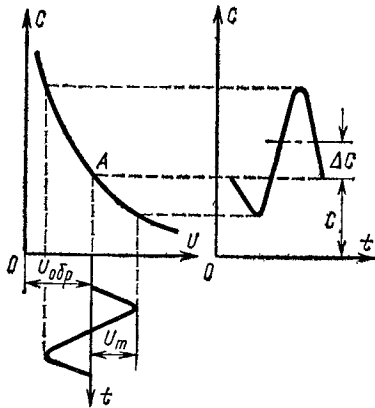


Рис. 5-6. Диаграмма работы варикапа

по которой можно определить емкость контурного конденсатора постоянной емкости.

В приведенных формулах индуктивность выражается в микрогенри, емкость — в пикофарадах, а частота — в киллогерцах.

При необходимости уменьшения коэффициента перекрытия диапазона контура, который настраивается уже имеющимся конденсатором, дополнительный конденсатор можно включать или параллельно (рис. 5-7, а), или последовательно (рис. 5-7, б). Если параллельный конденсатор увеличивает минимальную емкость контура и мало изменяет максимальную, то последовательный — умень-

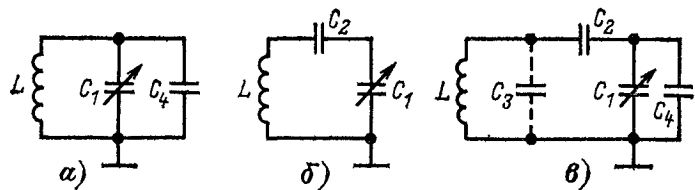


Рис. 5-7. Схемы контуров с уменьшением коэффициента перекрытия. а — с параллельным конденсатором; б — с последовательным конденсатором; в — сложная схема.

шает максимальную емкость и почти не влияет на минимальную. В [1-35] показано, что при последовательном включении дополнительного конденсатора функциональная характеристика искажается меньше, чем при параллельном.

Значительное уменьшение коэффициента перекрытия диапазона, при незначительных искажениях функциональной характеристики настройки, дают сложные схемы, состоящие из параллельных и последовательных конденсаторов (рис. 5-7, в). Их применяют для сопряжения настроек контуров супергетеродинных приемников, для осуществления так называемой «растянутой» настройки и т. п. Они позволяют получить коэффициент перекрытия диапазона порядка 1,01 при использовании конденсатора переменной емкости с коэффициентом перекрытия, равным 9—10.

Если перекрыть необходимый диапазон имеющимся элементом настройки невозможно, то полный диапазон разбивают на несколько поддиапазонов, смена которых производится специальным переключателем диапа-

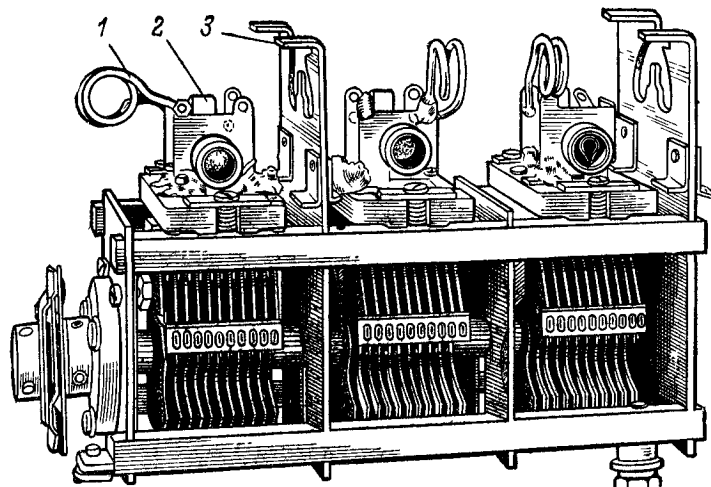


Рис. 5-8. Высокочастотный блок радиоприемника (≈ 150 МГц). 1 — контурные катушки; 2 — подстроечные конденсаторы; 3 — площадки для крепления электронных приборов.

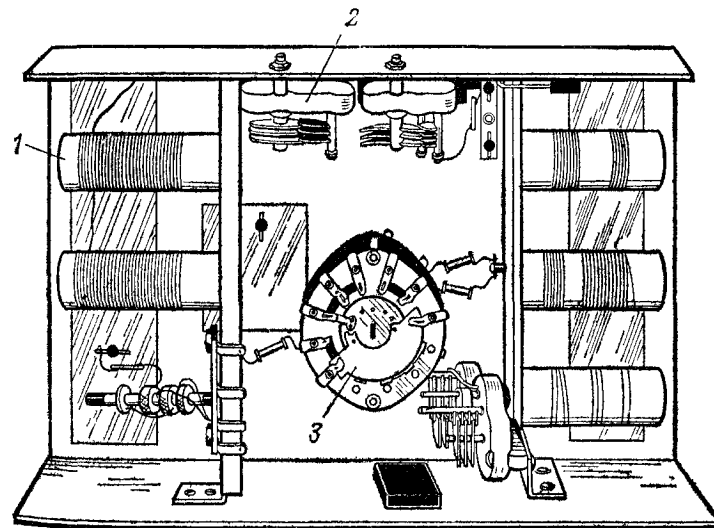


Рис. 5-9. Комплект катушек на 5 поддиапазонов одного каскада радиоприемника с галетным переключателем диапазонов.

1 — катушки; 2 — подстроечные конденсаторы; 3 — секция переключателя

зонов. Подробно эти вопросы рассматриваются в литературе по проектированию радиоприемных и радиопередающих устройств.

Общая конструкция колебательного контура определяется диапазоном частот, типом переключателя диапазонов, мощностью, требованиями к стабильности, а также общей компоновкой РЭА, в которой расположен контур. Сформулируем основные требования, предъявляемые к конструкции контура: минимальная длина соединительных проводников, их удаленность от «массы» и соединенность с ней элементов конструкции; возможно меньшие монтажные емкости, особенно емкости «через диэлектрик» жесткость и надежность монтажа. Эти требования важны для контуров всех диапазонов, но особое значение они приобретают при выполнении контуров УКВ. Поэтому на частотах выше 60—80 МГц катушка, конденсатор настройки и подстроечный конденсатор выполняются в виде общей конструкции. Примеры конструктивного выполнения таких контуров, используемых в радиоприемниках, показаны на рис. 5-8. В них применены конденсаторы с разрезным статором, на корпусах которых расположены катушки и вспомогательные элементы схемы так, что соединительные проводники практически отсутствуют.

В контурах для более длинных волн расположение катушек и вспомогательных элементов схемы почти всегда определяется конструкцией переключателя диапазонов; блок КПЕ и усилительные приборы обычно располагаются отдельно. На рис. 5-9 показана конструкция комплекта контуров одного из каскадов шестидиапазонного приемника с галетным переключателем диапазонов.

5-3. СХЕМНАЯ ТЕРМОКОМПЕНСАЦИЯ

В гл. 3 и 4 была показана возможность уменьшения температурных коэффициентов конденсаторов и катушек индуктивности за счет использования в конструкции разнородных (по ТКЛР) материалов и выполнения ее так, что влияние температурных изменений одного размера компенсируется влиянием температурных изменений другого размера. Такой метод можно называть конструктивной термокомпенсацией (самокомпенсацией).

Схемная термокомпенсация частоты контура основана на использовании элементов схемы, температурные коэффи-

циенты которых подобраны так, что их совместное влияние полностью или частично устраняет температурные изменения частоты. Достоинством такого метода является простота выполнения и дешевизна. Поэтому ее широко применяют для стабилизации контуров, задающих частоту, т. е. контуров гетеродинов, задающих генераторов и других устройств. Непременным условием осуществления термокомпенсации является применение элементов контуров, параметры которых цикличны, линейно зависят от температуры и не подвержены старению.

Известно, что относительное изменение частоты и изменения емкости и индуктивности связаны следующим соотношением:

$$\alpha_f = -\frac{1}{2}(\alpha_C + \alpha_L), \quad (5-6)$$

где α_f — температурный коэффициент резонансной частоты контура (ТКЧ); α_C и α_L — температурные коэффициенты емкости (ТКЕ) и индуктивности (ТКИ) контура. Поэтому для получения $\alpha_f = 0$ необходимо, чтобы $\alpha_C + \alpha_L = 0$ или $\alpha_C = -\alpha_L$, что является условием полной термокомпенсации.

Условие термокомпенсации может быть выполнено как соответствующим выбором α_C или α_L , так и их соответствующим одновременным подбором. Выше было показано, что заполнить катушку с заданным ТКИ достаточно сложно. Значительно удобнее выбрать контурный конденсатор с необходимой ТКЕ из широкого ассортимента типовых. Так как ТКИ катушек почти всегда положителен, то ТКЕ полной емкости контура должен быть отрицателен. Отрицательным температурным коэффициентом обладают керамические конденсаторы группы М температурной стабильности.

Керамические конденсаторы подвержены старению, поэтому для ослабления его влияния контурную емкость рекомендуется составлять из двух конденсаторов: основного, повышенной стабильности, например, группы П и термокомпенсирующего (термокомпенсатора) группы М, небольшой емкости. При этом контурная емкость получается достаточно сложной, состоящей из ряда емкостей, которые в общем случае могут быть соединены между собой как параллельно, так и последовательно. Приведем (без доказательства) выражения для результирующего ТКЕ при различном соединении конденсаторов:

при параллельном соединении

$$\alpha_C = \sum_{i=1}^n \frac{C_i}{C} \alpha_{Ci}; \quad (5-7)$$

при последовательном соединении

$$\alpha_C = \sum_{i=1}^n \frac{C}{C_i} \alpha_{Ci}. \quad (5-8)$$

В этих выражениях C — результирующая емкость группы конденсаторов, соединенных тем или иным образом, а C_i и α_{Ci} — соответственно емкость и ТКЕ отдельных конденсаторов группы¹.

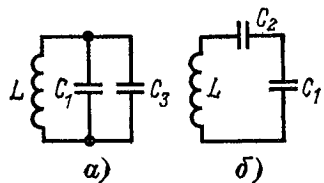


Рис. 5-10. Простые схемы термокомпенсации.

а — параллельная; б — последовательная.

В зависимости от схемы соединения конденсаторов различают простые и сложные схемы термокомпенсации. Термокомпенсацию контуров с фиксированной настройкой обычно осуществляют по простым схемам (рис. 5-10), а диапазонных контуров — по сложным схемам.

Рассмотрим простейший случай расчета термокомпенсации контура с фиксированной настройкой по простой параллельной схеме (рис. 5-10, а).

Пусть полная емкость контура C состоит из некоторой части C_1 и термокомпенсатора C_3 ; ТКИ катушки и ТКЕ частей C_1 и C_3 соответственно будут α_L , α_1 и α_3 *. Неизвестными являются C_3 и α_3 ; все остальные величины считаются известными.

Условие полной термокомпенсации с учетом (5-7) имеет вид:

$$\frac{C_1 \alpha_1 + C_3 \alpha_3}{C} = -\alpha_L,$$

¹ Аналогичные по структуре (5-7) и (5-8) выражения соответственно для последовательного и параллельного соединения индуктивностей получаются при замене C на L и α_C на α_L .

* В формулах, в которые входят обозначения ТКЕ нескольких конденсаторов, в индексах при α буква C опускается; поэтому вместо α_{C_1} , α_{C_2} ... пишут α_1 , α_2 ...

из которого получаем значение ТКЕ компенсатора

$$\alpha_3 = -\alpha_L - (\alpha_L + \alpha_1) \frac{C_1}{C_3}. \quad (5-9)$$

По полученному ТКЕ и по емкости термокомпенсатора, равной $C_3 = C - C_1$, выбирают необходимый тип керамического конденсатора группы М температурной стабильности.

Если значение α_3 , вычисленное по формуле (5-9), не совпадает с ТКЕ типовых конденсаторов, то следует применить параллельное соединение термокомпенсаторов: одного с ТКЕ меньше, а другого с ТКЕ больше вычисленного. Емкости термокомпенсаторов C'_3 и C''_3 определяются по формулам:

$$C'_3 = C_3 \frac{\alpha_{K2} - \alpha_3}{\alpha_{K2} - \alpha_{K1}}; \quad C''_3 = C_3 \frac{\alpha_3 - \alpha_{K1}}{\alpha_{K2} - \alpha_{K1}}. \quad (5-10)$$

Здесь, $C_3 = C'_3 + C''_3$, α_{K1} и α_{K2} — ТКЕ компенсаторов.

В реальных схемах в емкость C_1 входят емкость монтажа, емкости усилительных приборов, собственная емкость катушки и другие, ТКЕ которых в ряде случаев трудно учесть. По данным [1-35] приближенные значения ТКЕ некоторых вспомогательных элементов РЭА будут следующие:

	ТКЕ · 10 ⁻⁶ , 1/°C
Монтажные провода в изоляционных трубках	50—150
Керамические ламповые панельки (с лампами)	100—200
Гетинаксовые ламповые панельки (с лампами)	200—500
Галетные переключатели с керамическими платами	50—150

Пример. Определить параметры термокомпенсации (C_3 и α_3) контура с фиксированной настройкой, если катушка имеет однослойную намотку на гладком каркасе из полистирола ($\epsilon = 2,8$; $\alpha_\epsilon = 3000 \cdot 10^{-6}$); $\alpha_L = 50 \cdot 10^{-6}$; собственная емкость катушки $C_0 = 1$ пФ; емкость монтажа и усилительного прибора $C'_1 = C_m + C_{уп} = 10$ пФ; ТКЕ этой емкости $\alpha'_{C'_1} = 100 \cdot 10^{-6}$. Полная емкость контура $C = 65$ пФ.

Так как $C_1 = C'_1 + C_0 = 11$ пФ, то сосредоточенная емкость $C_3 = C - C_1 = 54$ пФ. Примем, что конденсатор, создающий эту емкость, будет термокомпенсирующим.

Определим ТКЕ емкости C_1 . Собственная емкость катушки через диэлектрик согласно (4-30) равна:

$$C_{0д} = \frac{C_0}{1 + \frac{1}{\epsilon}} = 0,18 \text{ пФ.}$$

ТКЕ этой емкости согласно (4-76) $\alpha_{C\epsilon} = \alpha_\epsilon \frac{C_{0д}}{C} \approx 8,3 \cdot 10^{-6}$.

ТКЕ емкости C_1 определяем по формуле (5-7):

$$\alpha_1 = \frac{10 \cdot 100 \cdot 10^{-6} + 1 \cdot 8,3 \cdot 10^{-6}}{10 + 1} = 92 \cdot 10^{-6}.$$

Требуемый ТКЕ конденсатора C_2 согласно (5-9) будет равен:

$$\alpha_3 = -50 \cdot 10^{-6} - (50 \cdot 10^{-6} + 92 \cdot 10^{-6}) \frac{11}{65} = 74 \cdot 10^{-6}.$$

Следовательно, для термокомпенсации может быть использован или один керамический конденсатор группы М75 температурной стабильности, имеющий емкость 56 пФ, или два параллельно соединенных конденсатора по 27 пФ групп температурной стабильности МПО и М150.

Термокомпенсация диапазонного контура может быть осуществлена как по простым (рис. 5-10, а и б), так и по

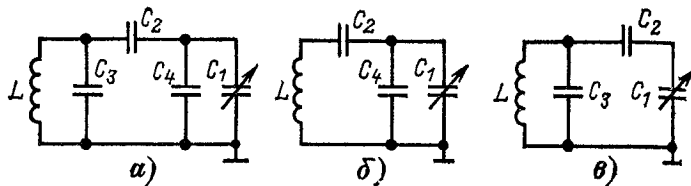


Рис. 5-11. Сложные схемы термокомпенсации.

а — полная; б — параллельно-последовательная; в — последовательно-параллельная.

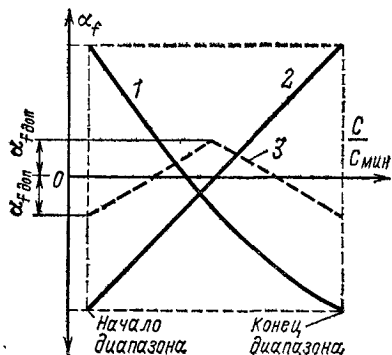


Рис. 5-12. Кривые термокомпенсации.

1 — при простой параллельной схеме; 2 — при простой последовательной схеме; 3 — при сложной схеме.

сложным схемам: по полной (рис. 5-11, а); параллельно-последовательной (рис. 5-11, б) и последовательно-параллельной (рис. 5-11, в). Выше было показано, что ТКЕ конденсатора переменной емкости изменяется при перестройке [§ 3-5, формула (3-20)]. Поэтому простые схемы, содержащие только один термокомпенсатор, позволяют получить полную термокомпенсацию лишь в одной точке диапазона. На других участках диапазона будет или недокомпенсация, или перекомпенсация (рис. 5-12). Сложные схемы состоят из нескольких термокомпенсаторов, чаще

всего из трех, включенных как последовательно, так и параллельно; поэтому они позволяют получить полную термокомпенсацию в двух и более точках. Расчет выполняется так, что на остальных участках диапазона значения ТКЧ не превышают допустимых (оптимальная термокомпенсация). Подобно эти вопросы излагаются в специальной литературе.

Рассмотренные методы расчета термокомпенсации отличаются простотой и наглядностью, но они не учитывают влияние разброса параметров элементов контура и термокомпенсаторов. В действительности параметры элементов контура и их температурные коэффициенты имеют неизбежный производственный разброс, а сами термокомпенсаторы имеют разброс как по емкости, так и, особенно большой, по ТКЕ. Поэтому можно считать, что рассмотренные методы расчета пригодны лишь для РЭА, изготавливаемой единично или небольшими партиями, при которых допустим как подбор элементов, так и ужесточение допусков. Свободными от указанных недостатков являются вероятностные методы расчета [5-4], основанные на применении теории вероятности. Особенно целесообразно применение этих методов в сочетании с системным подходом к решению задачи стабильности частоты.

5-4. ШИРОКОДИАПАЗОННЫЕ КОНТУРЫ ПЕРЕХОДНОГО ТИПА

Диапазонные контуры обычного типа, выполненные для частот выше 200—300 МГц, обладают рядом существенных недостатков: низким резонансным сопротивлением, невысокой добротностью, пониженной стабильностью, относительно небольшими пределами настройки. Поэтому потребовалась разработка контуров специального типа, свободных от указанных недостатков.

Одной из групп таких контуров являются контуры на резонансных линиях, которые будут рассмотрены в гл. 6. Другой группой являются так называемые широкодиапазонные контуры переходного типа.

Термином широкодиапазонные контуры переходного типа обозначают особую группу контуров, допускающих плавную настройку в пределах широкого диапазона на метровых и дециметровых волнах. Такие контуры состоят из сосредоточенной емкости и рас-

пределенной вдоль элементов их конструкции индуктивности. Они применяются в волномерах, измерительных генераторах, приемниках дециметрового диапазона и мало-мощных передатчиках дециметрового и метрового диапазонов. Основным достоинством этих контуров является то, что их размеры значительно меньше размеров резонансных линий соответствующего диапазона, а также простота изготовления и удобство механического сопряжения.

Представить такой контур можно в виде конденсатора переменной емкости, корпус которого выполнен так, что имеет форму полувитка, т. е. образует индуктивность,

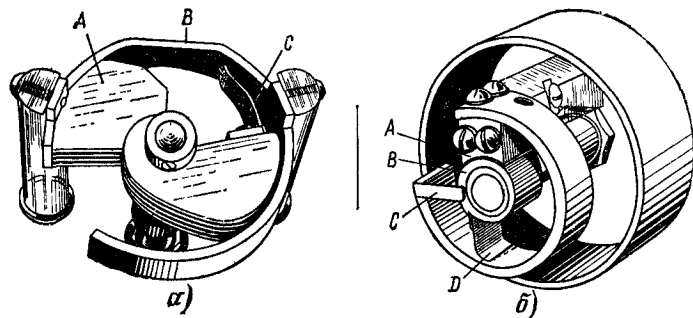


Рис. 5-13. Контурь контактного типа.
а — для 60—650 МГц; б — для 400—1600 МГц.

Однако, чаще для расширения перекрываемого диапазона применяют контурь, в которых осуществляется одновременное изменение индуктивности и емкости, т. е. комбинированный способ перестройки. В таких контурах виток индуктивности и конденсатор являются элементами единой конструкции; индуктивность и емкость при настройке изменяются одновременно подобно тому, как это имеет место при настройке резонансных линий; поэтому их условно называют контурами переходного или смешанного типа.

По способу изменения индуктивности широкодиапазонные контурь можно разделить на контактные и бесконтактные. Каждый из этих типов имеет несколько конструктивных вариантов выполнения.

Контур контактного типа состоит из конденсатора переменной емкости *A* и витка индуктивности *B* (рис. 5-13, а). На роторе конденсатора укреплена контактная щетка *C*, которая скользит по внутренней поверхности витка и вводит

в контур ту или иную его часть. Элементы конструкции расположены так, что при вращении ротора в сторону увеличения емкости одновременно увеличивается и действующая часть витка. Внутренний диаметр витка контура на диапазон 60—650 МГц равен 70 мм; число пластин конденсатора — 11; добротность 200—300. Графики изменения частоты емкости и индуктивности приведены на рис. 5-14.

Несколько измененная конструкция контактного контура на диапазон 400—1600 МГц показана на рис. 5-13, б. При повороте ротора емкость контура изменяется за счет изменения зазора между специальной накладкой *A* и экс-

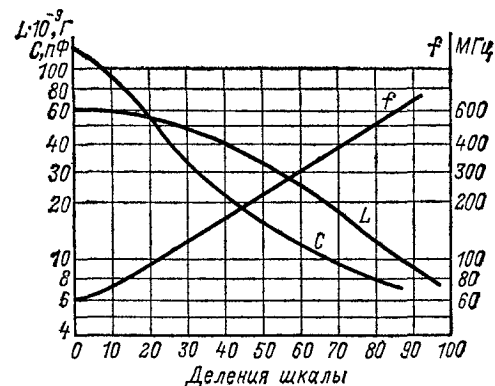


Рис. 5-14. Графики изменения *f*, *L* и *C*-контура на рис. 5-13, а.

центричной втулкой *B*, насаженной на ось; дополнительная щетка *C*, укрепленная на конце витка, замыкает его неработающую часть, что устраняет возможность появления нежелательных резонансов. Изменение индуктивности витка осуществляется при помощи щетки *D*.

Достоинствами контактных контуров являются простота устройства и возможность перекрытия широкого диапазона; недостатком — наличие скользящего контакта, вносящего большие и непостоянные по величине потери. Кроме того, такие контурь не могут быть использованы в симметричных схемах и не дают возможности осуществления постоянной по диапазону связи. Это объясняется тем, что при перестройке изменяется распределение напряжения вдоль дуги контура, обуславливающее зависимость индуктивной или емкостивой связи от положения ротора.

Расчет контуров контактного типа производят для минимальной частоты заданного диапазона, т. е. для максимальных значений индуктивности и емкости, которые поддаются достаточно точному определению. Выбрав размеры дуги, т. е. диаметр D и ширину b , определяют индуктивность по формуле.

$$L_{\text{макс}} = 2\pi D \left(2,3 \lg \frac{4D}{b} - 0,5 \right) \frac{\varphi}{360} \cdot 10^{-9}. \quad (5-11)$$

Здесь угол φ представляет собой центральный угол, который охватывает действующую часть дуги (250 — 270°). Формула точна при $b \ll D$ и при φ , близком к 360° .

Требуемая емкость конденсатора равняется:

$$C_{\text{макс}} = \frac{25,3 \cdot 10^8}{L_{\text{макс}} f_{\text{мин}}^2}.$$

В этих формулах: L — индуктивность, мкГ; f — частота, МГц; C — емкость, пФ; D и b — размеры катушки, см. Расчет очертания пластин конденсатора может производиться графическими методами по заданному закону изменения емкости. Приближенно минимальная частота контура обратно пропорциональна его диаметру.

Добротность контура определяется активным сопротивлением витка, переходным сопротивлением контакта и сопротивлением излучения. Первое слагаемое приближенно может быть определено как сопротивление току высокой частоты прямолинейного проводника, имеющего размеры действующей части дуги, например, по формуле (1-6). Обычно это сопротивление достаточно мало и не имеет существенного значения. Сопротивление излучения приближенно определяется по следующей формуле:

$$r_{\text{изл}} \approx 20\pi^2 \left(\pi \frac{D}{\lambda} \right)^4,$$

где D — диаметр дуги, см; λ — длина волны, см.

Переходное сопротивление контакта оказывает большое влияние на добротность контура, но его величина может быть определена лишь экспериментально. Обычно оно равно $0,01$ — $0,001$ Ом.

Контуров контактного типа применяются главным образом в волномерах.

Более высокими электрическими показателями обладают контуры бесконтактного типа. В таких контурах изменение емкости также производится при помощи кон-

денсатора, а изменение индуктивности — за счет размагничивающего действия металлического ротора, расположенного внутри витка. Из-за отсутствия скользящего контакта добротность бесконтактных контуров выше и более постоянная, чем добротность контуров контактного типа.

В зависимости от конструкции контуры бесконтактного типа разделяются на несимметричные и симметричные. Конструкция несимметричного контура на диапазоне 400 — 1200 МГц показана на рис. 5-15. Индуктивность

контура образуется металлической дугой A , на концах которой укреплены секторы B , образующие переменную систему конденсатора переменной емкости. В центре расположен сплошной металлический ротор C , изолированный от остальных деталей конструкции, который является ротором конденсатора и немагнитным сердечником. Положение этого ротора определяет значения индуктивности и емкости контура. Например, в положении I (рис. 5-16, a) ротор введен в статор, но выведен из плоскости дуги; емкость и индуктивность контура максимальны. В положении IV ротор выведен из статора, но заполняет внутреннюю полость дуги; емкость и индуктивность контура минимальны. В промежуточном положении II емкость и индуктивность больше, чем в промежуточном положении III . Этот контур имеет угловой диапазон 180° .

Конструкция несимметричного контура с угловым диапазоном 120° схематически изображена на рис. 5-16, b . Такие контуры имеют большую емкость, а поэтому применяются на более низких частотах.

Контуров бесконтактного типа имеют коэффициент перекрытия диапазона около $3,5$ — 4 , что объясняется относительно небольшими пределами изменения индуктивности ($k_L \leq 2$). Получение более низких или более высоких частот достигается изменением размеров дуги и конструкции конденсатора переменной емкости, а также включением удлинительной катушки. На рис. 5-17 представлены формы сечения дуги и устройство конденсатора для низких, средних и высоких частот. Для получения частот до 30 —

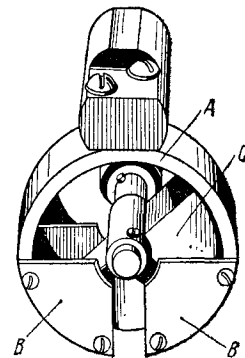


Рис. 5-15. Несимметричный контур бесконтактного типа (400 — 1200 МГц).

40 МГц и ниже в дуге контура делают разрез (рис. 5-16, в), в который включают удлинительную катушку $L_{удл}$, замыкаемую переключателем Π . Такое включение позволяет получить k_d до 10—12.

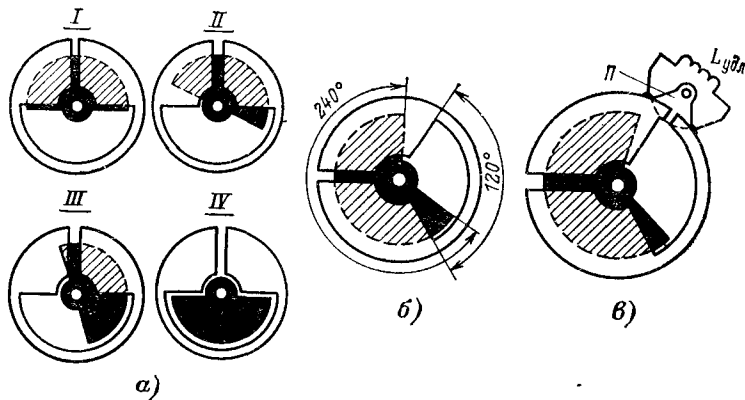


Рис. 5-16. Принцип действия несимметричного контура бесконтактного типа.

а — при различных положениях ротора; б — с расширенным угловым диапазоном (120°); в — с удлинительной катушкой

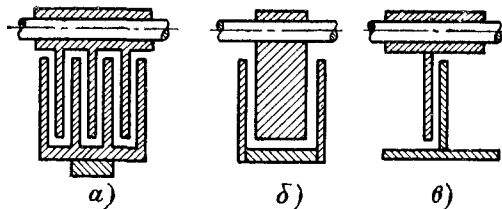


Рис. 5-17. Устройство контуров бесконтактного типа.

а — для низких частот; б — для средних частот, в — для высоких частот.

Контурам бесконтактного типа свойственна зависимость распределения тока и напряжения вдоль дуги от положения ротора. Это затрудняет осуществление постоянной по диапазону индуктивной или кондуктивной связи. Для уменьшения зависимости связи от положения ротора последнему придается такая форма, при которой он мало влияет на величину индуктивности дуги; изменение частоты в этом случае в основном определяется изменением емкости.

Расчет бесконтактных контуров также производят по минимальной частоте диапазона. Максимальная частота определяется лишь приближенно по предполагаемому коэффициенту диапазона. Наружный диаметр контура бесконтактного типа D выбирается по табл. 5-1; длина контура может составлять $(1,0 \div 1,5) D$.

Таблица 5-1

Наружные диаметры контуров бесконтактного типа

$f_{\text{макс}}$, МГц	Наружный диаметр контуров D , мм	
	несимметричного	симметричного
100	110—125	—
300	90—110	130—150
600	60—70	90—100
1000	50—60	50—60

Добротность бесконтактных контуров определяется активным сопротивлением витка, потерями в роторе и излучением. На высоких частотах первые слагаемые малы и не поддаются точному расчету. Для уменьшения потерь на излучение контуры экранируют. Добротность неэкранированных контуров равняется 300—600, а экранированных — до 1000. Контуры рассматриваемого типа применяются в измерительных генераторах, смесителях и гетеродинах приемников и в передатчиках малой мощности на частотах 40—700 МГц.

Принцип действия симметричного контура аналогичен принципу действия обычных бесконтактных контуров. В положении *I* (рис. 5-18) индуктивность и емкость контура минимальны, в положении *III* — максимальны. В положении *II* индуктивность и емкость имеют некоторые промежуточные значения. Можно считать, что полная индуктивность контура образуется индуктивностью дуг abc и $a'b'c'$, соединенных параллельно; емкость контура определяется емкостью между статорами d и e и ротором f , соединенными последовательно. Поэтому индуктивность и емкость такого контура получаются меньше, а максимальная частота выше, чем для несимметричного контура. Симметричные контуры обладают большей механической жесткостью, что обеспечивает более высокую стабильность. Недостатком их является небольшой угловой диапазон, равный 90°. Для получения определенного закона измене-

ния частоты пластинам ротора придается специальная, отличная от полукруглой форма. При этом ослабляется влияние ротора на индуктивность контура, что облегчает осуществление постоянной связи, но это уменьшает коэффициент перекрытия диапазона.

Расчет симметричных контуров бесконтактного типа также производится по минимальной частоте диапазона.

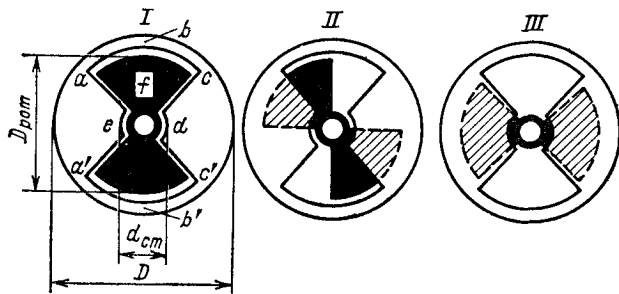


Рис. 5-18. Принцип действия симметричного контура бесконтактного типа.

Максимальную индуктивность $L_{\text{макс}}$ (мкГ) определяют по формуле

$$L_{\text{макс}} = 1,06D \left(2,3 \lg \frac{18D}{a+b} - 2 \right) \cdot 10^{-3}, \quad (5-12)$$

где D — внутренний диаметр дуги, см; a и b — размеры ее поперечного сечения, см. Наружный диаметр контура можно выбрать по табл. 5-1.

Требуемую емкость определяют по индуктивности и частоте. Расчет конденсатора производят на основании следующих соображений. Считая, что центральный угол, охватывающий ротор (или статор) равен 90° , находят активную площадь одной пластины, равную $\frac{\pi}{16} (D_{\text{рот}}^2 - D_{\text{ст}}^2)$. Так как обе секции конденсатора соединены последовательно (конденсатор с разделенным статором), то его емкость (пФ) будет равна:

$$C_{\text{макс}} = \frac{D_{\text{рот}}^2 - D_{\text{ст}}^2}{114,6d} (n-1).$$

Так как размеры дуги и число пластин выбираются предварительно, то из полученного выражения целесообразно определить величину зазора, обеспечивающего необ-

ходимую емкость:

$$d = \frac{D_{\text{рот}}^2 - D_{\text{ст}}^2}{114,6C_{\text{макс}}} (n-1),$$

а толщину пластин выбрать, исходя из принятой высоты дуги. В приведенных выражениях $D_{\text{рот}}$ — диаметр ротора и $D_{\text{ст}}$ — диаметр выреза на статоре, выраженные в сантиметрах. Потери в таких контурах не поддаются расчету.

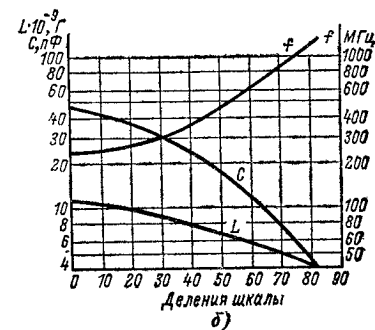
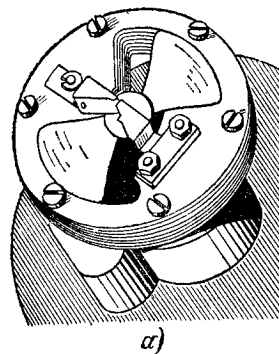


Рис. 5-19. Симметричный контур бесконтактного типа.

a — конструкция; b — графики изменения f , L и C .

Верхняя частота диапазона определяется лишь приближенно по коэффициенту диапазона, который в контурах, включенных в схему, равен 3—5, а в контурах, не включенных в схему, 5—10.

На рис. 5-19, a изображен симметричный контур на диапазон 220—1000 МГц, наружный диаметр которого равен 63 мм. Добротность этого контура изменяется по диапазону в пределах 300—650, а резонансное сопротивление 8000—9800 Ом. Графики изменения индуктивности, емкости и частоты представлены на рис. 5-19, b .

Симметричные контуры бесконтактного типа применяются в различных генераторах, смесителях и гетеродинах приемников на частотах от 100 до 1500 МГц.

На основе изложенных принципов создано значительное количество конструкций контуров. Например, для работы с маячковыми лампами предназначен контур, изображенный на рис. 5-20, перекрывающий диапазон 500—800 МГц. Индуктивность этого контура создается внутренним кольцом ротора A , емкость — конденсатором B . Влияние

индуктивности статора устраняется замыкающим его элементом *C*. Анод маячковой лампы вставляется в гнездо *D*, а сетка соединяется с внутренней частью кольца ротора при помощи специальных пружин (не показанных на чертеже). Основные данные широкодиапазонных контуров приведены в табл. 5-2.

Таблица 5-2

Основные данные широкодиапазонных контуров

Тип контура	$f_{\text{макс}}$, МГц	k_d	Q	Основное применение
Контактный	1500	До 11	300—600	Широкодиапазонные волномеры Контуров гетеродинов и смесителей То же
Несимметричный бесконтактный	1500	4—5	До 1000	
Симметричный бесконтактный	1500—1800	4—5	До 1000	

Конструкция рассмотренных бесконтактных контуров во многом аналогична конструкции конденсаторов перемен-

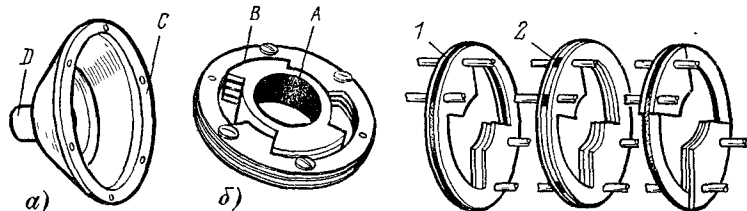


Рис. 5-20. Симметричный контур для маячковой лампы.

Рис. 5-21. Устройство статоров для контуров бесконтактного типа.

1—кольцо; 2—шайбы.

ной емкости. Статор и ротор контура образуются набором пластин соответствующей формы, между которыми прокладываются кольца (в статоре) или шайбы (в роторе), обеспечивающие необходимый зазор. Собранный пакет стягивается при помощи винтов или заклепок. Три возможные конструкции статора показаны на рис. 5-21; наиболее совершенной из них является конструкция, помещенная слева. Толщина пластин выбирается около 0,7—1,0 мм; величина зазора между разноименными пластинами не менее 0,3—0,5 мм.

При меньших зазорах усложняется сборка контура, а при больших — увеличиваются его размеры.

Пластины обычно делают из посеребренной листовой латуни или для уменьшения массы — из алюминия.

Для изоляции ротор собирается на керамической оси или на керамической втулке, укрепленной на металлической оси; крепление статора также производится при помощи керамических изоляторов.

Цилиндрический контур отличается от рассмотренных конструктивным выполнением. Он состоит из двух коаксиальных металлических цилиндров, разрезанных по образующей вдоль всей длины. Внешний цилиндр неподвижен, а внутренний может поворачиваться вокруг своей оси на 180°. Индуктивность контура приближенно равна индуктивности внешнего цилиндра, а минимальная емкость — емкости между противоположными краями разреза внешнего цилиндра. При повороте внутреннего цилиндра индуктивность контура практически остается

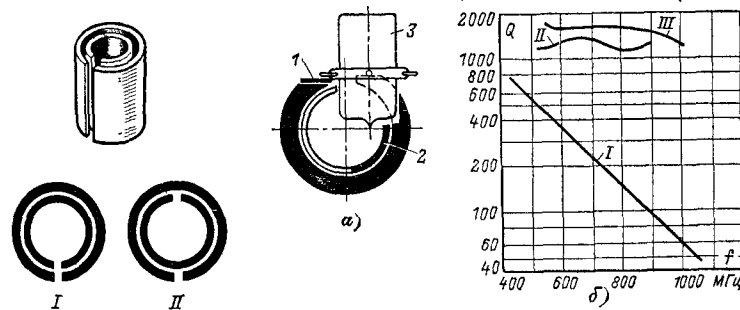


Рис. 5-22. Устройство цилиндрического контура.

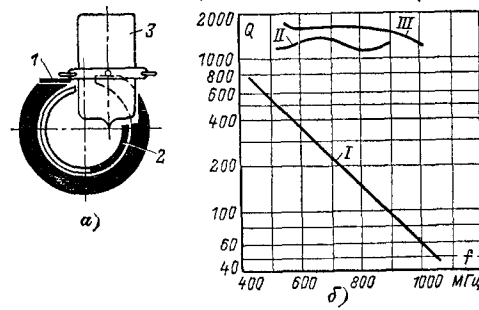


Рис. 5-23. Схематическая конструкция гетеродина с цилиндрическим контуром (а) и графики изменения Q от частоты (б).

1 — анодный конденсатор; 2 — ротор; 3 — лампа 6F4.

неизменной, а емкость изменяется за счет появления добавочной емкости между противоположными краями внешнего цилиндра. Положение цилиндров при максимальной I и минимальной II частоте показано на рис. 5-22. Коэффициент перекрытия диапазона получается равным 2—3. Потери в таких контурах в основном вызваны излучением; их добротность может достигать 2000—3000.

Цилиндрические контуры просты в изготовлении и могут переключать с переключением очень широкий диапазон.

Вдоль цилиндров образуются длинные, почти эквипотенциальные по высокой частоте линии, удобные для включения усилительных приборов с двойными выводами. В гетеродине на лампе 6F4 (рис. 5-23, а) выводы сетки присоединяют к одному краю внешнего цилиндра, а выводы анода — через емкость к другому краю. Такое включение дает возможность создать генератор с частотой до 0,8—0,9 резонансной частоты ламп. Например, контур диаметром 51 мм, имеющий зазор между цилиндрами 0,4 мм (с лампой, у которой $f_0 = 1400$ МГц и $C_{вх} = 2$ пФ), перекрывает диапазон 450—1050 МГц. Индуктивность контура равна $10 \cdot 10^{-3}$ мкГ; емкость зазора 0,5 пФ и емкость между цилиндрами 13,5 пФ.

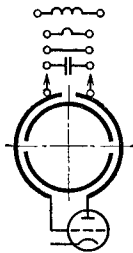


Рис. 5-24. Расширение диапазона с помощью сменных элементов.

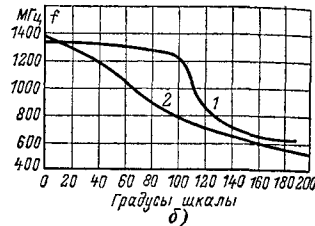
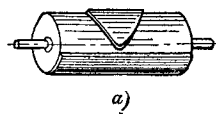


Рис. 5-25. Зависимость частоты цилиндрического контура от формы ротора.

а — конструкция ротора; б — графики изменения частоты; f — сплошной полуцилиндрический ротор; 2 — ротор по рис. 5-27, а.

На рис. 5-23, б приведены кривые добротности этого контура без экрана (кривая I) и при расположении его в медном (кривая II) и медном посеребренном (кривая III) экране диаметром 76 и длиной 102 мм.

Для расширения диапазона в сторону высоких частот на роторе и на статоре делают дополнительные разрезы. При двух разрезах на роторе и статоре угловой диапазон сокращается до 90° , коэффициент перекрытия диапазона уменьшается до 1,1—1,2, а максимальная частота увеличивается в 1,25—1,3 раза.

Для значительного расширения перекрываемого диапазона в дополнительный разрез на внешнем цилиндре включают сменные элементы: удлинительные катушки, конденсаторы или отрезки линий (рис. 5-24). При пяти сменных комплектах дополнительных элементов генератор с такими контурами может перекрыть диапазон 6—500 МГц.

Расчет цилиндрических контуров сводится к определению размеров цилиндров, при которых получаются требуемые индуктивность и емкость. Индуктивность цилиндрического контура определяется индуктивностью внешнего цилиндра; ее величина при $b \gg D$ может быть рассчитана по приближенной формуле:

$$L = \frac{98,5D^2}{4,5D + 10b} \cdot 10^{-3}, \quad (5-13)$$

где L — индуктивность, мкГ; D — диаметр цилиндра, см; b — его длина, см.

Минимальная емкость контура приближенно может быть определена как емкость между противоположными краями внешнего цилиндра. Максимальная емкость контура не поддается точному расчету.

Добротность экранированного контура равна:

$$Q = \frac{25,6 \cdot 10^{12}}{(4,5D + 10b) D^2 f^3}.$$

Здесь все размеры должны быть выражены в сантиметрах, а частота — в мегагерцах.

Закон изменения частоты определяется формой ротора. На рис. 5-25, а показана форма ротора, при которой получается изменение частоты по логарифмическому закону. Конструктивно такой ротор делают из керамического цилиндра, на внешней поверхности которого наносят слой металлизации.

Для сравнения на рис. 5-25, б приведены кривые, характеризующие зависимость частоты от положения ротора, имеющего различную конструкцию: 1 — для сплошного полуцилиндрического ротора и 2 — для ротора, приведенного на рис. 5-25, а.

Для устранения влияния паразитных емкостей применяют встречное включение двух контуров (см. рис. 5-30).

Основные данные некоторых практически выполненных конструкций контуров цилиндрического типа приведены в табл. 5-3.

Конструкция контуров переходного типа не ограничивается рассмотренными примерами. Легко показать, что конструкции таких контуров для относительно более низких частот приближаются к конструкции контуров обычного типа, а для более высоких частот — к конструкции свернутых в кольцо двухпроводных резонансных линий. Анализ таких контуров проведен в [5-6].

Таблица 5-3

Данные контуров цилиндрического типа

Тип ротора	Диаметр ротора, мм	Диапазон, МГц
Кольцевой металлический	19	550—1300
	25	380—1000
	29	320—830
	50	450—1050
Кольцевой из слоя металлизации на керамическом каркасе	22	460—960
	24	620—1250
Полуцилиндрический сплошной	29	540—1130

Широкодиапазонные контуры применяют в генераторах измерительной РЭА, гетеродинах, входных цепях и смесителях радиоприемников и других устройствах, требующих плавного изменения частоты в широких пределах.

На рис. 5-26 изображена конструкция смесительного блока широкодиапазонного (100—300 МГц) приемника. Контур смесителя укреплен внутри прямоугольного корпуса при помощи металлического угольника *A*, соединяющего одну секцию статора с корпусом. Смесительная лампа *B* (6С1Ж) расположена на контуре, около его входных точек. Анод лампы блокируется на корпус конденсатором *C*, одной обкладкой которого является угольник *A*, а второй — металлическая пластина, соединенная с анодом. В качестве диэлектрика применена посеребренная слюда. Напряжение накала на лампу подается по экранированному проводу *F*, укрепленному вдоль дуги контура. Это сообщает нити накала высокочастотный потенциал катода и устраняет вредное влияние емкости катод — нить накала на контур. Центральный проводник антенного фидера присоединен к дуге контура в точке *D*. Это создает кондуктивную связь, величина которой не постоянна и зависит от положения ротора. Диаметр контура равен 105 мм; максимальная индуктивность $40 \cdot 10^{-3}$ мкГ; максимальная емкость 112 пФ; перекрываемый диапазон 75—300 МГц.

Контур гетеродина имеет диаметр 115 мм и перекрывает диапазон 100—350 МГц. Лампа гетеродина *E* (6С1Ж) укреплена над контуром на специальном угольнике. Анод лампы *a* присоединяется к контуру непосредственно, а сетка *c* — через сеточный конденсатор *G* емкостью 25 пФ. Анодное напряжение подается на контур через резистор *R*

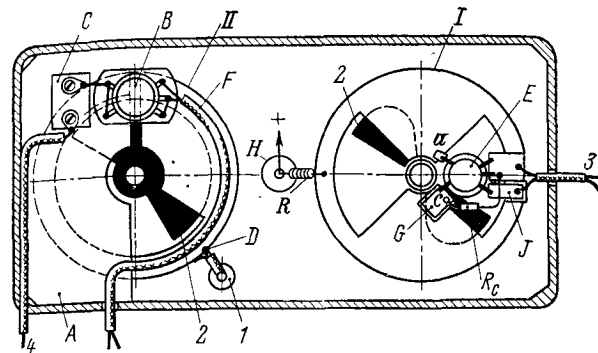


Рис. 5-26. Смесительный блок приемника (100—300 МГц).

1 — гетеродин; II — смеситель; 1 — вход; 2 — ротор; 3 — выход накала; 4 — выход к УПЧ.

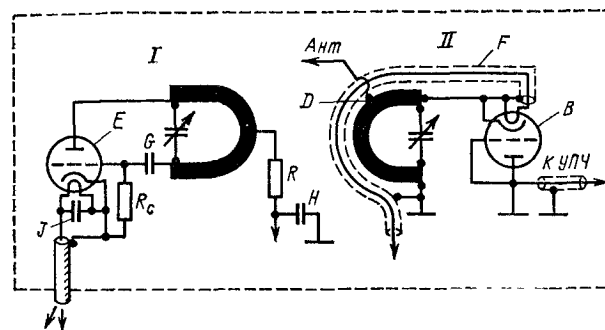


Рис. 5-27. Принципиальная схема блока по рис. 5-25.

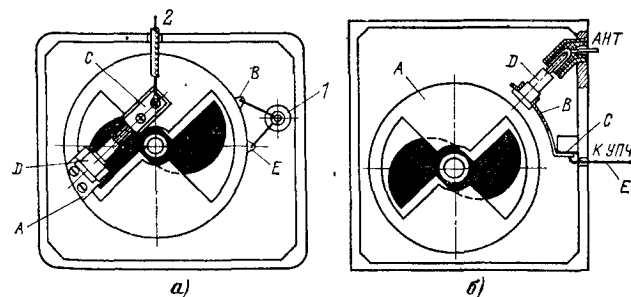


Рис. 5-28. Смесители диапазона 300—1000 МГц (а) и диапазона 100—500 МГц (б).

1 — вход; 2 — выход.

в 10 000 Ом; второй конец этого резистора присоединен к блокировочному конденсатору H , расположенному на корпусе устройства. Один из выводов накала присоединяется непосредственно к корпусу, а второй блокируется на корпус конденсатором J . Напряжение накала подводится по экранированному проводу.

Расстояние между смесителем и гетеродином выбрано так, что напряжение, наводимое гетеродином в контуре смесителя, достаточно для процесса преобразования. Для удобства настройки оба контура механически спарены. Принципиальная схема блока показана на рис. 5-27.

На рис. 5-28 представлены конструкции смесителей на полупроводниковых диодах. Смеситель, изображенный на рис. 5-28, *а*, предназначен для работы в диапазоне 300—1000 МГц, его наружный диаметр 63 мм. Смесительный диод D укреплен на корпусе контура A . Один контакт диода соединяется с корпусом непосредственно, а другой — через блокировочный конденсатор C ; к этому контакту присоединен кабель, идущий к УПЧ. Связь с контуром выбирается из условия получения необходимой полосы пропускания. Ее величина определяется местом присоединения (с точки B и E) антенного фидера.

Смеситель, изображенный на рис. 5-28, *б*, рассчитан на работу в диапазоне 100—500 МГц; его конструкция отличается тем, что смесительный диод связан с контуром индуктивно, при помощи дуги B . Диод D включен между этой дугой и центральным проводником антенного фидера. Проводник E служит для присоединения смесителя к усилителю промежуточной частоты; конденсатор C является блокировочным для токов высокой частоты. Такие смесители могут быть использованы и на более высоких частотах.

На рис. 5-29 представлена конструкция гетеродина, перекрывающего с переключением диапазон от 40 до 500 МГц. Контур гетеродина имеет диаметр около 115 мм; он перекрывает диапазон 115—500 МГц ($k_L = 2$). Для расширения диапазона в сторону низких частот в разрез дуги переключателем P включается удлинительная катушка L , с которой перекрывается диапазон 40 — 115 МГц. Лампа гетеродина A (6С1П) укреплена на контуре так, что соединительные проводники имеют длину несколько миллиметров. Анод лампы присоединяется к контуру непосредственно, а сетка — через сеточный конденсатор C . Напряжения анода и накала подаются через дроссели высокой частоты L_1 , L_2 и L_3 и проходные конденсаторы C_1 и C_2 . Так как контур нахо-

дится под анодным напряжением, то предусмотрена изоляция его от корпуса. Связь со смесителем осуществляется при помощи витка $L_{св}$.

При использовании бесконтактных контуров на высоких частотах в одноконтурных схемах гетеродина значительное влияние приобретают паразитные емкости между корпусом и различными частями контура. Особенно опасны емкости между корпусом и анодным и сеточным секторами контура, которые могут нарушить условия самовозбуждения и вызвать паразитные колебания на высших частотах. Для устранения влияния паразитных

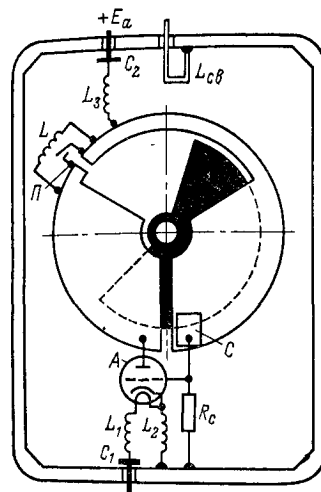


Рис. 5-29. Гетеродин (40—500 МГц).

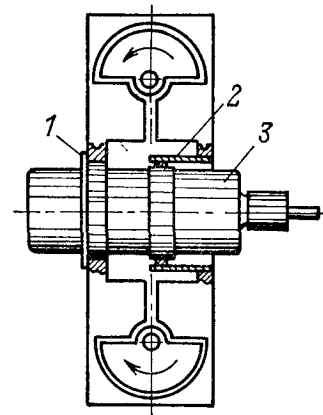


Рис. 5-30. Сопряжение контуров бесконтактного типа.

1 — анодный контакт; 2 — сеточный контакт; 3 — лампа.

емкостей применяют специальные конструкции и способы включения таких контуров. На рис. 5-30 схематически изображена конструкция, состоящая из двух контуров бесконтактного типа, предназначенная для работы на лампах с дисковыми выводами.

В этой конструкции оба контура включены параллельно и соединены с анодом и сеткой лампы. Для сохранения симметрии при различных положениях роторов последние механически сопрягаются так, что их вращение происходит в противоположных направлениях. При диаметре роторов, примерно равном 25 мм, максимальная частота такой системы получается около 1000 МГц.

6-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ

Резонансные линии представляют собой короткие ($< \lambda/4 + 5\lambda/4$) отрезки длинных линий, которые часто используются в качестве контуров. Они являются характерным примером колебательных контуров с распределенными постоянными, так как индуктивность и емкость распределены вдоль их длины.

Достоинством резонансных линий являются высокие электрические показатели, эксплуатационная надежность и простота конструкции. Ниже показано, что их добротность может достигать нескольких тысяч, резонансное сопротивление — нескольких сотен тысяч ом, а их стабильность соизмерима со стабильностью кварца. Кроме того, они могут иметь весьма совершенную экранировку.

Недостатком резонансных линий является то, что на метровых и более длинных волнах они приобретают недопустимо большие размеры. В основном же они применяются на дециметровых волнах и только в передатчиках средней и большой мощности — на метровых и иногда на высокочастотном участке коротких волн.

На практике применяются линии двух типов: коаксиальные (концентрические) и двухпроводные.

Коаксиальные линии (коаксиальные резонаторы) состоят из двух труб с большими проводящими поверхностями, обладающими очень малым сопротивлением. При этом получается совершенное экранирование, высокая механическая жесткость и удобство конструктивного сочетания с дисковыми выводами маячковых, металлокерамических и цилиндрических стеклянных ламп. С этими лампами коаксиальные линии применяются на частотах до 3000—3600 МГц.

Двухпроводные линии состоят из двух параллельных проводников, укрепленных на специальных опорах. Такие линии имеют значительно большее сопротивление проводников, обладают излучением и отличаются невысокой механической жесткостью. Поэтому они имеют более низкие электрические показатели. Их достоинствами являются простота конструкции, удобство конструктивного сочетания с лампами, имеющими выводы в виде штырьков (желуди, пальчиковые), и транзисторами, а также возмож-

ность применения в двухтактных схемах. Двухпроводные линии применяются на частотах до 800—1000 МГц.

Наиболее часто применяются линии, замкнутые на одном конце. По сравнению с разомкнутыми они обладают меньшей длиной, большей жесткостью и более удобны для конструктивного выполнения. Разомкнутые линии применяются преимущественно в двухтактных схемах.

Основные параметры. Предполагая, что вывод и решение телеграфного уравнения читателю известны, приведем основные формулы и определения, употребляемые в теории длинных линий.

Всякую длинную линию характеризуют следующие четыре первичных параметра:

L_1 — погонная индуктивность, т. е. индуктивность, приходящаяся на 1 см длины линии, нГ/см;

C_1 — погонная емкость, пФ/см;

R_1 — погонное сопротивление, Ом/см;

G_1 — погонная проводимость утечки, См·см.

Значения этих параметров зависят от типа и конструктивных данных линии, т. е. от ее размеров и применяемых материалов.

Свойства линии характеризуются следующими вторичными параметрами:

характеристическим сопротивлением

$$Z = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}}$$

и постоянной распространения

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)}.$$

Характеристическое сопротивление линии при высоких частотах и при малых потерях, т. е. при $R_1 \ll \omega L_1$ и $G_1 \ll \omega C_1$, имеет активный характер и носит название волнового сопротивления. Волновое сопротивление ρ определяется следующим соотношением:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{33,3}{C_1}, \quad (6-1)$$

где ρ выражено в омах.

Ниже показано, что его величина может быть определена по геометрическим размерам линии.

Постоянную распространения можно представить в комплексном виде

$$\gamma = \beta + j\alpha.$$

Вещественная часть β определяет потери в проводниках и диэлектрике линии; ее называют коэффициентом затухания. На высоких частотах и при малой утечке его величина равна:

$$\beta = \frac{R_1}{2\rho}.$$

Мнимая часть α определяет угол запаздывания фазы колебания, распространяющегося вдоль линии; ее называют фазовой постоянной:

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{\omega}{v},$$

где λ — длина волны, ω — угловая частота и v — скорость распространения фазы колебания вдоль линии.

Если линия находится в воздухе, для которого $\epsilon = 1$ и $\mu = 1$, то скорость v равна скорости света c .

Если линия находится в среде, для которой ϵ и μ не равны единице, то

$$v = \frac{c}{\sqrt{\mu\epsilon}}$$

и длина волны в этом случае будет меньше длины волны в воздухе, так как $\lambda = v/f$.

Произведение фазовой постоянной α на длину линии l называется электрической длиной линии:

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{\omega l}{v}. \quad (6-2)$$

Для линии, расположенной в воздухе, $v = c$, поэтому

$$\theta = \frac{2\pi l}{\lambda} = \frac{\omega l}{c}. \quad (6-2a)$$

Приведенные выражения определяют электрическую длину линии в радианах.

Распространение волн вдоль линии. Условимся конец линии, к которому присоединяется источник энергии (например, радиолампа), называть входом или началом линии, противоположный конец — выходом или концом линии. Длину линии будем отсчитывать от ее конца.

Если ко входу линии присоединять источник переменного тока, то вдоль линии будут распространяться волны тока и напряжения. Волна напряжения или тока называется падающей, если она распространяется вдоль линии от генератора к нагрузке. В теории длинных линий доказываемся,

что в линии может существовать волна, обусловленная отражением от нагрузки и распространяющаяся в противоположном направлении, т. е. от нагрузки к генератору. Эта волна называется отраженной волной. Взаимодействие падающей и отраженной волн при определенных соотношениях между длиной линии и частотой вызывает появление так называемых стоячих волн. Линии, в которых возникают стоячие волны, обладают резко выраженными резонансными свойствами, а поэтому могут применяться в качестве колебательных контуров. Теория показывает, что стоячие волны

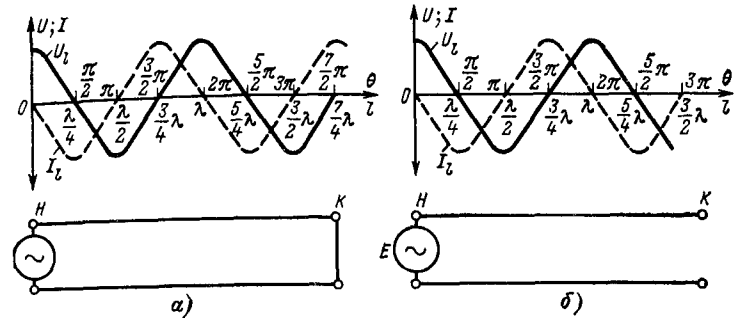


Рис. 6-1. Кривые распределения тока и напряжения вдоль линии. а — замкнутой на конце; б — разомкнутой.

возникают в короткозамкнутых, разомкнутых и нагруженных на реактивные сопротивления линиях. При нагрузке линии на активное сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, отражения от конца не происходит и в ней устанавливается так называемая бегущая волна, при которой величины напряжения и тока вдоль линии имеют постоянные значения. Такой режим используется для передачи энергии с минимальными потерями. При нагрузке линии на активное, не равное волновому, или на комплексное сопротивление в ней возникает комбинированная волна.

При стоячих волнах амплитуды тока и напряжения вдоль линии распределяются по определенному закону, не изменяющемуся во времени. Для короткозамкнутой линии это распределение (рис. 6-1, а) может быть описано следующими уравнениями:

$$U_l = U_{\max} \sin \theta; \quad I_l = I_{\max} \cos \theta; \quad (6-3a)$$

для разомкнутой линии (рис. 6-1, б)

$$U_l = U_{\text{макс}} \cos \theta; \quad I_l = I_{\text{макс}} \sin \theta. \quad (6-36)$$

В этих уравнениях I_l и U_l — значения тока и напряжения в точке линии, отстоящей от конца на расстояние l , а $I_{\text{макс}}$ и $U_{\text{макс}}$ — максимальные значения тока и напряжения (в пучности).

Из рис. 6-1 следует, что узлы (или пучности) напряжения и тока не совпадают друг с другом, а сдвинуты на расстояние в четверть волны или на угол, равный 90° .

Из приведенных формул легко получить выражения, связывающие напряжения (или токи) в различных точках линии. Если U_{l_1} и U_{l_2} — напряжения в точках, отстоящих от конца линии на расстояния соответственно l_1 и l_2 , то для короткозамкнутой линии имеем:

$$\frac{U_{l_1}}{U_{l_2}} = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2}; \quad (6-4a)$$

для разомкнутой линии

$$\frac{U_{l_1}}{U_{l_2}} = \frac{\cos \theta_1}{\cos \theta_2}. \quad (6-4b)$$

В этих выражениях $\theta_1 = 2\pi l_1/\lambda$ и $\theta_2 = 2\pi l_2/\lambda$. Формулы (6-4a) и (6-4b) определяют коэффициент включения ρ в резонансных линиях.

Приведенные соотношения используются при расчете усилительных каскадов с неполным включением нагрузки.

Распределение тока и напряжения определяет характер распределения магнитного и электрического полей вдоль линии. В точках линии, соответствующих пучности тока, возникает пучность магнитного поля, а в точках, соответствующих пучности напряжения, — пучность электрического поля. В коаксиальных линиях линии магнитного поля имеют форму концентрических колец, окружающих внутренний проводник, а линии электрического поля направлены по радиусам. Так как линии поля расположены в плоскостях, перпендикулярных направлению проводников, то поле называют поперечно-электромагнитным и согласно ГОСТ 18238-72 обозначают Т. В двухпроводных линиях пути линий имеют более сложную форму. Строение поля в коаксиальных и двухпроводных линиях показано на рис. 6-2.

Входное сопротивление. Входное сопротивление линии определяется ее нагрузкой и геометрическими размерами. В общем случае входное сопротивление идеальной линии,

нагруженной на конце на сопротивление Z_n , будет равно:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_n + j\rho \operatorname{tg} \theta}{1 + j \frac{Z_n}{\rho} \operatorname{tg} \theta}. \quad (6-5)$$

Если $Z_n = 0$, то мы имеем короткозамкнутую линию, а при $Z_n = \infty$ — разомкнутую.

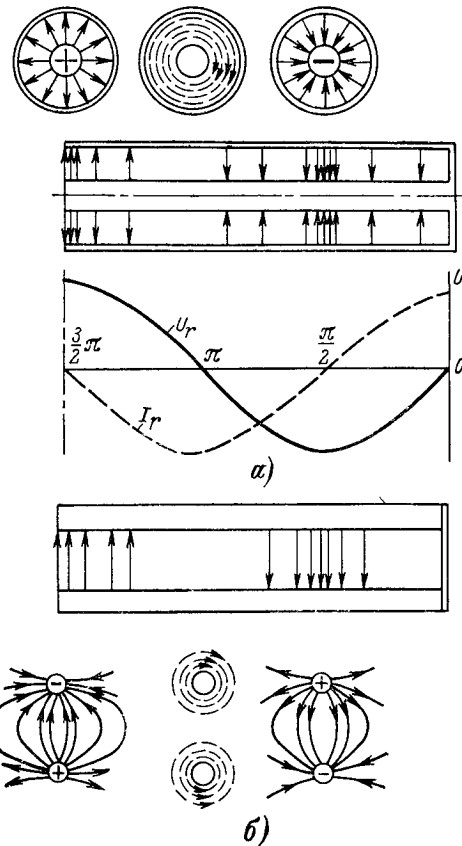


Рис. 6-2. Строение электромагнитного поля в линиях.

а — в коаксиальной; б — в двухпроводной (сплошные линии — электрического поля; пунктирные — магнитного поля)

Для короткозамкнутой идеальной, т. е. не имеющей потерь, линии входное сопротивление равно:

$$Z_{\text{вх}} = j\rho \operatorname{tg} \theta; \quad (6-6)$$

для разомкнутой

$$Z_{вх} = -j\rho \operatorname{ctg} \theta. \quad (6-7)$$

Величина и знак входного сопротивления определяются волновым сопротивлением и электрической длиной линии. Входное сопротивление идеальной линии может быть равно нулю или бесконечности и иметь индуктивный или емкостный характер.

Короткозамкнутая линия (рис. 6-3, а), длина которой равна нечетному числу четвертей волн, имеет сопротивление, равное бесконечности. При незначительном укорочении линии или при понижении частоты ее

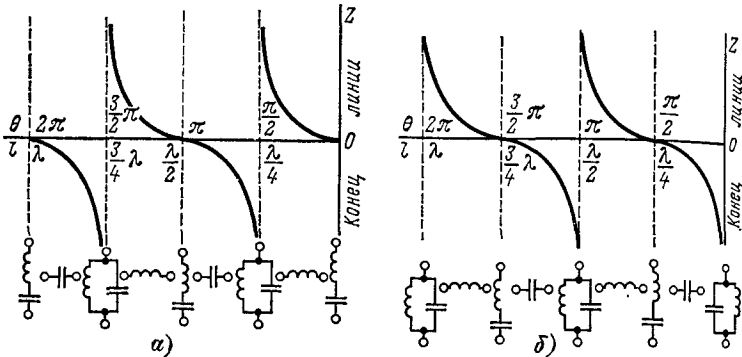


Рис. 6-3. Графики зависимости входного сопротивления линии от ее длины.

а — замкнутая на конце линия; б — разомкнутая линия.

сопротивление приобретает индуктивный характер, а при незначительном увеличении длины линии или частоты — емкостный характер. Поведение такой линии аналогично поведению параллельного колебательного контура.

Величина эквивалентной индуктивности определяется соотношением

$$L_3 = \frac{\rho}{\omega} \operatorname{tg} \theta; \quad (6-8)$$

а величина эквивалентной емкости — соотношением

$$C_3 = \frac{1}{\rho\omega} \operatorname{ctg} \theta. \quad (6-9)$$

При длине линии, равной четному числу четвертей длины волны, ее сопротивление становится равным нулю. Пове-

дение такой линии при незначительном изменении ее длины или частоты аналогично поведению последовательного колебательного контура. На рис. 6-3, б указаны эквивалентные схемы, которыми может быть заменена линия той или иной длины.

В разомкнутой линии (рис. 6-3, б) имеет место такая же картина изменения сопротивления, но сдвинутая на четверть длины волны. Разомкнутая линия ведет себя, как параллельный контур при длине, равной четному числу четвертей длины волны, и как последовательный контур — при длине, равной нечетному числу четвертей длины волны.

Указанные свойства линий широко используются в разнообразных конструкциях для дециметровых и сантиметровых волн. Так, например, линии, длина которых кратна целому числу четвертей длин волн, используются в качестве колебательных контуров и согласующих трансформаторов. Линии, длина которых не кратна целому числу четвертей длин волн, используются в качестве реактивных сопротивлений.

Приведенные формулы и графики для входного сопротивления справедливы лишь для идеальной, т. е. не имеющей потерь, линии.

Вследствие потерь во входном сопротивлении линии появляется активная составляющая, которая изменяет ее величину.

Входное сопротивление короткозамкнутой линии с потерями может быть вычислено по формуле

$$Z_{вх} = \rho \operatorname{th} \gamma l, \quad (6-10)$$

а входное сопротивление разомкнутой линии с потерями — по формуле

$$Z_{вх} = \rho \operatorname{cth} \gamma l. \quad (6-11)$$

Трансформация сопротивлений. Ценным свойством линий является способность трансформации сопротивлений. Это свойство дает возможность какое-либо сопротивление (R или r), включенное в линию на расстоянии l_1 от ее конца, заменить эквивалентным ему (R' или r'), но включенным на расстоянии l_2 от конца (рис. 6-4).

Выведем формулы для пересчета эквивалентных сопротивлений, предполагая, что условием эквивалентности является равенство мощностей, выделяющихся на этих сопротивлениях.

Мощности, выделяющиеся на сопротивлениях R и ρ включенных параллельно проводникам линии (рис. 6-4, а) соответственно равны:

$$P = \frac{U_{\text{макс}}^2 \sin^2 \theta_1}{2R} \quad \text{и} \quad P' = \frac{U_{\text{макс}}^2 \sin^2 \theta_2}{2R'}$$

Так как $P = P'$, то

$$R' = R \frac{\sin^2 \theta_2}{\sin^2 \theta_1} \quad (6-12)$$

Мощности, выделяющиеся на сопротивлениях r и r' , включенных последовательно в проводники линии (рис. 6-4, б), соответственно равны:

$$P = \frac{1}{2} r I_{\text{макс}}^2 \cos^2 \theta_1 \quad \text{и} \quad P' = \frac{1}{2} r' I_{\text{макс}}^2 \cos^2 \theta_2$$

Отсюда

$$r' = r \frac{\cos^2 \theta_1}{\cos^2 \theta_2} \quad (6-13)$$

Аналогично можно получить формулу для пересчета последовательного сопротивления на эквивалентное ему параллельное:

$$R' = \frac{\rho^2 \sin^2 \theta_2}{r \cos^2 \theta_1} \quad (6-14)$$

В полученных формулах знаком «штрих» обозначены пересчитанные сопротивления.

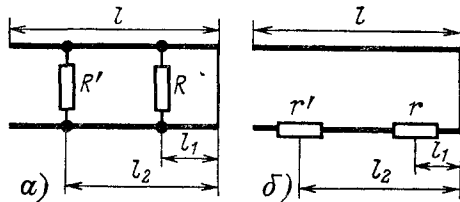


Рис. 6-4. Схемы к пересчету сопротивлений.

Формулы пересчета широко применяются при расчете различных согласований и резонансных сопротивлений линий с потерями.

Особенно часто используются трансформирующие свойства разомкнутой четвертьволновой линии. Для такой

линии входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ связано с сопротивлением нагрузки Z_n следующим соотношением:

$$Z_n Z_{\text{вх}} = \rho^2 \quad (6-15)$$

Так как величина ρ имеет активный характер, то произведение $Z_n Z_{\text{вх}}$ также должно быть активным. Поэтому при сопротивлении нагрузки Z_n , имеющем, например, индуктивный характер, входное сопротивление $Z_{\text{вх}}$ получается емкостного характера. Следовательно, четвертьволновая линия не только меняет величину трансформируемого сопротивления, но и изменяет его характер или, как говорят, инвертирует нагрузку.

При нагрузке разомкнутой четвертьволновой линии чисто активным сопротивлением на входе получается также активное сопротивление, величина которого равна:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\rho^2}{r_n}$$

Из этого выражения можно определить волновое сопротивление согласующей линии:

$$\rho = \sqrt{R_{\text{вх}} r_n} \quad (6-16)$$

Четвертьволновая линия используется, например, для согласования полуволнового диполя с соединительным фидером.

Если длина соединительной линии равна целому числу полуволн, то ее входное сопротивление точно равно сопротивлению нагрузки. Такая линия может использоваться для соединения между собой различных каскадов РЭА.

6-2. ЭКВИВАЛЕНТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ

Выше было указано, что резонансная линия соответствующей длины может вести себя, как параллельный или последовательный колебательный контур. Важным вопросом является определение основных параметров этого контура, к числу которых относятся резонансные частоты, характеристика, добротность и резонансное сопротивление. Эти параметры определяют радиотехнические свойства контура и позволяют производить соответствующие расчеты.

Ограничимся лишь рассмотрением длинных линий, которые эквивалентны параллельному колебательному контуру.

Резонансные частоты. Короткозамкнутая линия ведет себя, как параллельный колебательный контур, если вдоль ее длины укладывается нечетное число четвертей длины волны, а разомкнутая линия — если вдоль ее длины укладывается четное число четвертей длины волны. Такие условия могут быть одновременно выполнены для бесконечного ряда частот. Поэтому характерной особенностью резонансной линии является многочастотность. Это существенный недостаток, присущий резонансным линиям.

Длины волн таких колебаний, называемых *продольными*, могут быть определены из следующих уравнений; для короткозамкнутой линии

$$\lambda_n = \frac{4l}{n_1};$$

для разомкнутой линии

$$\lambda_n = \frac{4l}{n_2}.$$

В этих уравнениях n_1 — любое целое нечетное число, а n_2 — любое целое четное число. Придавая n_1 и n_2 различные значения, можно определить длины волн, а следовательно, и частоты, на которых линия эквивалентна параллельному колебательному контуру.

Длину волны (или частоту), соответствующую колебаниям с наибольшей длиной волны, возможной для данной линии, называют длиной волны (или частотой) основного продольного колебания. Для короткозамкнутой линии длина волны основного продольного колебания равна $\lambda_0 = 4l$, а для разомкнутой $\lambda_0 = 2l$.

Все остальные виды продольных колебаний отличаются более короткой длиной волны; они называются продольными колебаниями высших видов (обертнами). В короткозамкнутой линии различают колебания следующих видов: $\frac{\lambda}{4}$, $\frac{3}{4}\lambda$, $\frac{5}{4}\lambda$ и т. д.

Приведенные соотношения справедливы лишь для отдельных взятых линий, к которым не подключены какие-либо реактивные элементы. На практике ко входу линии почти всегда присоединена междуэлектродная емкость усилительного прибора, на выходе линии иногда включается конденсатор, а в некоторых случаях — катушка индуктивности. При их включении происходит изменение расположения стоячих волн, что сопровождается изменением резонансных частот. Включение индуктивности повышает резонансную

частоту, что эквивалентно укорочению линии; включение емкости эквивалентно удлинению линии. Последнее свойство часто используется для настройки при помощи конденсатора переменной емкости.

Частота основных колебаний линии с дополнительным реактивным сопротивлением может быть определена из условия резонанса. Для параллельного колебательного контура это условие заключается в равенстве нулю суммы проводимости дополнительного реактивного сопротивления Y и входной проводимости линий Y_{λ} :

$$Y + Y_{\lambda} = 0.$$

Решение такого уравнения относительно частоты (или длины волны) и определяет резонансные частоты линии.

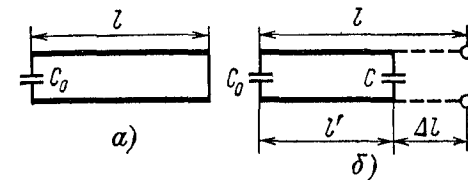


Рис. 6-5. Схемы линий, нагруженных на емкость. а — короткозамкнутая (полное включение); б — разомкнутая.

В качестве примера рассмотрим короткозамкнутую линию длиной около четверти волны, на входе которой включена емкость C_0 , например, емкость усилительного прибора или специальный конденсатор (рис. 6-5, а).

Условие резонанса для этой схемы имеет вид:

$$j\omega_0 C_0 + \frac{1}{j\rho \operatorname{tg} \theta} = 0.$$

Это условие может быть представлено в следующем более известном виде:

$$\frac{1}{\omega_0 \rho C_0} = \operatorname{tg} \frac{\omega_0 l}{c}. \quad (6-17)$$

Данное уравнение является трансцендентным; его приближенное решение может быть получено графическим способом по точкам пересечения кривых двух функций y_1 и y_2 :

$$y_1 = \frac{1}{\omega \rho C_0} \quad \text{и} \quad y_2 = \operatorname{tg} \left(\frac{\omega l}{c} \frac{180}{\pi} \right)^\circ.$$

Определив y_1 и y_2 через λ и выразив l и λ в сантиметрах, а C_0 — в пикофарадах, получим:

$$y_1 = \frac{5,3\lambda}{C_0\rho} \text{ и } y_2 = \text{tg} \left(\frac{360l}{\lambda} \right)^\circ.$$

Точки пересечения кривых этих функций и определяют резонансные частоты длинной линии.

На рис. 6-6 представлено графическое определение основной частоты и частот высших колебаний линии длиной 30 см с волновым сопротивлением 100 Ом, нагруженной на емкость 3 пФ.

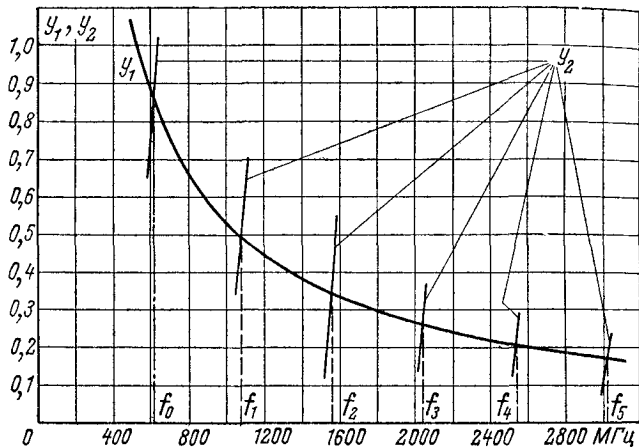


Рис. 6-6. График для определения резонансных частот.

При малой емкости C_0 решение уравнения (6-17) может быть произведено следующим образом. Раскрывая значение тангенса, условие резонанса можно записать в следующем виде:

$$\rho\omega_0 C_0 \sin \frac{\omega_0 l}{c} = \cos \frac{\omega_0 l}{c} = \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c} \right).$$

Так как емкость C_0 мала и почти не влияет на длину линии, то $l \approx \lambda/4$, а угол $\omega_0 l/c$ близок к $\pi/2$. Поэтому

$$\sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c} \right) \approx \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c} \text{ и } \sin \frac{\omega_0 l}{c} \approx 1.$$

При этом имеем:

$$\omega_0 \rho C_0 = \frac{\pi}{2} - \frac{\omega_0 l}{c},$$

откуда частота основного колебания равна:

$$\omega_0 = \frac{\pi}{2(\rho C_0 + c/l)}.$$

Длина волны основного колебания может быть вычислена из следующего выражения:

$$\lambda_0 = 4l + 4c\rho C_0. \quad (6-18)$$

Это выражение можно рассматривать как сумму двух слагаемых:

$$\lambda_0 = \lambda + \Delta\lambda,$$

одно из которых, а именно λ , является длиной волны, определяемой только линией, а второе слагаемое $\Delta\lambda$ — приращением длины волны, определяемой действием емкости. Поэтому можно считать, что длина волны такой системы изменяется линейно с изменением емкости или длины линии.

При большей емкости C_0 линия получается короткой, значительно меньше четверти длины волны. В этом случае $\text{tg} \frac{\omega_0 l}{c} \approx \frac{\omega_0 l}{c}$ и решение уравнения (6-17) имеет вид:

$$\lambda_0 = 2\pi \sqrt{c\rho C_0}. \quad (6-19)$$

Длина волны такой системы пропорциональна корню из емкости или из длины линии.

Для получения точной настройки иногда применяется включение конденсатора не в начале линии, а на некотором расстоянии от него (рис. 6-7). Обычно $l_2 \ll \lambda/4$, поэтому левую часть линии от места включения конденсатора (участок l_2) можно заменить емкостью, величина которой равна:

$$C_3 \approx \frac{l_2}{c\rho}.$$

Общая емкость, нагружающая линию длиной l_1 , равняется сумме $C_0 + C_3$. Расчет такой системы был рассмотрен выше. Расчет резонансных частот разомкнутых линий производится аналогично.

Рассмотрим разомкнутую линию длиной около полу-волны, на входе которой включена емкость C_0 , а на выходе —

емкость C (рис. 6-5, б). Емкость C можно заменить эквивалентным отрезком разомкнутой линии Δl , входное сопротивление которого равно сопротивлению емкости C . Так как

$$\frac{1}{\omega_0 C} = \rho \operatorname{ctg} \frac{\omega_0 \Delta l}{c},$$

то

$$\Delta l = \frac{c}{\omega_0} \operatorname{arccctg} \frac{1}{\omega_0 \rho C}.$$

Если рассматривать разомкнутую линию длиной $l = l' + \Delta l$, на входе которой включена емкость C_0 , то условие резонанса будет иметь вид:

$$\frac{1}{\omega_0 \rho C_0} = \operatorname{ctg} \frac{\omega_0 l}{c}. \quad (6-20)$$

Дальнейший расчет резонансных частот производится графически.

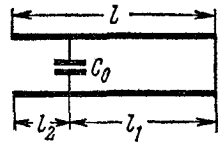


Рис. 6-7. Схема линии, нагруженной на емкость (неполное включение).

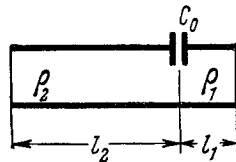


Рис. 6-8. Схема двусторонней линии.

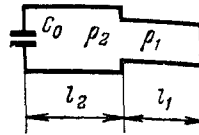


Рис. 6-9. Схема неоднородной линии.

На высокочастотном конце дециметрового диапазона контура с коаксиальными линиями часто образуют так называемую двустороннюю систему, которая состоит из двух линий, нагруженных на общую емкость (рис. 6-8). Условие резонанса для такой системы заключается в равенстве нулю реактивного сопротивления контура. Оно имеет вид:

$$\rho_1 \operatorname{tg} \theta_1 + \rho_2 \operatorname{tg} \theta_2 = \frac{1}{\omega_0 C_0}. \quad (6-21a)$$

Дальнейший расчет может производиться графически.

Расчет резонансных частот неоднородных линий производится аналогично. Так, например, для линии, изображенной на рис. 6-9, составленной из двух разнородных участков ($l_1 \neq l_2$; $\rho_1 \neq \rho_2$), условие резонанса имеет вид:

$$\frac{\rho_1 \operatorname{tg} \theta_1 + \rho_2 \operatorname{tg} \theta_2}{1 - \frac{\rho_1}{\rho_2} \operatorname{tg} \theta_1 \operatorname{tg} \theta_2} = \frac{1}{\omega_0 C_0}. \quad (6-21б)$$

Эти уравнения также решаются графически.

Кроме колебания вдоль длины, в резонансных линиях возможны колебания вдоль поперечных размеров. Такие колебания могут возникать, когда вдоль какого-либо размера поперечного сечения укладывается целое число длин волн. Частота этих колебаний отличается от частоты продольных колебаний, но они могут создавать добавочные резонансы, нарушающие нормальную работу линии. Такие колебания можно назвать нежелательными.

В коаксиальных линиях нежелательные колебания могут возникать вдоль диаметра — так называемые радиальные колебания и вдоль окружности — азимутальные (или периферийные) колебания. Частота радиальных колебаний обычно очень высока, значительно выше частот используемых продольных колебаний, а поэтому они не оказывают существенного влияния на свойства линии. Частота азимутальных колебаний может лежать в области рабочих частот, и они могут вызывать паразитные резонансы.

Для определения длины волны нежелательных колебаний коаксиальную линию можно рассматривать как свернутый в кольцо волновод прямоугольного сечения, наибольшая длина волны в котором равна:

$$\lambda_{\text{нж}} = \frac{\pi}{2} (D + d).$$

Чтобы частота нежелательных колебаний была вне рабочего диапазона, необходимо, чтобы выполнялось следующее условие:

$$\lambda_{\text{мин}} > \lambda_{\text{нж}}.$$

Это условие налагает определенные требования на поперечные размеры и определяет максимальную частоту, при которой может работать данная линия.

Емкость эквивалентного контура. Емкость эквивалентного контура позволяет определить такой важный параметр, как характеристику контура.

Из теоретической радиотехники известно, что крутизна наклона кривой реактивной проводимости контура определяется его характеристикой. Поэтому условием эквивалентности контура и линии может быть равенство первых производных по частоте от их проводимостей.

а) **Короткозамкнутая линия.** Входная проводимость короткозамкнутой идеальной линии выра-

жается следующим образом:

$$Y_{л} = -j \frac{1}{\rho} \operatorname{ctg} \theta.$$

Проводимость идеального параллельного контура равна;

$$Y_{к} = j \left(\omega C_{э} - \frac{1}{\omega L_{э}} \right).$$

Для эквивалентности контура и длинной линии необходимо, чтобы выполнялось условие

$$\left(\frac{\partial Y_{л}}{\partial \omega} \right)_{\omega = \omega_0} = \left(\frac{\partial Y_{к}}{\partial \omega} \right)_{\omega = \omega_0}.$$

Дифференцируя полученные выражения для проводимостей и производя простейшие преобразования, получаем:

$$\left(\frac{\partial Y_{л}}{\partial \omega} \right)_{\omega = \omega_0} = j \frac{\theta}{\omega_0 \rho \sin^2 \theta}$$

и

$$\left(\frac{\partial Y_{к}}{\partial \omega} \right)_{\omega = \omega_0} = j 2 C_{э}.$$

Сравнивая эти выражения, получаем:

$$C_{э} = C_{э}^* = \frac{\theta}{2 \omega_0 \rho \sin^2 \theta}. \quad (6-22a)$$

Если положить, что $l = n_1 (\lambda/4)$, то $\theta = n_1 \frac{\pi}{2}$; $\sin^2 \theta = 1$

$$C_{э}^* = \frac{n_1}{8 \rho f_0}. \quad (6-22б)$$

б) Разомкнутая линия. Входная проводимость разомкнутой линии равняется:

$$Y_{л} = j \frac{1}{\rho} \operatorname{tg} \theta.$$

Производя аналогичные вычисления, получаем:

$$C_{э} = C_{э}^{**} = \frac{\theta}{2 \omega_0 \rho \cos^2 \theta}. \quad (6-23a)$$

При $l = n_2 \lambda/4$

$$\theta = n_2 \frac{\pi}{2}; \quad \cos \theta = 1$$

и

$$C_{э}^{**} = \frac{n_2}{8 \rho f_0}. \quad (6-23б)$$

В этих выражениях n_1 и n_2 — целые числа, определяющие вид колебаний ($n_1 = 1, 3, 5 \dots$ и $n_2 = 2, 4, 6 \dots$).

Полученные выражения показывают, что при увеличении n_1 и n_2 емкость эквивалентного контура возрастает. Так как это увеличивает запас электрической энергии в контуре, то его добротность при этом повышается.

Выражение для емкости контура, эквивалентного линии, нагруженной на входе некоторой емкостью C_0 , может быть выведено аналогичным образом.

Входная проводимость короткозамкнутой линии с емкостью на входе выражается следующим образом:

$$Y_{л} = j \omega C_0 - j \frac{1}{\rho} \operatorname{ctg} \theta.$$

Применяя условие эквивалентности, т. е. сравнивая производную этого выражения с производной от проводимости параллельного контура, после соответствующих преобразований получаем:

$$C_{э} = \frac{1}{2} C_0 + C_{э}^* = \frac{1}{2} \left(C_0 + \frac{\theta}{\omega_0 \rho \sin^2 \theta} \right). \quad (6-24a)$$

Для разомкнутой линии с емкостью на входе C_0 имеем:

$$C_{э} = \frac{1}{2} \left(C_0 + \frac{\theta}{\omega_0 \rho \cos^2 \theta} \right). \quad (6-24б)$$

При включении емкости к промежуточным точкам короткозамкнутой линии (рис. 6-7) входная проводимость определяется следующим соотношением:

$$Y_{л} = j \omega C_0 - j \frac{1}{\rho} \operatorname{ctg} \theta_1 + j \frac{1}{\rho} \operatorname{tg} \theta_2.$$

Здесь первый член представляет собой проводимость конденсатора C_0 , второй член — проводимость короткозамкнутого отрезка линии длиной l_1 , а третий — проводимость разомкнутого отрезка линии длиной l_2 . Применяв условие эквивалентности, после соответствующих преобразований получим:

$$C_{э} = \frac{1}{2} C_0 + C_{э1}^* + C_{э2}^* = \frac{1}{2} \left(C_0 + \frac{\theta_1}{\omega_0 \rho \sin^2 \theta_1} + \frac{\theta_2}{\omega_0 \rho \cos^2 \theta_2} \right). \quad (6-25)$$

Емкость контура, эквивалентного двусторонней линии (см. рис. 6-8), может быть определена по формуле

$$C_3 = \frac{1}{2} C_0 \left[1 + \frac{\frac{\rho_1 \theta_1}{\cos^2 \theta_1} + \frac{\rho_2 \theta_2}{\cos^2 \theta_2}}{\rho_1 \operatorname{tg} \theta_1 + \rho_2 \operatorname{tg} \theta_2} \right].$$

В приведенных формулах емкость C_3 получается в фарадах, если C_0 выражено в фарадах, ρ — в омах, f — в герцах и θ — в радианах.

Резонансное сопротивление. Найдем резонансное сопротивление контура R_3 , эквивалентного короткозамкнутой линии. За условие эквивалентности примем равенство резонансного сопротивления контура и входного сопротивления линии при резонансе.

Входное сопротивление линии при резонансе определяется имеющимися в ней потерями. Причинами, вызывающими появление потерь, являются: сопротивление проводников самой линии; сопротивление короткозамыкающих мостиков; сопротивление проводников, соединяющих линию с усилительными приборами; потери в сопротивлениях, шунтирующих линию; потери в различных контактах; потери на излучение и потери в диэлектриках. Достаточно точному расчету поддаются лишь четыре первых вида потерь, остальные потери оцениваются лишь качественно или определяются экспериментально. Определим резонансное сопротивление, учитывая только потери в проводнике самой линии.

а) Короткозамкнутая линия. Входная проводимость короткозамкнутой линии с потерями равна:

$$Y_{\lambda} = \frac{1}{\rho} \operatorname{cth}(\beta l + j\theta).$$

Преобразовывая гиперболический котангенс, получаем:

$$Y_{\lambda} = \frac{1}{\rho} \frac{\operatorname{sh} 2\beta l - j \sin 2\theta}{\operatorname{ch} 2\beta l - \cos 2\theta} = \frac{1}{\rho} \frac{\operatorname{sh} 2\beta l}{\operatorname{ch} 2\beta l - \cos 2\theta} - j \frac{1}{\rho} \frac{\sin 2\theta}{\operatorname{ch} 2\beta l - \cos 2\theta}.$$

При резонансе, т. е. при $\omega = \omega_0$, мнимая часть этого выражения компенсируется, а входное сопротивление определяется лишь вещественной частью. Следовательно, резонансное сопротивление линии равно:

$$R_3 = \rho \frac{\operatorname{ch} 2\beta l - \cos 2\theta}{\operatorname{sh} 2\beta l}.$$

В применяемых линиях всегда $\beta l \ll 1$, поэтому $\operatorname{sh} 2\beta l \approx 2\beta l$ и $\operatorname{ch} 2\beta l \approx 1$. Учтя, что $\beta = R_1/2\rho$, после тригонометрических преобразований получаем:

$$R_3 = \frac{2\rho^2}{R_1 l} \sin^2 \theta. \quad (6-26)$$

Если линия не нагружена на емкость, то для продольных колебаний всех видов

$$l = n_1 \frac{\lambda}{4} \text{ и } \theta = n_1 \frac{\pi}{2}.$$

При этом резонансное сопротивление линии может быть вычислено по формуле

$$R_3 = \frac{8\rho^2}{n_1 R_1 \lambda}. \quad (6-27)$$

При $n_1 = 1$, т. е. при $l = \lambda/4$, резонансное сопротивление приобретает максимальное значение, равное

$$R_{3, \text{ макс}} = \frac{8\rho^2}{R_1 \lambda}. \quad (6-27a)$$

б) Разомкнутая линия. Входная проводимость разомкнутой линии с потерями равна:

$$Y_{\lambda} = \frac{1}{\rho} \operatorname{th}(\beta l + j\theta).$$

Раскрывая значение гиперболического тангенса и производя преобразования, получаем:

$$R_3 = \frac{2\rho^2}{R_1 l} \cos^2 \theta. \quad (6-28)$$

Если на входе и выходе линии не включены какие-либо реактивные сопротивления, то $l = n_2 \frac{\lambda}{4}$; $\theta = n_2 \frac{\pi}{2}$.

При этом

$$R_3 = \frac{8\rho^2}{n_2 R_1 \lambda}. \quad (6-29)$$

Наибольшее резонансное сопротивление разомкнутая линия имеет при $n_2 = 2$:

$$R_{3, \text{ макс}} = \frac{4\rho^2}{R_1 \lambda}.$$

Его значение в 2 раза меньше резонансного сопротивления короткозамкнутой линии.

Для двустороннего контура можно получить следующее выражение эквивалентного сопротивления:

$$R_s = \frac{2(\rho_1 \operatorname{tg} \theta_1 + \rho_2 \operatorname{tg} \theta_2)^2}{\frac{R_{11} l_1}{\cos^2 \theta_1} + \frac{R_{12} l_2}{\cos^2 \theta_2}},$$

где R_{11} и R_{12} — погонные сопротивления первой и второй линий.

В приведенных формулах R_s и ρ выражены в Ом; R_{11} и R_{12} — в Ом/см; λ — в см и θ — в рад. Формулы справедливы для линий, продольные размеры которых значительно больше поперечных.



Рис. 6-10. Схема линии с потерями.

Для определения резонансного сопротивления с учетом различных потерь применяются формулы пересчета (6-12) — (6-14), при помощи которых сопротивления, вызывающие потери, пересчитываются на параллельные сопротивления, включенные на входе линии. Результирующее входное сопротивление линии определяется следующим образом:

$$R_{s.l} = \frac{1}{\frac{1}{R_{s.l}} + \frac{1}{R'} + \frac{1}{R''} + \dots}. \quad (6-30)$$

Здесь $R_{s.l}$ — резонансное сопротивление линии при учете потерь только в ее проводниках, а R' , R'' и т. д. — параллельные сопротивления, эквивалентные потерям и пересчитанные на вход линии. Под влиянием этих потерь резонансное сопротивление может уменьшиться в несколько раз.

Определим влияние на резонансное сопротивление линии потерь в проводниках, соединяющих линии с усилительными приборами, в короткозамыкающих мостиках и в переходных контактах этих мостиков. Эквивалентная схема такой линии показана на рис. 6-10, причем r_1 обозначает сопротивление соединительных проводников, r_2 — сопротивление короткозамыкающего мостика и r_3 — сопротивление контакта. Два последних сопротивления расположены на конце линии, т. е. в пучности тока, а поэтому вызывают значительные потери.

Воспользовавшись формулой (6-13), пересчитаем сопротивление r_1 в конец линии. Так как в этом случае $\theta_1 = \theta$ и $\theta_2 = 0$, то

$$r'_1 = r_1 \cos^2 \theta.$$

Полное последовательное сопротивление в конце линии равно:

$$r = r_1 \cos^2 \theta + r_2 + r_3.$$

Это сопротивление пересчитаем по формуле (6-14) на параллельное сопротивление, включенное в начале линии. Так как в этом случае $\theta_1 = 0$ и $\theta_2 = \theta$, то

$$R' = \frac{\rho^2 \sin^2 \theta}{r_1 \cos^2 \theta + r_2 + r_3}.$$

Применяя формулу (6-30), получаем выражение для резонансного сопротивления линии

$$R_s = \frac{2\rho^2 \sin^2 \theta}{R_1 l + 2(r_1 \cos^2 \theta + r_2 + r_3)}.$$

Полученное выражение указывает на значительное влияние сопротивлений r_1 и особенно r_2 и r_3 на резонансное сопротивление линии. Сопротивления r_1 и r_2 поддаются достаточно точному расчету (см. § 6-5); величина сопротивления r_3 может быть определена лишь экспериментально и обычно равна $(10 \div 50) \cdot 10^{-3}$ Ом.

Потери в контактах могут превосходить потери в проводниках линии. Например, в нагруженной коаксиальной линии на частоте 750 МГц, потери в контактах составляли 19%, а потери в проводниках линии — 14% общих потерь.

Диэлектрические потери могут быть учтены при помощи параллельной схемы замещения (см. рис. 1-7). Параллельное сопротивление, эквивалентное этим потерям, включенное на входе линии, определяется формулой (1-8).

Добротность. Добротность контура, эквивалентного нагруженной или ненагруженной линии, может быть определена по характеристике $(1/\omega_0 C)$ и резонансному сопротивлению R_s :

$$Q_s = \omega_0 C_s R_s. \quad (6-31)$$

Добротность зависит как от параметров самой линии, так и от нагрузки.

Для ненагруженной короткозамкнутой линии эквивалентная емкость определяется формулой (6-22), а резонансное сопротивление (с учетом потерь только в про-

водниках линии) — формулой (6-26). Произведя подстановку этих формул в выражение для добротности, получим:

$$Q_0 = \frac{2\pi\rho}{R_1\lambda}. \quad (6-32)$$

Легко показать, что это выражение справедливо и для разомкнутых линий. При нагрузке линии реактивным сопротивлением емкость и резонансное сопротивление эквивалентного контура изменяются, что вызывает изменение добротности.

При нагрузке линии низким активным сопротивлением, например входным сопротивлением лампы (а оно может составлять до 40% общих потерь, определяющих добротность), при $R_{вх} \ll R_0$ величина добротности в основном определяется этим сопротивлением:

$$Q_0 \approx \omega_0 C_0 R_{вх}.$$

Так как величина емкости C_0 увеличивается при увеличении n_1 , то для повышения добротности в этом случае выгодно употреблять линии длиной в несколько четвертей волны.

6-3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ

Выражения для ρ , R_0 и Q_0 , приведенные в предыдущем параграфе, имеют общий характер и справедливы для линий любой конструкции. Для упрощения расчетов эти параметры выражают через конструктивные размеры линий.

Длина линии. Геометрическая длина линии определяется из условия резонанса. Например, для короткозамкнутой линии, нагруженной на конце емкостью C_0 , при решении уравнения (6-17) получим:

$$l = \frac{c}{\omega_0} \psi, \quad (6-33)$$

где

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{1}{\omega_0 \rho C_0}.$$

Для разомкнутой линии, на концах которой включены емкости C_1 и C_2 , имеем:

$$\operatorname{tg} \psi = \frac{\omega_0 \rho (C_1 + C_2)}{1 - \omega_0^2 \rho^2 C_1 C_2}.$$

Если одна из емкостей равна нулю, то $\operatorname{tg} \psi = \omega_0 \rho C$. Длина линии l получается в сантиметрах, если круговая частота выражена в радианах ($\omega_0 = 2\pi f_0$, где f_0 — частота, Гц), емкости C_1 и C_2 — в фарадах, а скорость света $c = 3 \cdot 10^{10}$ см/с. Чем больше волновое сопротивление линии, тем (при той же частоте) короче линия. Длина линий, в которых используются колебания высших видов, должна быть увеличена на соответствующее число полуволн, т. е. будет равна:

$$l = \frac{c}{\omega_0} \psi + n \frac{\lambda}{2},$$

где n — любое целое число.

Коаксиальная линия. Условимся внутренний диаметр наружной трубы коаксиальной линии (рис. 6-11) обозначать через D , а наружный диаметр внутренней трубы — d . Все линейные размеры и длину волны λ будем выражать в сантиметрах, а частоту f — в мегагерцах; примем $\epsilon = 1$ (воздушное заполнение).

Емкость единицы длины линии (погонная емкость, пФ/см) равна:

$$C_1 = \frac{0,242}{\lg \frac{D}{d}}.$$

Волновое сопротивление может быть вычислено по формуле

$$\rho = 138 \lg \frac{D}{d}, \quad (6-34)$$

где ρ — сопротивление, Ом; D и d — диаметры линии, см.

Заполнение внутренней полости линии средой, ϵ и μ которой отличны от единицы, увеличивает волновое сопротивление в $\sqrt{\mu/\epsilon}$ раз (обычно $\mu > \epsilon$).

Сопротивление единицы длины медной линии (Ом/см) определяется следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} R_1 &= 0,83 \frac{\sqrt{f}}{D} \left(1 + \frac{D}{d}\right) \cdot 10^{-4} \\ R_1 &= 14,5 \frac{1 + \frac{D}{d}}{D \sqrt{\lambda}} \cdot 10^{-3} \end{aligned} \right\} \quad (6-35)$$

или

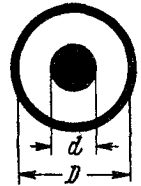


Рис. 6-11. Основные размеры коаксиальной линии.

При изготовлении линии из других проводников или при применении покрытий, толщина которых превышает глубину проникновения тока, числитель формул (6-35) необходимо умножить на поперечный коэффициент a , определяемый по формуле (1-7).

Пользуясь этими формулами, выразим резонансное сопротивление и добротность короткозамкнутых линий, длина которых кратна четверти длины волны, через геометрические размеры.

Формулы для резонансного сопротивления могут быть получены подстановкой в формулу (6-27) выражений для ρ и R_1 . Выполнив эту подстановку, получим:

$$R_s = 6,1 \frac{D\sqrt{f}}{n_1} \cdot 10^4 A; \quad (6-36a)$$

или

$$R_s = 1,05 \frac{D}{n_1 \sqrt{\lambda}} \cdot 10^7 A; \quad (6-36b)$$

где

$$A = \frac{\lg^2 \frac{D}{d}}{1 + \frac{D}{d}}$$

Коэффициент A имеет максимум, который наступает при $D/d = 9,2$. Резонансное сопротивление линии максимально при этом значении отношения D/d и при $n_1 = 1$. Его величина равна:

$$R_{s, \text{ макс}} = 5,56D\sqrt{f} \cdot 10^3.$$

Отношение D/d не критично, так как при его изменении от 5,5 до 20 резонансное сопротивление линии изменится не более чем на 10%. Для расчета резонансного сопротивления при неоптимальных соотношениях на рис. 6-12 приведен график значений коэффициента A при различных значениях D/d .

Выражение (6-36) справедливо для ненагруженных линий, длина которых кратна $\lambda/4$: оно учитывает потерь лишь в проводниках самой линии. В нагруженных линиях оптимальное отношение D/d зависит от вида колебаний (числа n_1), входной емкости и сопротивлений потерь в контактах, мостиках и т. п. При увеличении входной емкости и повышении вида колебаний оптимум наступает при меньших отношениях D/d .

Формулы для добротности ненагруженной линии могут быть получены подстановкой в выражение (6-32) значений ρ и R_s . Выполнив эту подстановку, получим:

$$Q_s = 345DB\sqrt{f}$$

или

$$Q_s = 6 \frac{D}{\sqrt{\lambda}} 10^4 B; \quad (6-37)$$

где

$$B = \frac{\lg \frac{D}{d}}{1 + \frac{D}{d}}$$

Коэффициент B имеет максимум, который наступает при $D/d = 3,6$. Максимальная добротность, которая получается при этом, равна:

$$Q_{\text{ макс}} = 41,7D\sqrt{f}.$$

Величина отношения D/d (по добротности) не критична, так как при его изменении от 2,3 до 6,2 добротность изме-

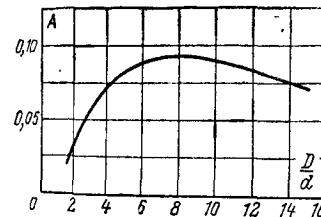


Рис. 6-12. График значений коэффициента A для расчета резонансного сопротивления коаксиальной линии.

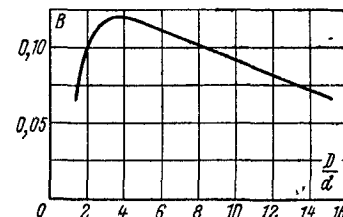


Рис. 6-13. График значений коэффициента B для расчета добротности коаксиальной линии.

няется не более чем на 10%. Для расчета добротности при неоптимальных соотношениях на рис. 6-13 приведен график значений коэффициента B . Формулы (6-37) определяют добротность ненагруженной линии с учетом потерь лишь в ее проводниках; в нагруженных линиях величина добротности также будет зависеть от нагрузки и вида колебаний.

Приведенные выражения показывают, что для ненагруженных или слабо нагруженных линий условие получения максимальной добротности не соответствует условию получения максимального резонансного сопротивле-

ния. Для нагруженных линий подобное расхождение не имеет существенного значения, так как эти параметры в значительной степени определяются нагрузкой. В нагруженных линиях увеличение отношения D/d вызывает сначала быстрый, а затем замедленный рост добротности и резонансного сопротивления. Величина отношения D/d при которой рост Q_s и R_s начинает замедляться, зависит от длины волны и величины потерь. Для коаксиальных линий, нагруженных, например, на лампу с дисковыми выводами, это наступает при $D/d = 2,5 \div 5,0$, причем большие значения соответствуют более длинным волнам и большим сопротивлениям потерь.

Спиральная линия. Если центральный проводник коаксиальной линии выполнен в виде спирали, то такую линию называют спиральной или спиральным резонатором. Свертывание центрального проводника в спираль удлиняет путь электромагнитной волны, уменьшая тем самым скорость ее распространения вдоль оси спирали (фазовую скорость), т. е. спираль действует как замедляющая система. Поэтому длина линии уменьшается; она в несколько раз меньше длины обычной линии с гладким центральным проводником. Чем больше витков имеет спираль, тем меньше длина линии.

Спиральный проводник может быть выполнен из ленты (рис. 6-14, а) или из провода круглого сечения (рис. 6-14, б). Ленточный проводник обычно наносится на керамический стержень методом вжигания. При этом образуется спираль с большим углом подъема. При небольших зазорах между витками волновое сопротивление спиральной линии с ленточным проводником будет равно:

$$\rho = \rho_0 \sqrt{1 + \frac{\pi^2 N_0^2 d^2}{4,6 \lg \frac{D}{d}} \left[1 - \left(\frac{d}{D} \right)^2 \right]^2}, \quad (6-38)$$

где ρ_0 — волновое сопротивление линии с гладким внутренним проводником диаметром d , а N_0 — число витков спирали, приходящихся на 1 см ее длины.

Наружный проводник (экран) может быть как круглой, так и прямоугольной или квадратной формы. Квадратные экраны предпочтительнее для миниатюрных линий, так как позволяют располагать их ближе друг к другу. Обязательны защитные промежутки между торцевыми частями центрального проводника и экрана, устраняющие искажения структуры поля.

Линии с ленточным проводником применяются в высокочастотных каскадах радиоприемников и мало-мощных генераторах на частотах 400—1000 МГц и выше. Спиральный проводник из провода круглого сечения выполняется в виде однослойной катушки, намотанной с шагом на керамический или пластмассовый каркас. Так как катушка может иметь достаточно много витков, то длина линии может быть уменьшена в 20—30 раз по сравнению с коаксиальной. Добротность зависит от размеров линии и при $D/d = 1,8$ приобретает максимальное значение; ее величина на 20—30% меньше добротности

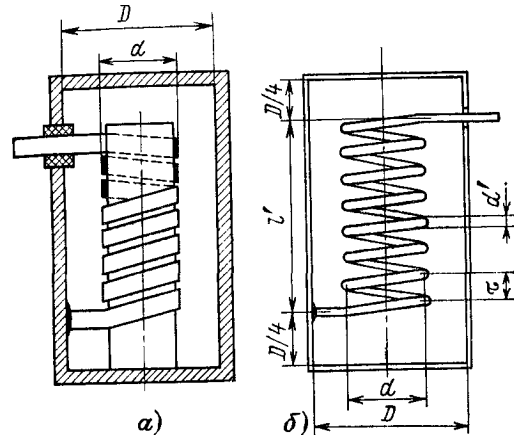


Рис. 6-14. Спиральная линия.

а — с ленточным проводником; б — с проводником круглого сечения (с катушкой).

равноценной коаксиальной линии. При изменении оптимального отношения диаметров от 1,7 до 2,2 добротность изменяется не более чем на 5%. Поэтому почти всегда имеется возможность выполнять линию с оптимальными соотношениями размеров. Обычно $l' = (1,0 \div 1,5) d$. При этих условиях волновое сопротивление (кОм), добротность (при наличии медного экрана) и число витков катушки со спиральным проводником круглого сечения будут равны:

$$\rho = \frac{250}{fD}; \quad (6-39)$$

$$Q_s \approx 20D \sqrt{f}; \quad (6-40)$$

$$N = \frac{5000}{fD}.$$

Расчет размеров катушки производится методом, изложенным в § 4-3; шаг намотки τ и диаметр провода d' должны удовлетворять соотношению $\tau = (1,7 \div 2,5) d'$. При увеличении длины катушки до $4d$ шаг намотки необходимо уменьшить на 15—20%. Диаметр провода должен быть в 5—10 раз больше глубины проникновения тока x_s (1-2).

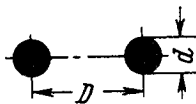


Рис. 6-15. Основные размеры двухпроводной линии.

Линии такого типа широко применяются в малогабаритной РЭА на частотах от 20 до 500 МГц [6-7].

Двухпроводные линии. Основные размеры двухпроводной линии с проводниками круглого сечения изображены на рис. 6-15. Так же как и в предыдущем параграфе, все линейные размеры (включая и длину волны) будем выражать в сантиметрах, а частоту — в мегагерцах. Основные параметры открытой линии могут быть выражены следующим образом:

емкость, приходящаяся на единицу длины линии (пФ см),

$$C_1 = \frac{0,12}{2D} \lg \frac{D}{d};$$

волновое сопротивление линии (Ом)

$$\rho = 276 \lg \frac{2D}{d}. \quad (6-41)$$

При близко расположенных проводниках волновое сопротивление можно вычислить по формуле

$$\rho = 276 \lg t, \quad (6-41a)$$

где

$$t = \frac{1}{t} = \frac{2}{d} \quad \text{или} \quad t = \frac{D}{d} + \sqrt{\left(\frac{D}{d}\right)^2 - 1};$$

сопротивление, приходящееся на единицу длины линии изготовленной из меди, равно (Ом/см);

$$R_1 = 1,67 \frac{\sqrt{f}}{d} \left[1 + 2 \left(\frac{d}{2D} \right)^2 \right] \cdot 10^{-4}, \quad (6-41)$$

или

$$R_1 = \frac{2,9}{d\sqrt{\lambda}} \left[1 + 2 \left(\frac{d}{2D} \right)^2 \right] \cdot 10^{-2}. \quad (6-42)$$

При изготовлении проводников линии из других металлов или при применении покрытий числитель формул (6-41

следует умножить на поправочный коэффициент a , определяемый по формуле (1-7).

Формулы для резонансного сопротивления и добротности ненагруженных открытых двухпроводных линий могут быть выведены изложенным выше способом. Выполнив соответствующие подстановки и преобразования, получим:

$$R_s = 24,4 \frac{D\sqrt{f}}{n_1} E \cdot 10^4 \quad (6-43)$$

и

$$Q_s = 6,9D\sqrt{f} F \cdot 10^2, \quad (6-44)$$

где коэффициенты E и F вычисляются следующим образом:

$$E = \frac{\lg^2 t}{2D \left[1 + 2 \left(\frac{d}{2D} \right)^2 \right]}$$

и

$$F = \frac{\lg t}{2D \left[1 + 2 \left(\frac{d}{2D} \right)^2 \right]}.$$

Максимальное значение коэффициента E получается при отношении $D/d \approx 3,7$, а коэффициента F — при $D/d \approx 1,36$. При этом максимальные значения резонансного сопротивления и добротности линии вычисляются по следующим формулам:

$$R_{\text{макс}} = 9,2d\sqrt{f} \cdot 10^4$$

и

$$Q_{s, \text{макс}} = 1,52d\sqrt{f} \cdot 10^2.$$

Отметим, что формулы (6-38), (6-39), (6-43) и (6-44) справедливы для линий, длина которых кратна четверти длины волны. Длина линий, ко входу которых подключены какие-либо реактивные сопротивления (например, емкости), не кратна четверти длины волны, поэтому вышеуказанные формулы не являются точными. Для расчета резонансного сопротивления и добротности таких линий следует пользоваться формулами (6-27) и (6-31), которые имеют общий характер. Следует также учитывать, что в выражениях (6-43) и (6-44) учтены лишь потери в проводниках линии, обусловленные поверхностным эффектом и эффектом близости, и не учтены потери в изоляторах

крепления и на излучение. В двухпроводных линиях эти потери особенно сильно влияют на резонансное сопротивление и добротность, в результате чего применение оптимальных отношений между размерами линии менее целесообразно.

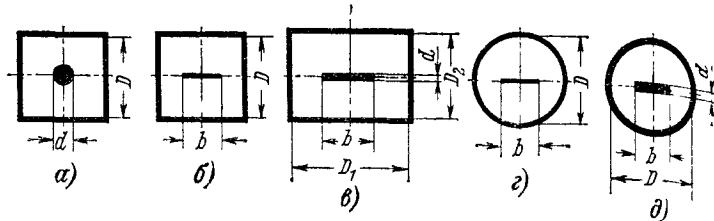


Рис. 6-16. Основные типы линий, аналогичных коаксиальным.

Сопротивление излучения, отнесенное к пучности тока для линии, размеры которой значительно меньше длины волны, равно:

$$r_{\text{изл}} = 3,12 \left(\frac{S}{\lambda^2} \right)^2 \cdot 10^4, \quad (6-48)$$

где $S = ID$ — площадь излучения. Для устранения потерь на излучение применяют экранирование.

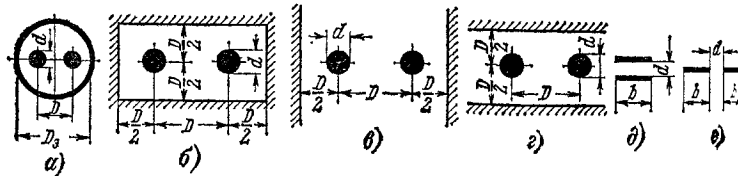


Рис. 6-17. Основные типы линий, аналогичных двухпроводной.

На практике широкое применение находят линии конструкция которых отличается от классических коаксиальной и двухпроводной. Примеры таких линий, аналогичных коаксиальной, приведены на рис. 6-16, а аналогичных двухпроводной — на рис. 6-17. Приведем формулы для определения волнового сопротивления (Ом) таких линий.

Для линии типа коаксиальной в квадратном экране (рис. 6-16, а) волновое сопротивление может быть вычислено по формуле

$$\rho = 138 \lg 1,08 \frac{D}{d}. \quad (6-49)$$

В случае, если центральный проводник выполнен из тонкой ленты (рис. 6-16, б) толщиной d , волновое сопротивление вычисляется по формуле

$$\rho = 138 \lg 2,16 \frac{D}{d}. \quad (6-47)$$

Для линии в прямоугольном экране и с центральным проводником из толстой ленты (рис. 6-16, в) волновое сопротивление будет равно:

$$\rho = 138 \lg \frac{D_1 + D_2}{b + d}. \quad (6-48)$$

Волновое сопротивление линии в круглом экране и с центральным проводником из тонкой ленты (рис. 6-16, д) равно:

$$\rho = 138 \lg \frac{2D}{b}.$$

Волновое сопротивление линии в круглом экране, центральный проводник которой выполнен из толстой ленты (рис. 6-16, е), может быть определено по формуле (6-49), если заменить в ней величину b на $b + d$.

Волновое сопротивление (Ом) двухпроводной линии в круглом экране (рис. 6-17, а) может быть найдено по формуле

$$\rho = 276 \lg \left(t \frac{D_3^2 - D^2}{D_3^2 + D^2} \right). \quad (6-49)$$

Сопротивление, приходящееся на единицу длины такой линии (Ом/см), равно;

$$R_1 = 1,67 \frac{\sqrt{f}}{d} \left(1 + 4 \frac{d}{D_3} \frac{D_3^2 D^2}{D_3^4 - D^4} \right) \cdot 10^{-4}. \quad (6-50)$$

Наименьшее сопротивление получается при отношении $D/D_3 = 0,486$, а наибольшее волновое сопротивление — при $D_3 = 2D$.

Для двухпроводной линии в прямоугольном экране (рис. 6-17, б) волновое сопротивление вычисляется по формуле

$$\rho = 276 \lg 1,08 \frac{2D}{d}. \quad (6-51)$$

Расчет волнового сопротивления частично экранированных двухпроводных линий можно производить по следующим формулам:

волновое сопротивление линии с боковыми экранами, расположенными на расстоянии $D/2$ от центра проводника (рис. 6-17, в),

$$\rho = 276 \lg 1,27 \frac{D}{d}; \quad (6-52)$$

волновое сопротивление линии с боковыми экранами, расположенными на расстоянии $D/2$ от плоскости проводов (рис. 6-17, г),

$$\rho = 276 \lg 1,13 \frac{2D}{d}; \quad (6-53)$$

волновое сопротивление линии с ленточными проводниками, расположенными параллельно друг другу широкой стороной (рис. 6-17, д), при $b \gg d$

$$\rho = 377 \frac{d}{b}, \quad (6-54)$$

а при расположении ленточных проводников узкой стороной друг к другу (рис. 6-17, е)

$$\rho = \frac{257}{\lg \left[4 \left(1 + 2 \frac{b}{d} \right) \right]}. \quad (6-55)$$

Погонное сопротивление таких линий можно определить, исходя из предложения, что токопроводящими являются обращенные друг к другу поверхности.

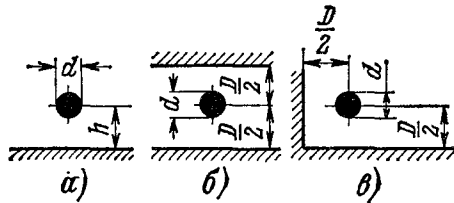


Рис. 6-18. Основные типы однопроводных линий.

Некоторое применение находят также простейшие, так называемые однопроводные линии, состоящие из одного проводника: вторым проводником является корпус прибора (рис. 6-18).

Волновое сопротивление одиночного провода, расположенного над металлической поверхностью (рис. 6-18, а), равно:

$$\rho \approx 138 \lg \frac{4h}{d}. \quad (6-56)$$

При расположении одиночного проводника между двумя металлическими поверхностями (рис. 6-18, б) волновое сопротивление может быть вычислено по формуле

$$\rho = 138 \lg 1,27 \frac{D}{d}. \quad (6-57)$$

При расположении одиночного проводника около двух взаимно перпендикулярных проводящих поверхностей (рис. 6-18, в) волновое сопротивление будет равно:

$$\rho = 138 \lg 1,4 \frac{D}{d}. \quad (6-58)$$

Для уменьшения длины двухпроводных и однопроводных линий их проводники можно выполнять в виде спирали.

В ряде случаев проводники двухпроводных и однопроводных линий выполняются печатным способом; волновое сопротивление таких линий удобно определять по величине погонной емкости (6-1), формулы и графики для вычисления которой будут приведены в гл. 7 и [5-6].

Расчет резонансных линий, включенных на какую-либо нагрузку с известными параметрами, можно производить в следующем порядке:

выбрать поперечные размеры проводников линии в зависимости от размеров ламп и других конструктивных соображений;

по соответствующим формулам определить волновое сопротивление;

определить длину проводников линий;

в зависимости от типа линии и условий нагрузки по соответствующим формулам определить емкость эквивалентного контура, резонансное сопротивление и добротность.

При подключении к промежуточным точкам линии каких-либо сопротивлений или нагрузок они пересчитываются на вход линии по формулам пересчета. Точки присоединения нагрузок могут быть определены по условиям согласования, получения требуемой полосы пропускания контура, необходимого усиления каскада и т. п. Для этого известным способом определяется необходимый коэффициент включения p , в случае линий, очевидно, равный $p = \sin \theta_1 / \sin \theta$, по которому определяются θ_1 и точки присоединения нагрузки.

Пример 1. Определить размеры и параметры коаксиальной линии по следующим данным: $D = 2,7$ см; $d = 2,2$ см; $C_0 = 2,05$ пФ; $f = 1000$ МГц ($\lambda = 30$ см); материал линии — латунь, покрытая слоем серебра. При расчете учесть влияние следующих сопротивлений: со-

противления соединительных проводников $r_1 = 1 \cdot 10^{-3}$ Ом; сопротивления короткозамыкающего мостика $r_2 = 2,65 \cdot 10^{-4}$ Ом; сопротивления переходных контактов $r_3 = 1 \cdot 10^{-3}$ Ом и диэлектрических потерь в изоляции лампы. Принять емкость, в которой происходят потери $C_0 = 0,5$ пФ и $\text{tg } \delta = 6 \cdot 10^{-4}$.

Волновое сопротивление определяем по формуле (6-35):

$$\rho = 138 \lg \frac{2,7}{2,2} = 12,3 \text{ Ом.}$$

Длину линии находим по формуле (6-33). Так как

$$\text{tg } \psi = \frac{1}{2\pi \cdot 10^9 \cdot 12,3 \cdot 2,05 \cdot 10^{-12}} = 6,33,$$

то $\psi = 1,414$ рад ($\psi = 81^\circ$). Следовательно, длина линии будет равна

$$l = \frac{3 \cdot 10^{10} \cdot 1,414}{2\pi \cdot 10^9} = 6,77 \text{ см.}$$

Погонное сопротивление медной линии находим по формуле (6-36)

$$R_1' = \frac{0,83 \sqrt{1000}}{2,7} \left(1 + \frac{2,7}{2,2}\right) \cdot 10^{-4} = 2,22 \cdot 10^{-3} \text{ Ом/см.}$$

Так как проводники покрыты слоем серебра, то поправочный коэффициент находим по формуле (1-7)

$$a = \sqrt{\frac{1,63 \cdot 10^6}{1,75 \cdot 10^6}} = 0,97.$$

Следовательно, $R_1 = 2,2 \cdot 10^{-3} \cdot 0,97 = 2,15$ Ом/см.

Электрическая длина линии согласно (6-2а) равна:

$$\theta = \frac{2\pi \cdot 6,77}{30} = 1,417 \text{ рад; } \theta = 81^\circ;$$

$$\sin \theta = 0,988.$$

Емкость эквивалентного контура определяем по формуле (6-24):

$$C_3 = \frac{1}{2} \left(2,05 + \frac{1,417 \cdot 10^{12}}{2\pi \cdot 10^9 \cdot 12,3 \cdot 0,988} \right) = 10,45 \text{ пФ.}$$

Резонансное сопротивление линии с учетом потерь только в ее проводниках согласно (6-26) будет равно:

$$R_3 = \frac{2 \cdot 12,3^2 \cdot 0,988}{2,15 \cdot 10^{-3} \cdot 6,77} = 20,4 \text{ кОм.}$$

Добротность ненагруженной линии с учетом потерь только в ее проводниках определяем по формуле (6-31)

$$Q_3 = 2\pi \cdot 10^9 \cdot 10,45 \cdot 10^{-12} \cdot 20,4 \cdot 10^3 = 1340.$$

Сопротивление соединительных проводников r включено в начале линии последовательно, поэтому его пересчет на эквивалентное параллельное сопротивление производим по формуле (6-14):

$$R' = \frac{12,3^2 \cdot 0,988^2}{1 \cdot 10^{-3} \cdot 0,154^2} = 6,26 \text{ МОм.}$$

Сопротивления мостика r_2 и скользящего контакта r_3 включены в конце линии последовательно. Их пересчет на параллельное сопротивление может быть произведен по формуле

$$R = \frac{\rho^2}{r} \sin^2 \theta,$$

вытекающей из формулы (6-14) при $\theta_1 = 0$. Получаем:

$$R'' = \frac{12,3^2 \cdot 0,988^2}{2,65 \cdot 10^{-4}} = 0,556 \text{ МОм;}$$

$$R''' = \frac{12,3^2 \cdot 0,988^2}{1 \cdot 10^{-3}} = 147,5 \text{ кОм.}$$

Параллельное сопротивление, эквивалентное потерям в диэлектрике, находим по формуле (1-8):

$$R^{IV} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^9 \cdot 0,5 \cdot 10^{-12}} = 1 \text{ МОм.}$$

Резонансное сопротивление с учетом перечисленных потерь определяем по формуле (6-30), откуда получаем $R_3 = 17$ кОм. Добротность такой линии равна $Q_3 = 2\pi \cdot 10^9 \cdot 10,45 \cdot 10^{12} \cdot 17 \cdot 10^3 = 1115$.

Пример 2. Определить эквивалентные параметры рассмотренной линии при нагрузке ее на входное сопротивление лампы, равное $R_{вх} = 165$ Ом. Определить параметры такой линии при согласовании ее с кабелем, волновое сопротивление которого равно $\rho_{\text{ф}} = 50$ Ом. Предполагается кондуктивная связь с кабелем.

Так как $R_{вх} \ll R_3$, то добротность нагруженной линии будет равна:

$$Q_3 = \omega C_3 R_{вх} = 2\pi \cdot 10^9 \cdot 10,45 \cdot 10^{-12} \cdot 165 = 10,8.$$

Коэффициент включения при оптимальной связи должен быть равен:

$$p = \sqrt{\frac{\rho_{\text{ф}}}{R_{вх}}} = \sqrt{\frac{50}{165}} = 0,55.$$

Место присоединения кабеля может быть определено из формулы (6-4)

$$p = \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta},$$

из которой получаем: $\sin \theta_1 = 0,55 \cdot 0,988 = 0,544$;

$$\theta_1 = 0,576 \text{ (33^\circ).}$$

Расстояние l_1 между точкой присоединения кабеля и концом линии может быть определено из формулы (6-2а)

$$l_1 = \frac{0,576 \cdot 30}{2\pi} = 2,75 \text{ см.}$$

Известно, что при оптимальной связи нагрузка вносит в контур сопротивление, равное собственному, т. е. понижает его добротность в 2 раза, т. е. добротность будет равна 5,4.

Пример 3. Клини примера 1 присоединить кабель $\rho_{\text{ф}} = 50$ Ом, чтобы полоса пропускания была равна 3 МГц.

Добротность такой линии должна быть равна $Q_3 = \frac{1000}{3}$, а эквивалентное сопротивление при этом будет:

$$R_3 = \frac{Q_3}{\omega_0 C} = \frac{333}{2\pi \cdot 10^8 \cdot 10,45 \cdot 10^{-12}} = 5,05 \text{ кОм.}$$

Эквивалентное сопротивление ненагруженной линии равно 17 Ом для его понижения до 5,05 кОм пересчитанное ко входу сопротивлению нагрузки должно быть равно:

$$R' = \frac{17 \cdot 5,05}{17 - 5,05} = 7,2 \text{ кОм.}$$

Место присоединения кабеля определим из формулы (6-12)

$$\sin^2 \theta_1 = \frac{50}{7200} \cdot 0,988^2 = 6,8 \cdot 10^{-3}.$$

Следовательно, $\sin \theta_1 = 0,083$; $\theta_1 = 0,083$ ($\theta_1 = 4^\circ 45'$).

Расчет показывает, что расстояние между точкой присоединения кабеля и концом линии очень мало ($l \approx 0,4$ см). Поэтому такую связь целесообразнее делать не кондуктивной, а индуктивной или емкостной.

6-4. ОБЩИЕ ВОПРОСЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЙ

До настоящего времени резонансные линии и отдельные элементы их конструкции не подверглись стандартизации. Исключение составляют типовые высокочастотные разъемы, разъемы питания и некоторые изделия точной механики, используемые в конструкциях линий. Поэтому резонансные линии приходится конструировать применительно к каждому конкретному случаю.

Общими вопросами, возникающими при конструировании линии, являются выбор ее типа и определение размеров, выбор методов настройки и подстройки, способа разделения видов колебаний и схемы разделения цепей питания и цепей высокой частоты. Рассмотрим решение этих вопросов, применяемое в практических конструкциях [6-4, 6-6, 6-7].

Типы линий. Тип резонансных линий в основном определяется конструкцией выводов применяемых усилительных приборов. Например, при лампах с дисковыми выводами (маячковые, металлокерамические и т. п.) применяются исключительно коаксиальные линии; при выводах в виде штырьков (пальчиковые лампы, транзисторы) обычно применяют однопроводные и двухпроводные линии. Каскады на коаксиальных линиях с лампами обычно выполня-

по схеме с общей сеткой; каскады на двухпроводных линиях могут выполняться по любым схемам.

В зависимости от расположения входного и выходного контуров каскада конструкция коаксиальной линии может быть односторонней или двусторонней (рис. 6-19). Здесь a, c, k обозначают дисковые выводы анода, сетки и катода лампы L , $k-c$ — катодно-сеточная линия; $a-c$ — анодно-сеточная линия; n — элементы настройки.

В односторонней конструкции (рис. 6-19, а) входной и выходной контуры расположены коаксиально, с одной

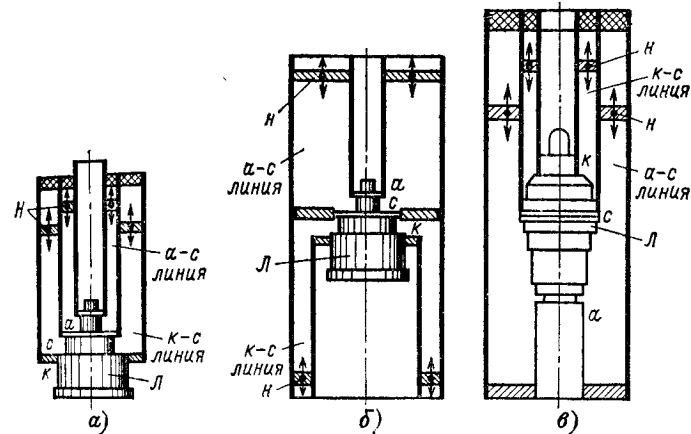


Рис. 6-19. Схематические конструкции коаксиальных линий.

a — односторонняя; b и v — двусторонние.

стороны от плоскости сетки. Наружным является проводник, соединяемый с катодом; внутри него расположены проводники, соединяемые с сеткой и анодом. Такая конструкция имеет небольшую длину, допускает удобную смену лампы и удобную настройку контуров. Ее недостатком являются большие поперечные размеры. С лампой 6С5Д такая конструкция применяется на частотах до 3000—3500 МГц.

При использовании некоторых типов ламп может оказаться более удобной конструкция с наружным анодным проводником, который при этом должен быть изолирован от анода по постоянному напряжению.

В двусторонней конструкции (рис. 6-19, б и в) входной и выходной контуры расположены по обе стороны от пло-

скости сетки. Наружным является проводник, соединенный с сеткой или анодом: внутри него расположены анодный или сеточный и катодный проводники.

Недостатками двусторонней конструкции являются значительная длина, некоторая трудность замены лампы, неудобство настройки, производимой с обеих сторон линий, и сложность изготовления. Достоинствами этой конструкции являются возможность получения большей величины резонансного сопротивления и, благодаря меньшим поперечным размерам, более высокая частота паразитных азимутальных колебаний. С той же лампой 6С5Д эта конструкция может быть использована на частотах до 4000—4300 МГц.

Поперечные размеры линий (диаметры труб) выбираются в соответствии с диаметрами выводов усилительных приборов и ассортиментом выпускаемых промышленностью труб, а также в зависимости от требуемых значений резонансного сопротивления и добротности. Выше отмечалось, что резонансное сопротивление и добротность нагруженного контура возрастают при увеличении отношения D лишь до известного предела, определяемого потерь и частотой. Ориентировочно можно считать, что в мощных контурах для частот до 300 МГц целесообразны значения отношения D/d лежат в пределах 4,5—5,0, а для частот до 750 МГц — в пределах 2,5—3,5. Увеличение этого отношения лишь увеличивает размеры контура, но не приводит к существенному повышению добротности и резонансного сопротивления.

Соотношение поперечных размеров ненагруженных и слабо нагруженных линий должно выбираться в пределах оптимальных. В линиях, предназначенных для работы с колебаниями высших видов, длина которых около $\frac{3}{4} \lambda$ и т. д., большая добротность получается при большом волновом сопротивлении, например при $D/d = 5$. Размеры таких линий должны выбираться с учетом этого обстоятельства.

В контурах для мощных генераторов диаметры труб определяются размерами дисковых выводов и электрической прочностью. При односторонней конструкции отношение диаметров анодно-сеточной линии равно 2—3, а точно-катодной — 1,5—2,5; при двусторонней конструкции для обеих линий отношение диаметров должно быть равно 1,5—3.

Для обеспечения электрической прочности необходимо, чтобы максимальная напряженность электрического поля не превышала допустимую $E_{\text{доп}}$ (0,7—1 кВ/мм для непрерывного режима и 10 кВ/мм — для импульсного). В коаксиальных линиях наибольшая напряженность поля будет на поверхности внутреннего проводника. Она равна:

$$E_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{макс}}}{d \cdot 2,3 \lg \frac{D}{d}},$$

где $U_{\text{макс}}$ — максимальное напряжение (мгновенное значение) между проводниками линии. Это напряжение приблизительно в 1,2—1,5 раза больше анодного напряжения. Необходимо, чтобы выполнялось условие $E_{\text{доп}} \geq E_{\text{макс}}$.

Продольные размеры линий определяются условием резонанса и видом колебаний, а также длиной короткозамыкающих мостиков, размерами элементов крепления и аналогичными конструктивными соображениями.

Для изготовления коаксиальных линий обычно применяются стандартные латунные или медные трубы со стенками толщиной 0,5—1,0 мм (ГОСТ 17426-72). Для удешевления и понижения массы можно применять стальные и алюминиевые трубы. Токопроводящие поверхности должны быть тщательно обработаны до 6—7-го классов чистоты (по ГОСТ 2789-73) и для защиты от коррозии и повышения электропроводности покрыты слоем серебра. Наружные поверхности также желательно серебрить, так как это повышает теплоотдачу. В мощных генераторах наружные трубы снабжают кольцевыми радиаторами. Наружная поверхность линии должна быть такой, чтобы на каждый ватт подводимой к лампе мощности приходилось 20—25 см² наружной поверхности.

Конструкция однопроводных и двухпроводных линий более проста. Проводники линии обычно выполняются из медной или латунной проволоки, трубки или ленты. Диаметр проводников (или ширина ленты) выбирается около 5—10 мм, а расстояние между ними 10—20 мм. Для сокращения занимаемого двухпроводной линией пространства проводники изгибают или в виде буквы U, или по дуге окружности, или даже в спираль. Крепление проводников производится при помощи колодок из диэлектрика или, если допускает схема, из металла. Устройство таких линий показано на рис. 6-20, а конструктивные схемы различных каскадов на однопроводных и двухпроводных

линиях — на рис. 6-21. Отдельные детали их конструкции приведены ниже.

Настройка линий. Настройка линий в пределах широкого диапазона может производиться при помощи подвижных короткозамыкающих мостиков, изменяющих длину линии, конденсатора переменной емкости и сердечников из ферромагнетика или диэлектрика, изменяющих скорость распространения фазы вдоль линии, а следовательно, и длину волны.

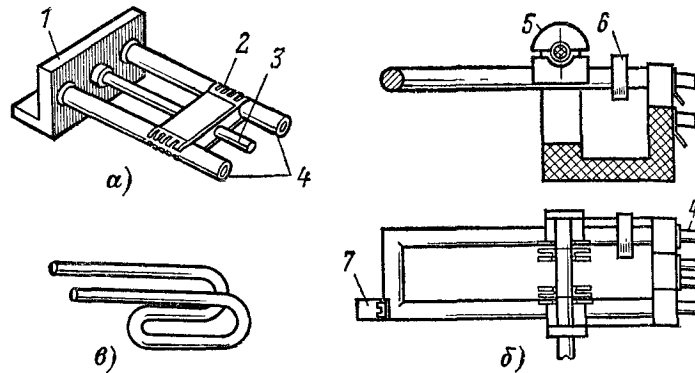


Рис. 6-20. Устройство двухпроводной линии.

a — с прямыми проводниками; *б* — с настройкой конденсатором; *в* — с изогнутыми проводниками; 1 — стойка; 2 — короткозамыкающий мостик; 3 — винт для перемещения мостика; 4 — концы проводников, присоединяемые к лампам; 5 — конденсатор настройки; 6 — разделительный конденсатор; 7 — подводка питания.

Пригодность того или иного метода определяется требуемыми пределами настройки, точностью установки частоты, удобством конструктивного выполнения, а также влиянием элементов настройки на стабильность, добротность, электрическую прочность, эксплуатационную надежность и т. п.

Параметром, при помощи которого оценивается настройная способность контура, может служить так называемая крутизна настройки, т. е. отношение изменения длины волны к соответствующему изменению воздействующего фактора — длины линии, емкости, волнового сопротивления. Рассмотрим особенности применяемых методов настройки.

При настройке короткозамыкающими мостиками пределы изменения частоты определяются перемещением мо-

стика и могут быть определены по формуле (6-33). Теоретически эти пределы могут быть весьма велики. Однако из-за конечных размеров короткозамыкающих мостиков, наличия неизбежных элементов связи, контактов и других конструктивных элементов пределы перемещения мостика

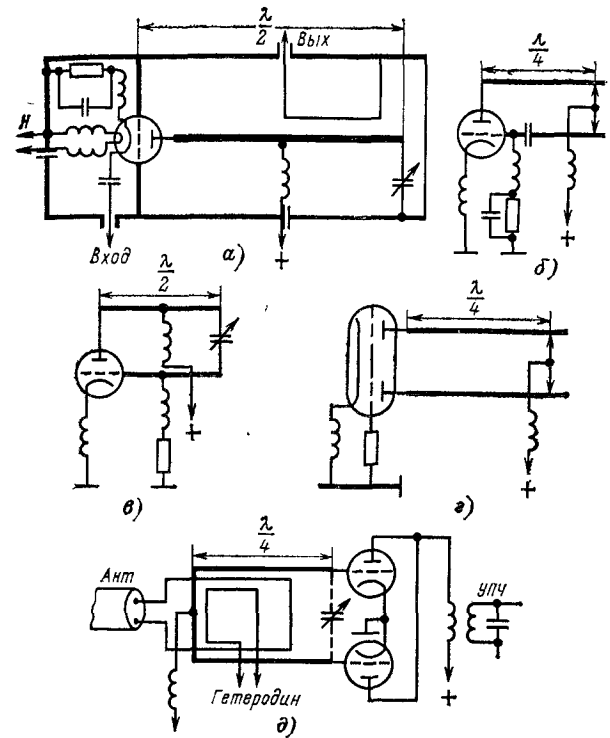


Рис. 6-21. Схематические конструкции каскадов на однопроводных и двухпроводных линиях.

a — усилитель высокой частоты; *б* и *в* — одноктактные гетеродины; *г* — двухтактный гетеродин; *д* — двухтактный смеситель.

ограничены, что сокращает перекрываемый диапазон. Практически при такой настройке можно получить изменение частоты в 3—4 раза.

При конструктивном выполнении линий может оказаться, что из-за невозможности необходимого приближения мостика к началу линии максимальная частота настройки будет ниже требуемой. В этом случае следует

использовать линии с колебаниями высших видов длиной около $\frac{3}{4}\lambda$, $\frac{5}{4}\lambda$ и т. д. Длина такой линии больше длины линии, работающей при основном виде колебаний, на соответствующее число полуволн, т. е. будет равна:

$$l' = l + n \frac{\lambda}{2}, \quad (6-59)$$

где l — длина линии, вычисленная по формуле (6-33), а n — целое число. При этом следует учитывать, что добротность и резонансное сопротивление линии будут меньше,

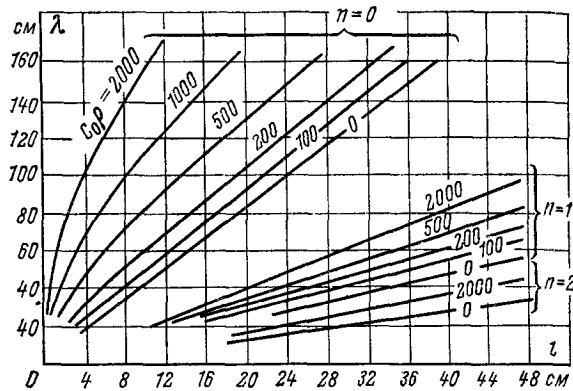


Рис. 6-22. Зависимость длины волны от геометрической длины резонансной линии.

На рис. 6-22 представлены графики настройки короткозамкнутых линий. На них изображена зависимость длины волны λ от геометрической длины линии l при различных значениях произведения ρC_0 . Графики показывают, что при настройке мостиками зависимость между длиной волны и геометрической длиной линии достаточно линейна, особенно при малых значениях произведения ρC_0 . Крутизна настройки также зависит от произведения ρC_0 — чем больше это произведение, тем больше крутизна. Так как электрическая длина линии при такой настройке остается практически постоянной, добротность и резонансное сопротивление будут изменяться в относительно небольших пределах (15—20%). Обычно с повышением частоты добротность и резонансное сопротивление уменьшаются.

Для перекрытия очень широкого диапазона, например десятикратного, последовательно используют колебания различных видов; например, в начале диапазона используют колебания вида $\lambda/4$, затем $\frac{3}{4}\lambda$ и т. д.

Достоинством способа настройки мостиками является возможность перекрытия очень широкого диапазона при относительно небольшом изменении добротности и резонансного сопротивления, а существенными недостатками — сложность конструктивного выполнения самих мостиков, наличие вносимых ими значительных потерь, неудобство механического сопряжения нескольких одновременно настраиваемых контуров и недостаточная точность.

Если проводники коаксиальной линии выполнить в виде сильфонов, т. е. тонкостенных гофрированных трубок из упругого металла, то возможна настройка линии путем изменения ее длины без короткозамыкающих мостиков. Достоинством этого метода является отсутствие скользящих контактов и связанных с ними потерь, а недостатками — сложность конструктивного выполнения таких линий, их недостаточная механическая жесткость и пониженная стабильность.

При настройке конденсатором переменной емкости перекрывается более узкий диапазон ($k_d \approx 1,5 \div 2,0$), но этот метод настройки допускает удобное механическое спаривание нескольких линий, возможность получения любого закона изменения частоты и обеспечивает большую точность. Недостатком емкостной настройки является резкая зависимость добротности и резонансного сопротивления от частоты: с повышением частоты добротность и резонансное сопротивление увеличиваются. Некоторым недостатком, проявляющимся в мощных генераторах, является также уменьшение электрической прочности. Особенно часто такой метод применяют для настройки однопроводных и двухпроводных линий в радиоприемниках и для подстройки коаксиальных линий маломощных генераторов.

Необходимые пределы изменения емкости можно определить из выражения (6-17). Решив это уравнение относительно C , получим;

$$C = \frac{\text{ctg } \theta}{\omega_0 \rho}. \quad (6-60)$$

Это выражение дает возможность определения емкости конденсатора на крайних частотах перекрываемого диапа-

зона. Чем короче линия и больше волновое сопротивление, тем больше крутизна настройки.

В § 6-2 было показано, что при небольшой емкости изменение длины волны короткозамкнутой линии пропорционально изменению емкости, а при большей емкости — пропорционально квадратному корню из емкости. Поэтому, рассчитав соответствующим образом очертание пластин конденсатора настройки, можно получить необходимый закон изменения частоты. Особенность этого расчета заключается в том, что при перестройке изменяется электрическая длина линий, определяющая индуктивность эквивалентного контура, тогда как в контурах с сосредоточенными постоянными индуктивностями остается неизменной. Отклонение функциональной характеристики, вызываемое этим явлением, от требуемой при применении конденсаторов, рассчитанных обычными методами, составляет 3—5%. Подробно эти вопросы изложены в [3-9, 6-11]. Для получения больших пределов настройки конденсаторы размещают возможно ближе к началу линии. Однако на достаточно высоких частотах такое размещение уменьшает ее размеры, что создает неудобство при конструктивном выполнении. В таких случаях конденсатор приходится размещать не в начале, а на промежуточных точках линии.

Настройка разомкнутых линий производится конденсатором, включенным на конце. Если заданы пределы перекрываемого диапазона, то необходимые пределы изменения емкости можно определить на основании следующих соображений.

Входная проводимость линии, на конце которой включена нагрузка Y , на основании (6-5) равна:

$$Y_{\text{вх}} = Y \frac{1 + j \frac{1}{\rho Y} \operatorname{tg} \theta}{1 + j \rho Y \operatorname{tg} \theta}, \quad (6-61)$$

где $Y = j\omega C$, а C — емкость конденсатора настройки. В реальных схемах параллельно входу линии присоединена междуэлектродная емкость усилительного прибора C_0 . Если обозначить $Y_0 = j\omega C_0$, то условие резонанса может быть записано в обычном виде; $Y_{\text{вх}} + Y_0 = 0$.

Подставляя развернутые выражения для Y и решая полученное уравнение относительно C , получаем:

$$C = C_0 \frac{1 + \frac{1}{\omega \rho C_0} \operatorname{tg} \theta}{1 + \omega \rho C_0 \operatorname{tg} \theta}. \quad (6-62)$$

Используя данное выражение, можно определить емкость конденсатора настройки на крайних частотах перекрываемого диапазона.

Можно показать, что требуемые пределы изменения емкости, характеризуемые коэффициентом перекрытия k_C , зависят от геометрических размеров линии. Чем больше волновое сопротивление, тем при меньшем значении k_C перекрывается заданный диапазон; наименьшее значение k_C также получается при вполне определенных длине и волновом сопротивлении линии. Найти эти величины можно, построив зависимости k_C от длины линии при различных ρ .

Для расчета очертания пластин конденсатора настройки по заданной функциональной характеристике $\omega(\varphi)$ следует исходить из условия резонанса [3-9]. На основании (6-17) получаем:

$$C = \frac{1}{\rho \omega(\varphi)} \operatorname{ctg} \frac{l \omega(\varphi)}{c},$$

где C — полная емкость на входе линии, т. е. емкость конденсатора и емкость усилительных приборов C_0 .

Определив из этого выражения $dC/d\varphi$ и вычислив его для ряда значений угла поворота φ , методом, изложенным в § 3-4, определяем очертания пластин конденсатора. Длину линии определяем, используя выражение (6-33) при максимальной частоте диапазона. В качестве примера укажем, что при прямочастотной функциональной характеристике настройки $\omega(\varphi) = \omega_{\text{макс}} - a'\varphi$, где

$$a' = \frac{\omega_{\text{макс}} - \omega_{\text{мин}}}{\varphi_{\text{макс}}}.$$

Для настройки линий также могут быть использованы металлические массы, воздействующие на ее распределенные параметры, т. е. изменяющие волновое сопротивление. Обычно большие пределы перестройки получаются при одновременном изменении волнового сопротивления и сосредоточенной емкости.

Широкодиапазонные контуры такого типа показаны на рис. 6-23 [5-6]. Контур a состоит из короткозамкнутой двухпроводной линии B длиной $\lambda/4$, изогнутой по дуге окружности. На входе линии расположен конденсатор переменной емкости с разрезным статором B , при вращении ротора A которого, помимо сосредоточенной емкости, изменяется волновое сопротивление. Когда ротор введен

в статор, сосредоточенная емкость получается максимальной и ротор практически не влияет на волновое сопротивление. Это соответствует минимальной частоте настройки. Когда ротор выведен из статора, сосредоточенная емкость и распределенная индуктивность линии минимальны, а распределенная емкость максимальна, следовательно, волновое сопротивление при этом уменьшится. Это соответствует максимальной частоте настройки.

Возможны различные варианты выполнения таких контуров. Контур, приведенный на рис. 6-23, а, выполнен на основе двухпроводной линии, а на рис. 6-23, б — на

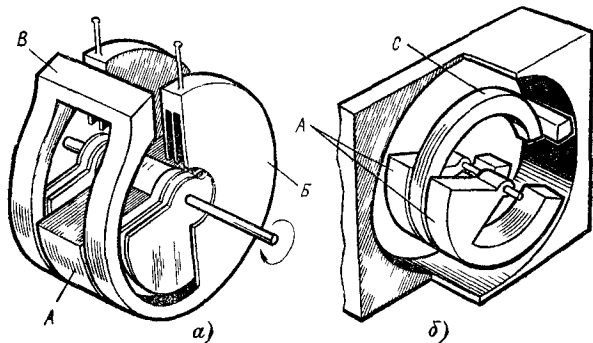


Рис. 6-23. Широкодиапазонные контуры на линиях.

основе экранированной однопроводной (иногда ее называют трехпроводной) линии, образованной центральным проводником *C* и боковыми стенками.

При анализе контур следует рассматривать, как неоднородную линию, нагруженную на емкость. Условие резонанса такой системы было приведено выше [см. (6-21б)], из него можно получить уравнение функциональной характеристики настройки

$$f = \frac{1}{2\pi\rho_1 C} \frac{1 - m \operatorname{tg} \theta_1 \operatorname{tg} \theta_2}{\operatorname{tg} \theta_1 + \frac{1}{m} \operatorname{tg} \theta_2}. \quad (6-63)$$

При перестройке изменяются *C*, *m*, θ_1 и θ_2 одновременно. Здесь $m = \rho_1/\rho_2$.

Ценным свойством диапазонных контуров такого типа являются малые размеры, широкие пределы перестройки частоты (8-10), достаточно высокая добротность (200-700). Следует отметить, что наибольшая добротность полу-

чается на более низкой частоте. Характерной особенностью является достаточно высокое постоянство эквивалентного сопротивления. Контуры на основе двухпроводных линий применяют обычно на частотах до 400—500 МГц, а однопроводных — до 1000 МГц.

При настройке с помощью магнитных сердечников используется явление укорочения длины волны в линии; полость линии заполнена средой (т. е. сердечником), магнитная проницаемость которой значительно выше магнитной проницаемости воздуха. Поэтому резонанс здесь наступает на более низкой частоте, чем в линии без сердечника. Пределы изменения частоты определяются магнитными и диэлектрическими свойствами сердечника. Можно показать, что изменение частоты линии, ко входу которой не подключено каких-либо реактивных элементов, при введении сердечника равно $\sqrt{\mu}$. При наличии на входе линии реактивных элементов, например входной емкости усилительного прибора, пределы изменения частоты уменьшаются. Наименьшая частота получается при выдвинутом сердечнике, а наибольшая — при выведенном. Практически удается получить $k_d \approx 1,5 \div 2,0$. Наибольшее резонансное сопротивление получается при отношении $D/d \approx 10$.

Настройка магнитными сердечниками связана с ухудшением стабильности и с большими вносимыми потерями, которые понижают добротность и резонансное сопротивление контура. Поэтому такая настройка применяется лишь в контурах приемников, работающих на частотах до 100—150 МГц, к качеству которых не предъявляется высоких требований. Конструкция таких линий изображена на рис. 6-24, а, б. Линии состоят из двух коаксиальных труб, во внутреннюю полость которых со стороны короткозамкнутого конца вдвигается сердечник; для прохождения через него замыкающего проводника сердечник снабжен продольным разрезом. На входном конце линии расположен конденсатор *C*, определяющий сосредоточенную емкость контура. В конструкции рис. 6-24, б этот конденсатор выполнен несколько иначе, что позволяет осуществить схему гетеродина с емкостной обратной связью.

Настройка линии в пределах узкого диапазона, примерно 3—5%, также может производиться диэлектрическими сердечниками. Конструкция таких линий аналогична предыдущей.

Разделение видов колебаний. Существенным недостатком резонансных линий является их многочастотность,

т. е. проявление резонансных свойств для бесконечно-ряда частот. Это особенно недопустимо в гетеродинах и в задающих генераторах, в которых возможно возникновение колебаний на нежелательных частотах, появление неустойчивости генерируемой частоты, а также возникновение явлений затягивания и перескока частоты. Поэтому вопрос о выделении колебаний нужной частоты и подавлении всех прочих частот представляет значительный интерес.

Разделение полезного и паразитных колебаний проводится несколькими способами, наиболее употребительными из которых являются

выбор определенных размеров входной и выходной линий и выбор соответствующей обратной связи.

Известно, что для короткозамкнутой линии нагруженной на емкость C зависит от частоты и произведения ρC_0 .

В гетеродинах входные и выходные линии настраиваются приблизительно одинаковые частоты. При

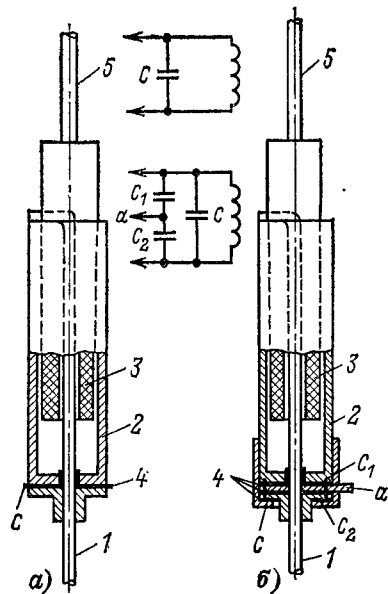


Рис. 6-24. Устройство коаксиальных линий с настройкой магнитными и диэлектрическими сердечниками.

a — для усилительных каскадов; $б$ — для гетеродинов; 1 — внутренний проводник; 2 — наружный проводник; 3 — сердечник; 4 — электрик; 5 — тяга.

этому при равенстве произведений ρC_0 для этих линий длины также получаются одинаковыми. Такие линии имеют общие ряды резонансных частот и системы, в которых они применяются, обладают склонностью к возбуждению паразитных колебаний (см. рис. 6-6).

Для исключения возможности появления паразитных колебаний необходимо, чтобы линии обладали лишь одной общей резонансной частотой и различными рядами паразитных частот. Это возможно, когда $\rho_{вх} C_{вх} \neq \rho_{вых} C_{вых}$. Чем больше отличаются эти произведения друг от друга, тем лучше получается разделение колебаний. Практи-

чески показывает, что вполне достаточно, если одно из этих произведений в 3 раза больше или меньше другого.

Вторым способом подавления паразитных колебаний является выбор обратной связи, при которой условия самовозбуждения имели бы место лишь для колебаний желаемой частоты. Такое избирательное действие достигается выбором вида связи и места ее расположения.

На рис. 6-25 приведены кривые распределения тока и напряжения вдоль линии, нагруженной на входную емкость лампы, при колебаниях вида $\lambda/4$ и $\frac{3}{4}\lambda$. Эле-

менты обратной связи могут быть расположены в участках линии, отмеченной прямой $x-x$. Из рисунка следует, что при колебаниях вида $\lambda/4$ напряжение в этих участках имеет значение, близкое к максимальному, а ток — к минимальному. При колебаниях вида $\frac{3}{4}\lambda$ напряжение имеет значение, близкое к минимальному, а ток — к максимальному. Поэтому расположенная в этом месте емкостная связь была бы наиболее эффективной при колебаниях вида $\lambda/4$, а индуктивная связь — при колебаниях вида $\frac{3}{4}\lambda$.

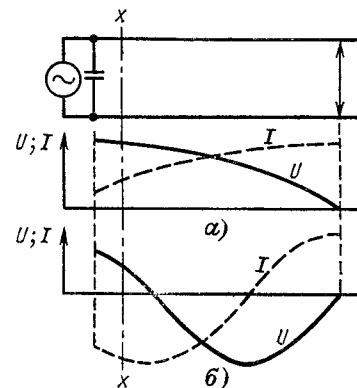


Рис. 6-25. Кривые распределения тока и напряжения вдоль короткозамкнутой линии и влияние расположения элемента связи на разделение колебаний.

При применении линий длиной больше $\lambda/4$ возможно разделение колебаний путем настройки входной и выходной линий на разные виды колебаний, находящихся в соотношении 1 : 3, 3 : 5 или 5 : 7.

Схемы цепей питания. Для подачи на электроды усилительных приборов необходимых напряжений питания, подводящие их проводники необходимо изолировать от металлических деталей линии. Рассмотрим основные виды практической реализации такого разделения цепей питания в линиях.

В коаксиальных линиях разделение цепей питания может быть осуществлено при помощи полной изоляции

проводников линии друг от друга и при помощи переходных конденсаторов между выводами лампы и проводниками линий.

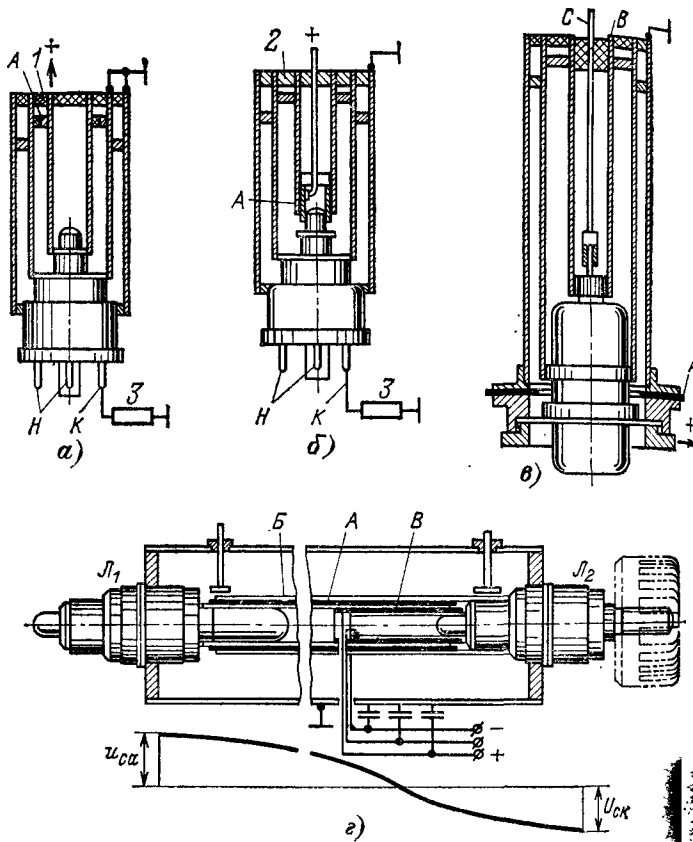


Рис. 6-26. Схемы цепей питания ламп с коаксиальными линиями
1 — изолирующая шайба; 2 — металлическая шайба; 3 — сопротивление сечения.

В схеме с полной изоляцией проводников линии (рис. 6-26, а) электроды лампы непосредственно соединяются с изолированными друг от друга проводниками линии к которым присоединяются источники питания. Для устрaнения замыкания через мостики последние снабжают

внутренними переходными конденсаторами А. Питание накала подается через выводы Н, вывод катода по постоянному току обозначен через К.

Схема с переходными конденсаторами (рис. 6-26, б) обладает большей механической прочностью и более удобна для конструктивного выполнения. В этой схеме проводники анодной и катодной линий присоединяются к выводам лампы через переходные конденсаторы. Анодный конденсатор А располагается в анодном контакте, а катодный включен в конструкцию самой лампы. Емкость этих конденсаторов составляет несколько десятков пикофард, и они почти не влияют на распределение напряжений высокой частоты.

На схеме рис. 6-26, в изображены цепи питания при применении стеклянных ламп с дисковыми выводами. Анодный переходный конденсатор А выполняется в виде плоского кольца. Напряжение накала подается по катодному проводнику катодно-сеточной линии В и по проводнику С, расположенному внутри этой линии. Эти проводники изолированы от прочей конструкции.

На схеме рис. 6-26, г изображены цепи питания усилительного каскада на металлокерамической лампе. Для подведения к аноду, катоду и накалу необходимых постоянных напряжений внутренний проводник линии выполнен из трех изолированных друг от друга труб, по которым и подводятся постоянные напряжения к электродам лампы. Вывод проводников, подводящих напряжение питания, произведен в точке, соответствующей узлу напряжения.

Для защиты проводов питания от проникновения токов высокой частоты включаются специальные фильтры, состоящие из конденсаторов и дросселей или резисторов. В некоторых конструкциях применяются фильтры из коаксиальных линий.

В двухпроводных линиях разделение цепей питания может быть выполнено при помощи как переходных конденсаторов (рис. 6-27, а), так и проводников специальной конструкции. При использовании переходных конденсаторов анод лампы соединяется с линией через керамический переходный конденсатор С; сетка лампы непосредственно соединяется с проводниками линии.

На рис. 6-27, б и в изображены проводники линий специальных конструкций. В конструкции, изображенной на рис. 6-27, б, постоянные напряжения подаются на лампу по центральным проводам, которые изолированы от про-

водников линии с помощью полиэтилена. Статическая емкость между центральным проводом и проводниками линии составляет при этом 100—200 пФ. Поэтому распределение напряжения вдоль линии такое же, как в линии со сплошными проводниками. В конструкции, изображенной на рис. 6-27, в, центральный проводник изолируется

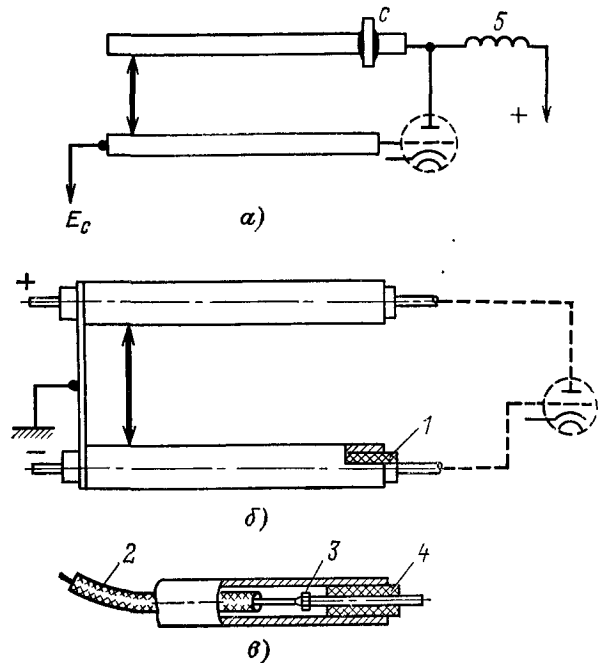


Рис. 6-27. Схема цепей питания с двухпроводной линией и устройством проводников специальных конструкций.

1 — диэлектрик; 2 — изолированный провод; 3 — пайка; 4 — проходной конденсатор; 5 — дроссель или резистор.

от наружной трубки обычным проходным конденсатором расположенным в начале линии. Действие такой линии аналогично предыдущей.

Стабильные линии. Значительное влияние на параметры линии оказывают температура, влажность и давление окружающего воздуха. Под влиянием температуры изменяются геометрические размеры линии, а при совместном воздействии температуры и влажности изменяется диэлектрическая проницаемость воздуха. Рассмотрим влия-

ние этих факторов на короткозамкнутую линию, на входе которой включен конденсатор с воздушным диэлектриком. Стагаемое ТКЧ, обусловленное тепловым расширением проводников линии, равняется $\alpha_{fT} = -\alpha$. Его уменьшение достигается изготовлением линии из материалов с малым ТКЛР, например из инвара или металлизированной керамики, а также применением самокомпенсации.

Стагаемое ТКЧ за счет изменения диэлектрической проницаемости обуславливается изменением диэлектрической проницаемости воздуха, служащего одновременно диэлектриком как линии, так и (по условию) нагрузочной емкости. Изменение диэлектрической проницаемости воздуха вычисляется при помощи диаграммы А. Р. Вольперта, как изложено в гл. 1. Приблизительно можно считать, что $\alpha_{fB} \approx \frac{1}{2} \alpha_e$.

Уменьшение этого стагаемого достигается герметизацией. Герметизация одновременно устраняет влияние на частоту изменения давления окружающего воздуха, расчет которого может быть выполнен ранее изложенным методом.

Многократные линии. Существенным недостатком, свойственным резонансным линиям, является громоздкость их на волнах длиннее 2—3 м. Значительное сокращение длины может быть получено в многократных линиях. Многократные линии (рис. 6-28) состоят из нескольких (k) коаксиальных цилиндров, укрепленных на двух торцевых дисках так, что обращенные друг к другу их поверхности образуют последовательный ряд отрезков коаксиальных линий. Такую систему можно рассматривать как неоднородную короткозамкнутую линию, длина которой в $1 - k$ раз больше, чем длина отдельного отрезка. Поэтому длина волны основного колебания равна $\lambda_0 = 4l(k - 1)$.

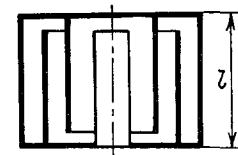


Рис. 6-28. Схематическое изображение устройства многократных линий ($k = 4$).

Таблица 6-1

Оптимальные соотношения для многократных линий					
k	2	3	4	5	7
$\left(\frac{D}{d}\right)_{opt}$	3,6	2,52	2,02	1,75	1,48

Можно показать, что максимальная добротность такой линии зависит от числа отрезков и получается при соотношениях между их диаметрами, указанных в табл. 6-1.

Многочисленные линии с успехом применяются на длинноволновом конце метрового диапазона и даже на коротких волнах.

6-5. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИЙ ЛИНИЙ

Важнейшими элементами конструкции линии, в значительной степени определяющими ее электрические и механические свойства, являются короткозамыкающие мостики, соединительные контакты, элементы подстройки, элементы связи и различные фильтры. Рассмотрим примеры конструкции этих элементов и их основные свойства.

Короткозамыкающие мостики. Основное требование к конструкции мостиков заключается в получении возможно более низкого переходного сопротивления скользящего контакта между мостиком и проводниками линии. Это сопротивление действует в пучности тока и оказывает значительное влияние на добротность и резонансное сопротивление.

Рассмотрим конструкции мостиков, применяемых в коаксиальных и двухпроводных линиях.

Короткозамыкающие мостики коаксиальных линий (поршни или плунжеры) по принципу действия можно разделить на контактные и бесконтактные. В контактных мостиках соединение между мостиком и проводниками линии осуществляется при помощи скользящего контакта, в бесконтактных мостиках — без скользящего контакта.

Контактные мостики в зависимости от конструкции подразделяют на мостики с плоскими пружинами и мостики со спиральными пружинами. Пружины могут быть выполнены отдельно из фосфористой или бериллиевой бронзы (рис. 6-29, а) или изготовлены за одно целое с мостиком (рис. 6-29, б). Для уменьшения потерь пружины и мостики покрывают слоем серебра, а сами пружины снабжают серебряными контактами. Сопротивление такого контакта обычно равно $(5-50) \cdot 10^{-3}$ Ом.

В мостике на рис. 6-29, в спиральная пружина из пружинной бронзы закладывается в специальные пазы. Такая конструкция проще в изготовлении, но дает более высокое

переходное сопротивление. Общим недостатком, свойственным рассмотренным конструкциям, является то, что сопротивление скользящего контакта оказывается малым только

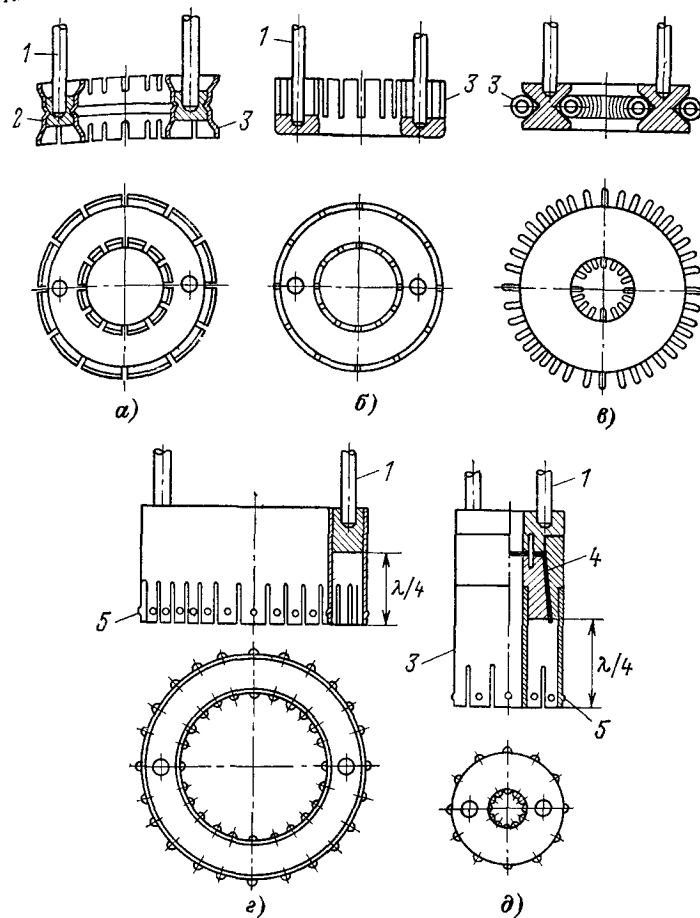


Рис. 6-29. Устройство короткозамыкающих мостиков.

а и б — с плоскими пружинами; в — со спиральными пружинами; г — с вынесенными контактами; д — с вынесенными контактами и внутренним переходным конденсатором; 1 — тяга; 2 — фиксирующий пояс; 3 — контактная пружина; 4 — слюдяная прокладка; 5 — контакты.

при достаточно больших контактных давлениях, при которых многократное перемещение мостика вызывает быстрое изнашивание контакта и поверхности линии.

Исследования показывают, что величина контактного сопротивления мало зависит от площади контактирующих поверхностей, а в основном определяется лишь материалом контактов, качеством их обработки и контактным давлением. Чем мягче материал контакта, чем меньше его удельное электросопротивление и чем чище поверхность, тем меньше контактное сопротивление. При увеличении давления контактное сопротивление уменьшается лишь до известного предела. Для серебряных контактирующих поверхностей этот предел наступает при усилиях, равных примерно $0,5 \text{ кгс/мм}^2$, а для медных или латунных поверхностей — при усилиях от $1,0$ до $1,5 \text{ кгс/мм}^2$. С повышением частоты контактное сопротивление увеличивается и на СВЧ оно в 5 — 10 раз выше сопротивления постоянному току. В среднем оно равно $0,02$ — $0,08 \text{ Ом}$. При тщательном изготовлении контактов и повышении контактного давления сопротивление может быть снижено до величины $(3$ — $5) \cdot 10^{-4} \text{ Ом}$.

Контактные мостики рассмотренного типа могут быть использованы на частотах до 600 — 700 МГц , на которых контактное сопротивление еще не оказывает значительного влияния на параметры контура. На частотах выше 700 МГц применяют мостики, контакты которых вынесены в узел тока (рис. 6-29, *г* и *д*). При этом ток почти не проходит через контакты, благодаря чему получают малые потери, которые не оказывают заметного влияния на параметры контура. Контактное сопротивление получается при этом равным примерно $(3$ — $5) \cdot 10^{-3} \text{ Ом}$. Длина контактных пружин выбирается равной четверти волны, поэтому при расположении мостика в пучности тока контакты оказываются в узле тока. При длине мостика, точно равной четверти волны, потери в контактах равны нулю. Некоторое отклонение длины мостика от четверти волны увеличивает вносимые потери, но все же они получаются значительно меньше потерь, вносимых контактом, расположенным в пучности тока. Мостики с вынесенными контактами удовлетворительно работают в пределах двух- или трехкратного диапазона, если их длина выбрана по наивысшей частоте. Так, например, мостик длиной $2,5 \text{ см}$ удовлетворительно работает в диапазоне от 1000 до 3000 МГц , так как его сопротивление при перестройке изменяется всего в $1,5$ — $2,0$ раза.

Мостики с вынесенными контактами могут применяться лишь в линиях, работающих с колебаниями

высших видов $\frac{3}{4} \lambda$; $\frac{5}{4} \lambda$, длина которых больше длины мостика.

Общим недостатком контактных мостиков является зависимость контактного сопротивления от износа и окисления контактов, которые неизбежны в процессе эксплуатации.

На частотах выше 3000 МГц применяются бесконтактные мостики (рис. 6-30, *а*). В таких мостиках используются свойства линии создавать очень низкие или очень высокие сопротивления и возможность трансформации этих сопротивлений. В простейшем случае мостик и обращенные к нему поверхности проводников образуют разомкнутую коаксиальную четвертьволновую линию, входное сопротивление $R_{\text{вх}}$ которой достаточно мало:

$$R_{\text{вх}} = \frac{R_1 \lambda}{8}. \quad (6-64)$$

При отклонении длины мостика от четверти волны входное сопротивление несколько увеличивается. Для мостиков, работающих в пределах некоторого диапазона, величина зазора выбирается достаточно малой, не более $0,2$ — $0,3 \text{ мм}$, а длина определяется по наивысшей частоте. Входное сопротивление такого мостика для более низких частот оказывается емкостным и достаточно низким. Чем меньше зазор, тем шире перекрываемый диапазон.

При использовании бесконтактных мостиков возможно появление резонансов в полости линии, расположенной за мостиком. При резонансе в эту полость проникает энергия, потеря которой равноценна увеличению сопротивления линии. Для устранения резонансных явлений принимают специальные меры: в заднюю полость вводят материалы, поглощающие высокочастотную энергию, например магнитодиэлектрики, или предусматривают дополнительные мостики, замыкающие неработающую часть полости, расположенную за основным.

Примером такой конструкции является так называемый дроссельный мостик (рис. 6-30, *б*). В этом мостике переходное сопротивление контакта r_k в точках *e* и *f* трансформируется на вход в точки *a* и *b* при помощи двух соединенных последовательно коаксиальных четвертьволновых линий ρ_1 и ρ_2 . Применяя к этим линиям формулы пересчета, получаем входное сопротивление в точках *a* и *b*:

$$r_{\text{вх}} = r_k \left(\frac{\rho_1}{\rho_2} \right)^2. \quad (6-65)$$

Выбрав размеры мостика так, чтобы удовлетворялось условие $\rho_2 \gg \rho_1$, можно получить очень низкое (до $5 \cdot 10^{-3}$ Ом) входное сопротивление, которое значительно меньше, чем сопротивление контакта.

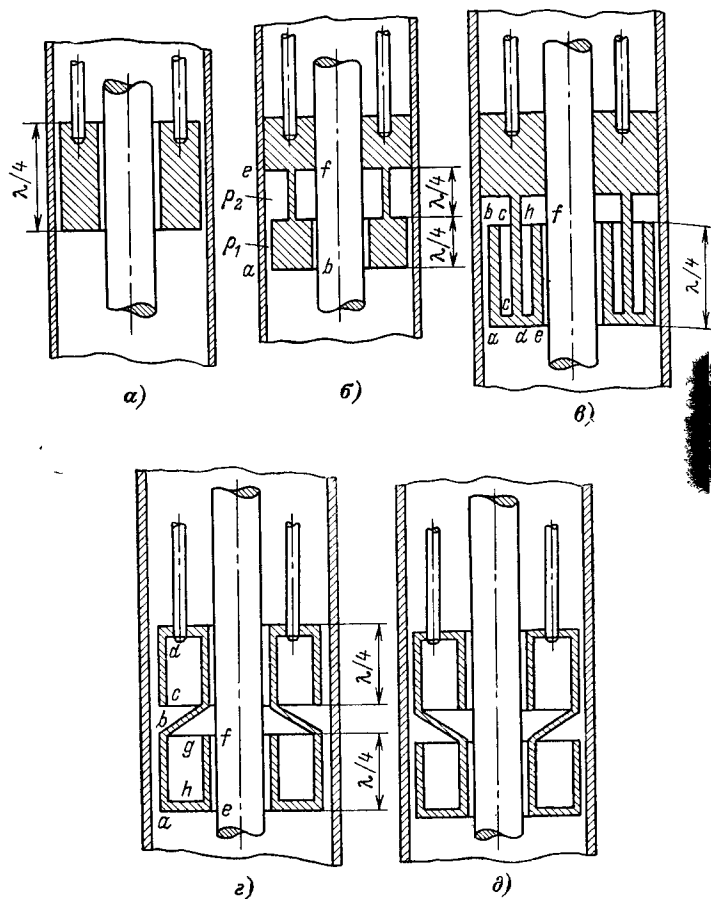


Рис. 6-30. Устройство бесконтактных мостиков.

Дроссельный мостик (рис. 6-30, *в*) имеет меньшую длину, чем рассмотренный выше. Принцип его действия также основан на трансформирующих свойствах четвертьволновой линии. В точках *a* и *e* получается низкое входное сопротивление из-за того, что разомкнутые линии *ab*

ef нагружены на высокое входное сопротивление короткозамкнутых линий *cd* и *gh*. Зазор между линией и мостиком выбирают равным не более 0,2—0,25 мм. Следует отметить, что чем меньше величина этого зазора, тем лучше диапазонность.

Дроссельные мостики рассмотренных типов удовлетворительно работают в пределах 2—2,5-кратного диапазона и используются на частотах выше 500—600 МГц. На более низких частотах они используются редко, так как длина мостика получается большой, неудобной для практического применения. Недостатком также является пониженная электрическая прочность, исключающая возможность их применения в достаточно мощных устройствах.

На таком же принципе основано действие зигзагообразных (*Z*-образных) мостиков (рис. 6-30, *г* и *д*). Здесь низкое входное сопротивление в точках *a* и *e* также обуславливается тем, что разомкнутые линии *ab* и *ef* нагружены на высокое входное сопротивление короткозамкнутых линий *cd* и *gh*. Зигзагообразные мостики применяют обычно на частотах выше 2—3 ГГц при сравнительно небольших (до 1,5) пределах перестройки. Их основным недостатком является сложность изготовления.

Общим достоинством бесконтактных мостиков является постоянство их сопротивления в процессе эксплуатации, не зависящее от износа контактов.

Потери в мостиках вызываются сопротивлением переходных контактов и сопротивлением самого мостика. Переходное сопротивление в тщательно изготовленном контактном мостике, как указывалось, может быть очень мало (до нескольких десятитысячных долей ома), однако из-за неизбежного износа контактов и их окисления, среднее значение переходного сопротивления оказывается значительно большим (не менее чем на порядок). Переходное сопротивление бесконтактных мостиков практически постоянно и составляет тысячные доли ома.

Сопротивление самого мостика, выполненного в виде медной шайбы, равно:

$$r = 0,7\rho\sqrt{f} \cdot 10^{-6}, \quad (6-66)$$

где r — сопротивление мостика, Ом; ρ — волновое сопротивление линии, Ом; f — частота, МГц.

При изготовлении мостика (шайбы) из других материалов или применении покрытий данное выражение необ-

ходимо умножить на коэффициент a , определяемый по формуле (1-17).

Конструкции мостиков для двухпроводных линий значительно проще и отличаются единообразием. Обычно

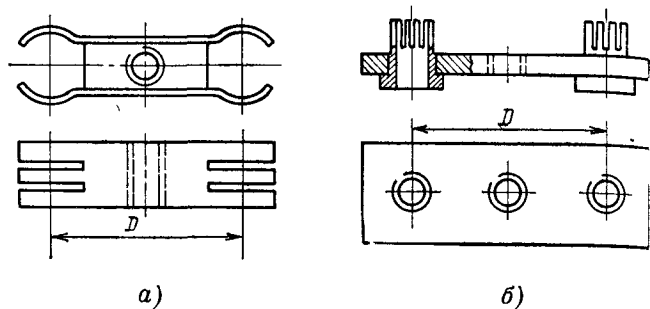


Рис. 6-31. Устройство короткозамкнутых мостиков для двухпроводных линий.

применяют мостики контактного типа (рис. 6-31, *a* и *б*). Такие мостики обладают некоторым реактивным сопротивлением, поэтому приближенно можно считать, что длина линии увеличивается на $D/2$. Выполняют мостики чаще всего из латуни и бронзы, а контакты делают из серебра.

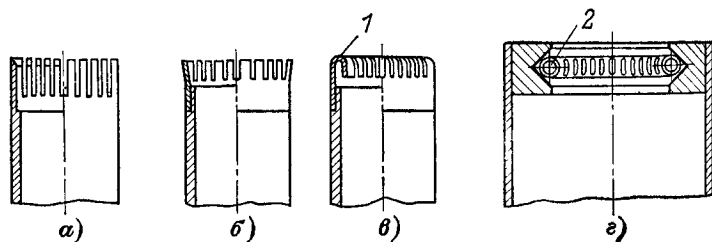


Рис. 6-32. Устройство соединительных контактов.

1 — плоская пружина; 2 — спиральная пружина.

Соединительные контакты. Эти контакты должны надежно соединять линию с выводами лампы и обладать возможно более низкой величиной контактного сопротивления. Применяемые конструкции можно разделить на контакты с плоскими пружинами (рис. 6-32, *a* — *в*) и контакты со спиральными пружинами (рис. 6-32, *г*).

Контакты с плоскими пружинами могут быть выполнены из того же материала, что и проводники линии,

или в виде специальных пружинных наконечников. Контактное сопротивление при этом получается равным 0,03—0,05 Ом. Конструкция катодного контакта со спиральными пружинами аналогична конструкции мостиков. На рис. 6-33 изображены конструкции анодных контактов для ламп маячкового типа. В первом случае внутренний проводник *A* служит для подачи на анод анодного напряжения, а наружный проводник *B* изолирован от него по постоянному току диэлектриком *C*. Во втором случае анодное напряжение подается через дроссель или резистор *R*, расположенный внутри анодной трубки.

Соединительные проводники и контакты при двухпроводных линиях не имеют каких-либо особенностей. Соединение концов линии с контактами ламповой панельки обычно производят очень короткими (5—7 мм) отрезками монтажного провода. В более совершенных конструкциях соединительные проводники практически отсутствуют, так как концы линии присоединяют непосредственно к контактам лампы или транзистора.

Элементы подстройки. Для перекрытия узкого (10—15%) диапазона или для точной установки частоты наиболее часто настройку линии производят при помощи конденсаторов переменной емкости. Такие конденсаторы включаются между проводниками линии в точках, близлежащих к пучности напряжения. При этом, чем ближе к пучности напряжения расположен конденсатор, тем сильнее его влияние на частоту контура. Емкость конденсатора определяется перекрываемым диапазоном; обычно она составляет 5—8 пФ. При большей емкости линия сильно укорачивается, что неблагоприятно сказывается на ее параметрах.

Конструкция конденсатора определяется типом линии. В коаксиальных линиях конденсатор выполняют в виде

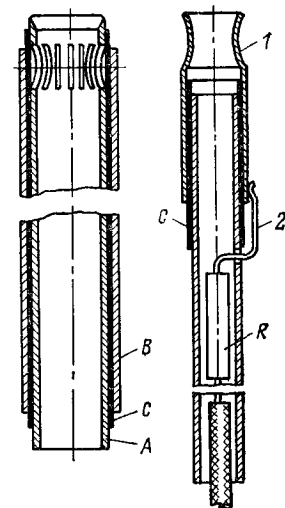


Рис. 6-33. Устройство анодных контактов для маячковых ламп.

1 — пружинный контакт; 2 — соединительный проводник.

диска или винта, которые могут приближаться или удаляться от внутреннего проводника. В конструкции, приведенной на рис. 6-34, а, диск конденсатора приближается (или удаляется) к боковой поверхности внутреннего проводника линии, а на рис. 6-34, б — к торцу этого проводника.

При перемещении металлического винта или пластины в полости линии вблизи пучности тока происходит изменение структуры магнитного поля, что также изменяет

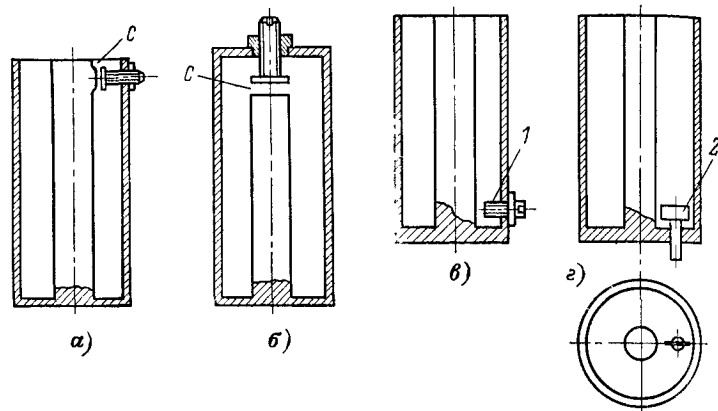


Рис. 6-34. Подстройка коаксиальных линий.

1 — винт; 2 — пластина.

резонансную частоту. Примеры выполнения таких «индуктивных» подстроечников показаны на рис. 6-34, в и г.

Для подстройки двухпроводных короткозамкнутых линий конденсатор включают на входе, а разомкнутых — на выходе линии. Наиболее часто применяют конденсаторы типа с разделенным статором (рис. 6-35, а и б). В некоторых случаях применяют обычные миниатюрные конденсаторы переменной емкости. Расчет перекрываемого диапазона может быть произведен по формулам (6-60) и (6-62). Индуктивная подстройка двухпроводных линий при помощи металлического цилиндра показана на рис. 6-35, в.

Подстройка спиральных линий также может производиться конденсаторами, но значительно удобнее ее осуществлять при помощи магнитных, немагнитных или диэлектрических сердечников.

Элементы связи. Элементы связи должны обеспечивать требуемую величину связи и допускать возможность ее изменения в некоторых пределах для подбора оптимального значения. Схема связи должна соответствовать типу соединительного фильтра — симметричного или несимметричного, не должна вносить в схему каскада значительных паразитных емкостей и нарушать симметрию двухтактных схем. Желательно, чтобы величина связи по возможности

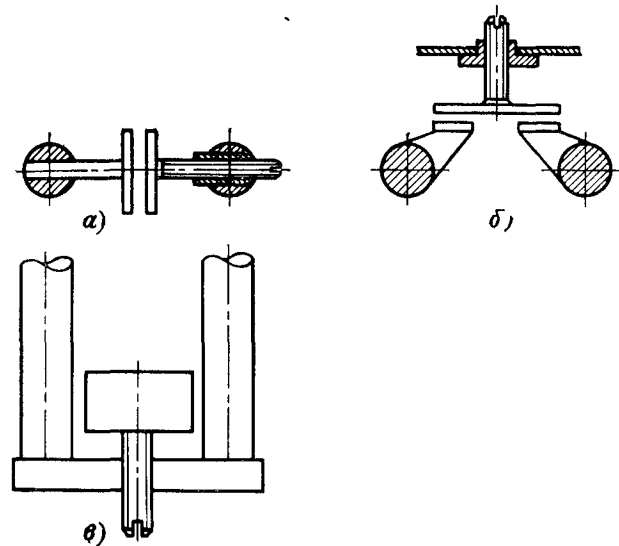


Рис. 6-35. Подстройка двухпроводных линий.

не изменялась при перестройке линии, а элементы связи не ограничивали перемещение короткозамыкающихся мостиков.

Применяемые связи можно разделить на индуктивные, кондуктивные и емкостные. Рассмотрим способы их выполнения в коаксиальных и двухпроводных линиях.

Индуктивная связь в коаксиальных линиях осуществляется при помощи витка, плоскость которого пересекается магнитными силовыми линиями. Этот виток располагается в участках с наиболее интенсивным магнитным полем, т. е. около пучности тока. В короткозамкнутой четвертьволновой линии пучность тока расположена на коротком конце, поэтому виток следует располагать на коротко-

замыкающем мостике. Такое расположение усложняет конструкцию мостика, но обеспечивает высокое постоянство связи в пределах широкого диапазона ($k_d = 4 \div 5$), так как величина тока в пучности почти не изменяется при перестройке линии.

Для упрощения конструкции виток часто располагают неподвижно на наружном проводнике линии. При этом величина связи изменяется при перестройке линии, так как напряженность магнитного поля (H_1 или H_2) в месте расположения витка B зависит от положения мостика A .

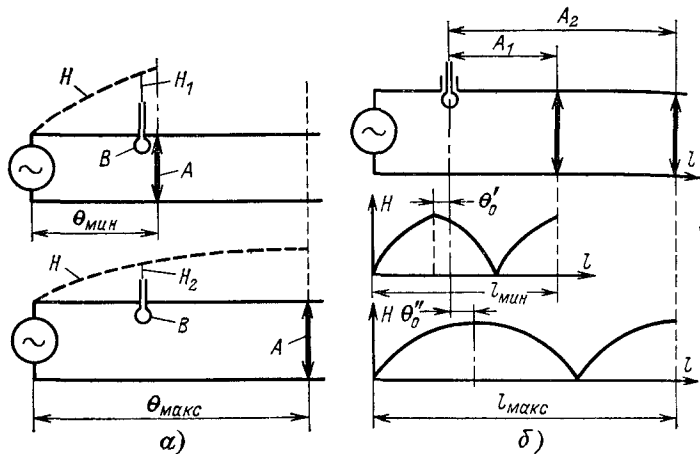


Рис. 6-36. К расчету положения витка связи.

На рис. 6-36, *a* показано положение мостика A при настройке на самую короткую и на самую длинную волну диапазона.

Так как $H_1 > H_2$, то, чем больше перемещение мостика, т. е. чем шире перекрываемый диапазон, тем в больших пределах изменяется величина связи.

В линиях длиной в несколько четвертей длин волн с фиксированной настройкой виток конструктивно удобнее располагать не у мостика, а в промежуточной точке, соответствующей пучности тока. Такая точка находится на расстоянии $\lambda/2$ от мостика.

В линиях, настраиваемых в пределах достаточно широкого диапазона, невозможно получить совершенно постоянную связь в пределах всего диапазона. Постоянство связи

в этом случае зависит от правильного расположения витка. Рассмотрим этот вопрос.

На рис. 6-36, *b* показано распределение напряженности магнитного поля вдоль линии при крайних положениях мостика. Для получения наименьших пределов изменения величины связи виток должен быть расположен в некоторой промежуточной точке между максимумом напряженности магнитного поля так, чтобы $\theta'_0 = \theta''_0 = \theta_{0L}$. Поэтому при перестройке линии связь изменяется от максимального значения, соответствующего совпадению пучности напряжения с расположением витка, до значения, в $\cos \theta_{0L}$ раз меньшего. Величина θ_{0L} может быть определена следующим образом.

Для рассматриваемой линии можно написать следующие соотношения для расстояний между мостиком и витком связи:

$$A_1 = \frac{\lambda_1}{2} - \frac{\theta_0 \lambda_1}{2\pi}; \quad A_2 = \frac{\lambda_2}{2} + \frac{\theta_0 \lambda_2}{2\pi}.$$

Разность этих расстояний равна линейному перемещению мостика:

$$A_2 - A_1 = \frac{1}{2} (\lambda_2 - \lambda_1) + \frac{\theta_0}{2\pi} (\lambda_2 + \lambda_1).$$

Кроме того, имеем:

$$A_2 - A_1 = \frac{3}{4} (\lambda_2 - \lambda_1).$$

Сравнивая эти выражения и учитывая, что коэффициент диапазона равен $k_d = \lambda_2/\lambda_1$, после простейших преобразований получаем:

$$\theta_{0L} = \frac{\pi}{2} \left(\frac{k_d - 1}{k_d + 1} \right). \quad (6-67)$$

Это выражение справедливо для линий с любым видом колебаний, т. е. при $n_1 = 3, 5, 7$ и т. д.

Индуктивная связь в зависимости от конструкции витка может быть выполнена для включения как симметричного, так и несимметричного фидера (рис. 6-37, *a, б*); в мощных контурах используют типовые элементы связи (рис. 6-37, *в*).

Величина индуктивной связи оценивается по э. д. с., наводимой в витке связи, которая определяется магнитным потоком, пронизывающим виток. Поэтому величина связи зависит от величины магнитного потока, площади витка и его расположения относительно линий магнитного поля.

Электродвижущая сила (действующее значение), наводимая в витке связи коаксиальной линии, равна:

$$E_0 = 2I_n \rho \cos(\theta_1 + \theta_2) \sin \theta_2, \quad (6-68)$$

где I_n — действующее значение тока в пучности линии, а $\theta_1 = 2\pi c/\lambda$ и $\theta_2 = \pi a/\lambda$. Размеры для расчета a и c указаны на рис. 6-37, z .

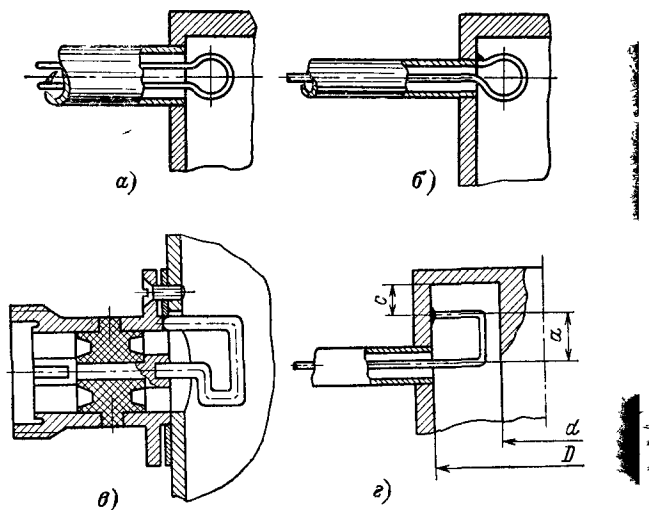


Рис. 6-37. Устройство витков связи.

a и b — схематическая конструкция; c — типовая конструкция; z — к расчету связи.

Если виток связи расположен на короткозамыкающем мостике, то $c \approx 0$, поэтому $\theta_1 \approx 0$, тогда

$$E_0 = I_n \rho \sin 2\theta_2. \quad (6-68a)$$

Напряжение на входе фидера будет равно (рис. 6-38, a):

$$U_n = \frac{E_0 \rho_\Phi}{\sqrt{\rho_\Phi^2 + (\omega L_B)^2}},$$

где ρ_Φ — волновое сопротивление фидера, а L_B — индуктивность витка связи (6—20 нГ), которая может быть вычислена по данным, приведенным в § 4-4.

Если индуктивность витка достаточно велика, то на очень высоких частотах она может существенно снизить напряжение на нагрузке (фидера) U_n .

Индуктивность витка может быть снижена, если уменьшить его размеры и изготовить из проволоки большого диаметра или из плоской ленты. Однако при малых размерах витка наводимая э. д. с. может оказаться недостаточной. Поэтому расчет связи производят методом последовательного приближения. Для значительного ослабления влияния индуктивности витка связи последовательно с ним включают компенсирующий конденсатор (рис. 6-38, b), емкость которого C_K определяют из условия резонанса. Регулировку индуктивной связи производят изменением формы витка и вращением его плоскости относительно направления линий магнитного поля.

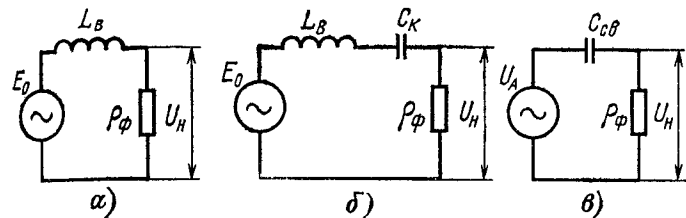


Рис. 6-38. Схемы замещения для расчета связи.

Виток связи располагается в пучности тока, т. е. в узле напряжения, поэтому его присутствие мало сказывается на электрической прочности линии.

Кондуктивная связь пригодна для включения только коаксиального фидера и осуществляется присоединением его центрального проводника к некоторой точке A внутреннего проводника линии (рис. 6-39, a). Она осуществима лишь при выполнении неравенства $U_n < E_0$.

Напряжение на нагрузке при кондуктивной связи можно определить из условия распределения напряжения вдоль линии:

$$U_n = U_{\max} \frac{\sin \theta_1}{\sin \theta},$$

где $\theta = 2\pi l/\lambda$ и $\theta_1 = 2\pi l_1/\lambda$. Точка подключения фидера определяется необходимым напряжением на нагрузке и допустимым сопротивлением, вносимым нагрузкой в линию [см. формулу (6-12)].

Необходимость перемещения точки присоединения фидера при настройке линии короткозамыкающим мостиком

создает существенные трудности в реализации кондуктивной связи и ограничивает ее применение, поэтому наиболее часто она применяется в линиях с фиксированной настройкой.

Емкостную связь осуществляют при помощи небольшого конденсатора ($C \leq 0,5 \div 1,0$ пФ), одной обкладкой которого является диск или штырь, расположенные во внутренней полости линии, а второй — внутренний проводник линии. Внутренний проводник фидера присоединяют к диску (или штырю), а внешнюю оболочку — к наружному проводнику линии (рис. 6-39, б).

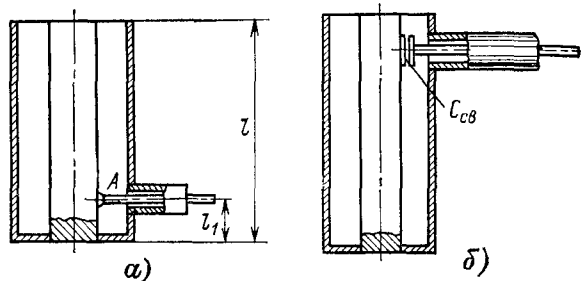


Рис. 6-39. Устройство связи.
а — кондуктивной; б — емкостной.

Конденсатор связи должен быть расположен в области пучности напряжения, по возможности ближе к электродам лампы, напряжение на которых мало изменяется при перестройке. Это обеспечивает постоянство величины связи в пределах достаточно широкого ($k_d = 1,5 \div 2,0$) диапазона. При расположении конденсатора связи на некотором расстоянии от электродов лампы, сравним с четвертью длины волны, связь уменьшается и увеличивается ее зависимость от настройки.

В линиях с фиксированной настройкой длиной в несколько четвертей длин волн конденсатор связи можно расположить не у электродов лампы, а в некоторой промежуточной точке, соответствующей пучности напряжения. В линиях, настраиваемых в широком диапазоне величина связи при таком расположении конденсатора изменяется при настройке.

На рис. 6-40 изображены кривые распределения напряженности электрического поля вдоль линии при крайних

положениях мостика. Для получения наименьших пределов изменения величины связи конденсатор связи должен быть расположен так, чтобы $\theta'_0 = \theta''_0 = \theta_{0c}$. Поэтому при настройке линии связь изменяется от максимального значения, соответствующего совпадению пучности напряжения с расположением конденсатора, до значения, в $\cos \theta_{0c}$ раз меньшего. Величина θ_{0c} может быть определена на основании следующих соображений.

Для данной линии предельные расстояния между мостиком и конденсатором связи равны:

$$A_1 = \frac{\lambda_1}{4} - \frac{\theta_0 \lambda_1}{2\pi}$$

$$\text{и } A_2 = \frac{\lambda_2}{4} + \frac{\theta_0 \lambda_2}{2\pi}$$

Разность этих расстояний равна линейному перемещению мостика:

$$A_2 - A_1 = \frac{1}{4} (\lambda_2 - \lambda_1) + \frac{\theta_0}{2\pi} (\lambda_2 + \lambda_1)$$

Кроме того, имеем:

$$A_2 - A_1 = \frac{3}{4} (\lambda_2 - \lambda_1)$$

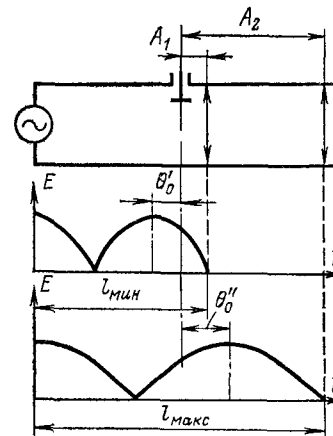


Рис. 6-40. К определению положения конденсатора связи.

Сравнивая эти выражения и учитывая, что коэффициент диапазона равен $k_d = \lambda_2 / \lambda_1$, после простейших преобразований получаем:

$$\theta_{0c} = \pi \left(\frac{k_d - 1}{k_d + 1} \right). \quad (6-69)$$

Эта формула справедлива для линий с любым видом колебаний, т. е. при $n_1 = 3, 5, 7$ и т. д.

Сравнивая полученную формулу с формулой (6-67), выведенной для индуктивной связи, можно заключить, что $\theta_{0c} > \theta_{0L}$ при равных коэффициентах диапазона k_d .

В отношении равномерности по диапазону емкостная связь хуже индуктивной, так как при перестройке величина связи изменяется гораздо сильнее. Практически она не требует регулировки при изменении частоты в 1,25—1,3 раза. Достоинствами емкостной связи являются простота

выполнения и возможность изменения ее величины в значительных пределах при помощи простейшего подстроенного конденсатора. Существенным ее недостатком является понижение электрической прочности линии, так как конденсатор связи располагается в области пучности напряжения и имеет небольшой зазор, а также сложность включения двухпроводного фидера; поэтому она применяется лишь при использовании коаксиальных фидеров.

Расчет емкостной связи сводится к определению емкости конденсатора связи, при которой на нагрузке (фидере) создается необходимое напряжение или обеспечивает согласование.

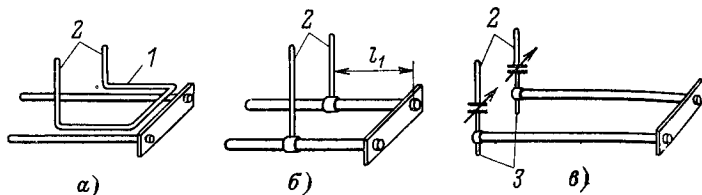


Рис. 6-41. Схемы связи двухпроводной линии с симметричным фидером.

1 — виток связи; 2 — выводные концы (к фидеру); 3 — вывод на лампу

Напряжение на нагрузке при емкостной связи (см. рис. 6-38, в) будет равно:

$$U_n = \frac{U_A \rho_{\phi}}{\sqrt{\rho_{\phi}^2 + \frac{1}{\omega^2 C_{св}}}}$$

откуда можно определить величину необходимой емкости связи:

$$C_{св} = \frac{1}{\omega \rho_{\phi}} \frac{m}{\sqrt{1 - m^2}},$$

где $m = U_n / U_A$, а U_A — напряжение на линии в точке расположения конденсатора связи.

При слабой связи значительное влияние на точность расчета оказывают паразитные емкости между элементами связи и внутренней полостью наружного проводника.

В двухпроводных линиях также возможно осуществление индуктивной, кондуктивной и емкостной связи. На рис. 6-41 показаны схемы связи двухпроводной линии с симметричным фидером. Индуктивная связь с двухпроводной линией осуществляется при помощи витка, распо-

ложенного над линией (рис. 6-41, а). Размеры витка связи получаются достаточно большими, так как его периметр равен примерно $(0,15 \div 0,25) \lambda$. Поэтому его следует рассматривать как линию, входное сопротивление которой равно $Z_{в} = \rho_{в} \operatorname{tg} \theta_{в}$. Для устранения влияния этого сопротивления на выходное напряжение цепь связи следует настраивать в резонанс при помощи конденсатора, включенного последовательно с витком связи.

Расчет индуктивной связи при двухпроводных линиях производится так же, как и при коаксиальных линиях, т. е. определяется э. д. с. E_0 , наводимая линией в витке связи: $E_0 = I_{л} X_{св}$, где $I_{л}$ — ток линии, а $X_{св}$ — сопротивление связи.

Сопротивление связи между линией и витком связи равно:

$$X_{св} = \rho_{св} \operatorname{tg} \theta_{св}.$$

При близком расположении витка и линии и при одинаковых размерах витка и линии можно принять, что $\theta_{св} = \theta$, а волновое сопротивление равно:

$$\rho_{св} = 276 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{D}{b}\right)^2},$$

где b — расстояние между осями проводов витка связи и линии, которое обычно определяется электрической прочностью ($E_{доп} = 500 \div 600$ В/мм).

На практике индуктивная связь с двухпроводной линией почти всегда сопровождается емкостной связью, величина которой зависит от размеров витка и близости его расположения к линии. Это вызывает некоторую асимметрию и изменение величины связи.

Кондуктивная связь с двухпроводной линией (рис. 6-41, б) обычно применяется в линиях с фиксированной настройкой. Ее регулировка осуществляется изменением расстояния l_1 между короткозамыкающим мостиком и точками присоединения фидера. Недостатком кондуктивной связи является необходимость перемещения точек присоединения фидера вдоль линии при регулировке и перестройке линии.

Емкостная связь с линией (рис. 6-41, в) осуществляется при помощи двух конденсаторов, соединяющих фидер с проводниками линии.

Индуктивная, кондуктивная и емкостная связи с двухпроводной линией могут применяться лишь при двухпро-

водных фидерах. При включении коаксиальных фидеров в линию вносится значительная асимметрия, которая во многих случаях является нежелательной. Поэтому при соединении коаксиального фидера к двухпроводной линии производится через хорошо известные симметрирующие устройства.

На рис. 6-42 изображены различные способы осуществления связей между двухпроводной линией и коаксиальным фидером. Схемы, изображенные на рис. 6-42, а, б и в

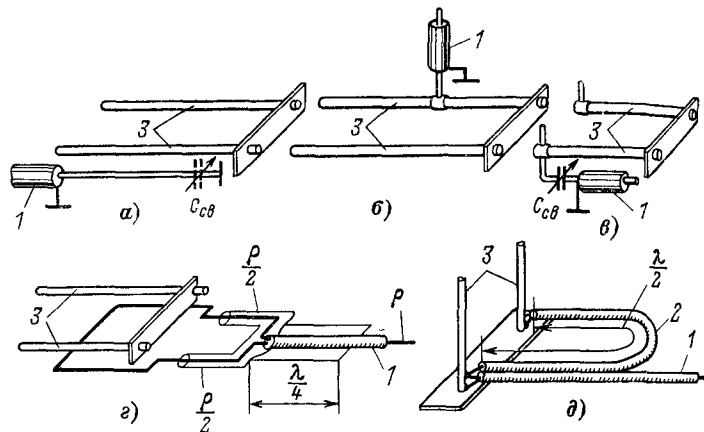


Рис. 6-42. Схема связи двухпроводной линии с несимметричным фидером.

1 — фидер; 2 — согласующая петля; 3 — проводники линии

показывают соответственно индуктивную, кондуктивную и емкостную связи без симметрирующих устройств, а схемы изображенные на рис. 6-42, г и д — индуктивную и конденктивную связи с симметрирующими устройствами. Подстроечный конденсатор $C_{св}$ в схеме на рис. 6-42, а, предназначенный для компенсации индуктивности проводников связи, может быть заменен короткозамкнутым отрезком коаксиальной линии длиной больше четверти длины волны. Изменяя емкость конденсатора $C_{св}$ (или длину отрезка линии), можно изменять величину связи и режим работы фидера.

Элементы обратной связи. В генераторах и гетеродинах предусматриваются цепи обратной связи, которые соединяют входную и выходную линии и обеспечивают само

возбуждение. Обратная связь может быть индуктивной, кондуктивной, емкостной или комбинированной. Она должна быть легко выполнимой конструктивно, не ограничивать перемещение мостиков и по возможности допускать легкую регулировку для подбора оптимального режима.

На рис. 6-43 изображен автогенератор с обратной связью и представлены наиболее употребительные способы ее осуществления. Схемы на рис. 6-43, а и б соответствуют индуктивной связи, на рис. 6-43, в — емкостной, на рис. 6-43, г — индуктивно-емкостной связи и на рис. 6-43, д — кондуктивно-емкостной. Элементы индуктивной связи рас-

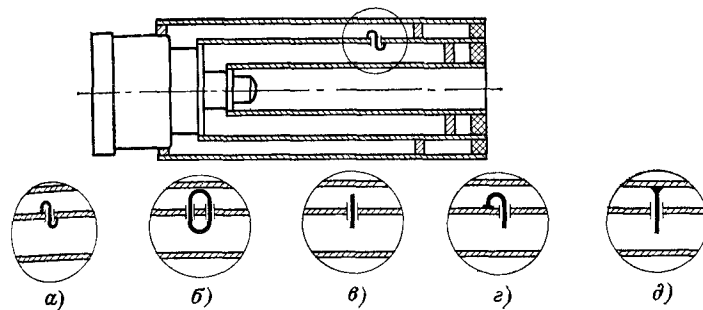


Рис. 6-43. Схемы обратной связи.

полагаются в частях линии с интенсивным магнитным полем, а элементы емкостной связи — с интенсивным электрическим полем.

Для получения регулировки наиболее удобна кондуктивно-емкостная связь, изменение величины которой производится ввинчиванием штыря.

При очень высоких частотах применяется дифракционная обратная связь, осуществляемая через отверстия в общей стенке входной и выходной линий. Величина и характер такой связи зависят от размеров отверстия и его расположения на линии.

Высокочастотные фильтры. Свойства короткозамкнутых или разомкнутых четвертьволновых линий используются в конструкциях УКВ для устройства различных фильтров.

Короткозамкнутая четвертьволновая линия (рис. 6-44, а) может быть использована в качестве дросселя, эквивалентная индуктивность которого $L_s = \rho/\omega \operatorname{tg} \theta$ тем больше,

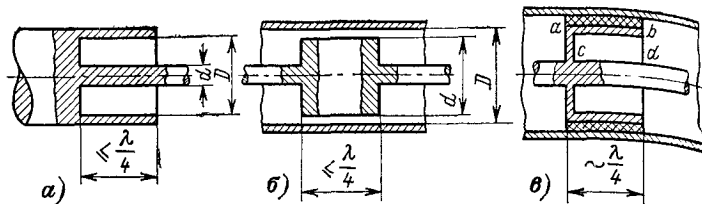


Рис. 6-44. Устройство высокочастотных фильтров.

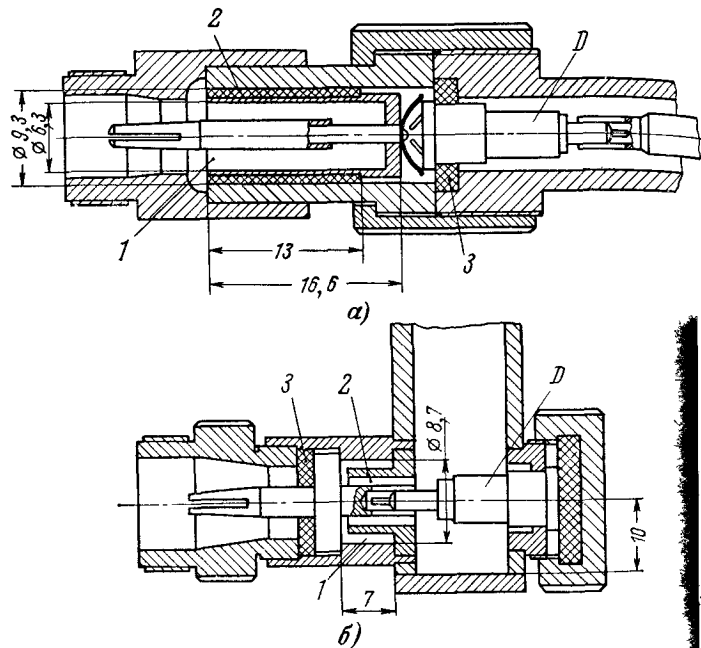


Рис. 6-45. Детекторные головки СВЧ.
а — диапазона 10 см; б — диапазона 3 см.

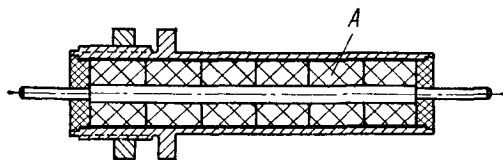


Рис. 6-46. Устройство фильтра СВЧ для цепей питания.

чем больше волновое сопротивление линии. Поэтому для устройства дросселей применяют линии с большим отношением D/d .

Разомкнутая четвертьволновая линия (рис. 6-44, б) может быть использована в качестве блокировочного конденсатора, эквивалентная емкость которого

$$C_s = \frac{1}{\omega p} \operatorname{ctg} \theta$$

тем больше, чем меньше волновое сопротивление линии. Поэтому для устройства конденсаторов применяют линии с малым отношением D/d . Для понижения волнового сопротивления пространство между проводниками заполняют диэлектриком.

В практических конструкциях применяется различное сочетание таких дросселей и конденсаторов. В конструкции фильтра на рис. 6-44, в, применяемого в смесителях на полупроводниковых диодах для фильтрации высокочастотных токов, разомкнутая линия ab образует блокировочный конденсатор, а короткозамкнутая линия cd — дроссель. Недостатком таких фильтров является зависимость их действия от частоты, что ограничивает возможность их использования в широком диапазоне.

На рис. 6-45 представлены детекторные головки сантиметрового диапазона, в которых для фильтрации токов высокой частоты использованы четвертьволновые коаксиальные линии. В этих конструкциях короткозамкнутая линия 1 образует индуктивность, а разомкнутая линия 2 — емкость. Диэлектрическая шайба 3 создает дополнительную блокировку токам высокой частоты для повышения эффективности фильтрации.

На рис. 6-46 изображена конструкция фильтра СВЧ для цепей питания. Фильтр образуется коаксиальной линией, внутренняя полость которой A заполнена несовершенным диэлектриком: порошкообразным железом, магнитодиэлектриком, остуженной смесью желатины с водным раствором медного купороса и т. п. Затухание такого фильтра получается порядка 150—300 дБ на длину волны.

6-6. КОНСТРУКЦИИ КАСКАДОВ НА РЕЗОНАНСНЫХ ЛИНИЯХ

Рассмотрим примеры конструктивного выполнения различных каскадов маломощной радиоаппаратуры, выполненных на резонансных линиях.

Конструкции на коаксиальных линиях. На рис. 6-47 изображены конструкции усилителя высокой частоты, смесителя и гетеродина радиоприемника на 1000 МГц, выполненные на коаксиальных линиях и маячковой лампе. Каскады состоят из двух односторонне расположенных контуров, настройка которых производится при

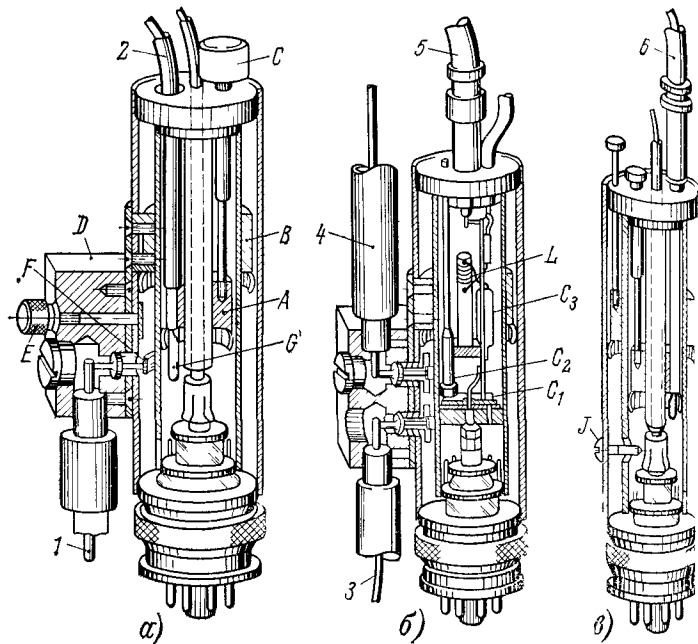


Рис. 6-47. Устройство высокочастотных каскадов приемника 1000 МГц.

а — усилитель радиочастоты; б — смеситель; в — гетеродин.
1 — антенный фидер; 2 — выходной фидер; 3 — фидер от усилителя; 4 — фидер от гетеродина; 5 — выход на УПЧ; 6 — выход на смеситель

мощи короткозамыкающих мостиков А и В с пружинными контактами. В усилителе (рис. 6-47, а) перемещение мостика выходного (анодно-сеточного) контура осуществляется винтом С; мостик входного контура жестко связан с колодкой D и перемещается вдоль линии вместе с этой колодкой. Точная настройка входного контура производится конденсатором Е.

Связь входного контура с фидером кондуктивная. Она осуществляется при помощи щетки F, соединяющей фидер

с внутренним проводником входной линии. При перестройке эта щетка перемещается вдоль линии. Связь с выходным фидером индуктивная. Виток связи G расположен на мостике входного контура и перемещается вместе с ним. Это обеспечивает постоянство связи в пределах всего диапазона.

Напряжения смещения и накала подаются на соответствующие ножки, расположенные на цоколе лампы: анодное напряжение подается по проводу, проложенному внутри анодного проводника линии; там же расположены связывающие резисторы.

В смесителе (рис. 6-47, б) на линиях выполнен входной контур (контур сигнала); выходной контур промежуточной частоты состоит из обычной катушки L и подстроечного конденсатора C₁, размещенных внутри сеточной линии. Настройка входного контура также производится перемещением мостика; настройка выходного контура промежуточной частоты осуществляется подстроечным конденсатором C₂, который регулируется винтом. Связь входного контура с фидером сигнала и фидером гетеродина индуктивная. Связь с выходным фидером емкостная, через переходный конденсатор C₃. В гетеродине (рис. 6-47, в) предусмотрена кондуктивно-емкостная обратная связь, регулировка которой производится ввинчиванием или вывинчиванием винта J. Частота гетеродина определяется настройкой катодно-сеточной линии; настройка анодно-сеточной линии влияет на величину обратной связи на отдаваемую мощность.

На рис. 6-48 изображена конструкция детекторного каскада сверхрегенеративного приемника на частоту 400 МГц на маячковой лампе. Подстройка контуров в пределах 10% производится при помощи подстроечных конденсаторов C₁ и C₂. Связь с антенной индуктивная, при помощи витка А. Обратная связь регулируется штырем В. Анодное напряжение подается через резистор R величиной 120 Ом, помещенный внутри анодного проводника. Полезная нагрузка — трансформатор низкой частоты Tr — включается в катодную цепь лампы.

На рис. 6-49 изображена конструкция гетеродина от измерительного генератора, выполненного на лампе ЕС55 предназначенного для работы на частоте 750—1200 МГц. Грубая настройка производится при помощи короткозамыкающих мостиков, а точная — конденсатором; связь с нагрузкой емкостная.

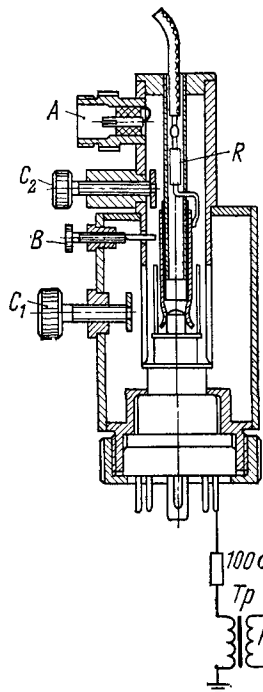


Рис. 6-48. Устройство детекторного каскада сверхрегенеративного приемника (2400 МГц).

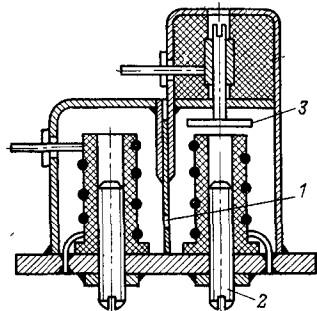


Рис. 6-50. Двухконтурный фильтр на спиральных линиях. 1 — щель связи; 2 — подстроечник и 3 — конденсатор связи с нагрузкой.

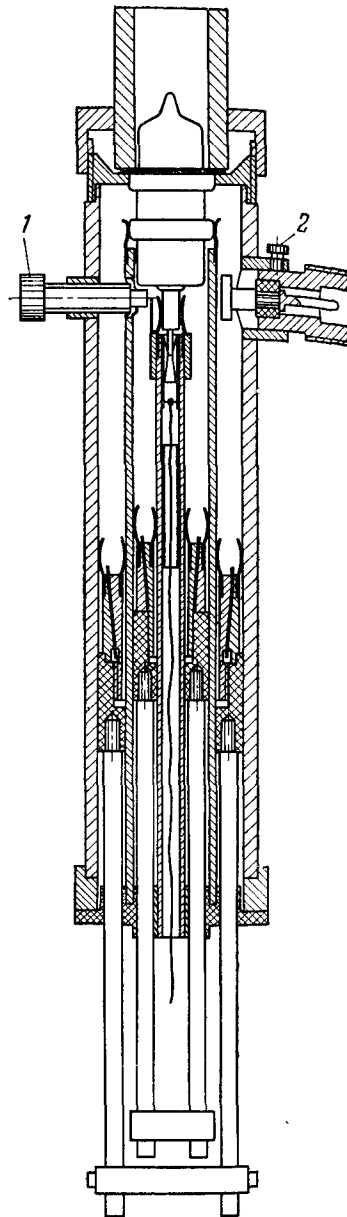


Рис. 6-49. Гетеродин на 750—1200 МГц.

1 — точная подстройка; 2 — стопор.

Конструкции на спиральных линиях. Конструкции каскадов на таких линиях во многом аналогичны конструкциям каскадов УКВ на обычных контурах. На рис. 6-50 изображена конструкция фильтра, предназначенного для работы в усилительном каскаде на частоте 400 МГц. Настройка контуров фильтра производится сердечниками 2; связь с нагрузкой емкостная 3. Связь между резонаторами осуществляется через отверстие 1. Если ширина отверстия связи не меньше диаметра катушки d , то коэффициент связи между резонаторами приблизительно равен:

$$k \approx 0,071 \left(\frac{h}{d} \right)^{1,91},$$

где h — высота отверстия связи.

Конструкции с двухпроводными и однопроводными линиями. Конструкция двухпроводных линий, настраиваемых при помощи короткозамыкающего мостика или конденсатора переменной емкости, была показана на рис. 6-20, а и б.

На рис. 6-51 показана конструкция усилительного каскада на 500 МГц, выполненного на двухпроводных линиях. Настройка линий производится мостиками; связь с предыдущими цепями кондуктивная, а с нагрузкой — индуктивная; для компенсации индуктивности витка связи в цепь включен компенсирующий конденсатор. Цепи питания выполнены согласно рис. 6-27, а.

Для уменьшения продольных размеров двухпроводных линий их свертывают в виде буквы U или кольца. Если радиус изгиба значительно больше расстояния между проводниками, то волновое сопротивление линии практически от изгиба не меняется. Устройство линии такого типа, перекрывающей диапазон 470—890 МГц, показано на рис. 6-52. Линии (рис. 6-52, а) состоят из изоляционного основания А, на котором укреплены проводники из посеребренной латунной ленты В, изогнутые по дуге, равной 330°. Короткозамыкающий мостик С расположен на вращающемся ползунке D, что облегчает механическое сопряжение линий. Электрическое сопряжение достигается подбором волновых сопротивлений линий за счет изменения ширины лент. Блок настройки, состоящий из сопряженных линий такого типа, показан на рис. 6-52, б.

Более сложная конструкция высокочастотного блока приемника такого же диапазона, выполненная на двухпроводных линиях, показана на рис. 6-53. Блок состоит

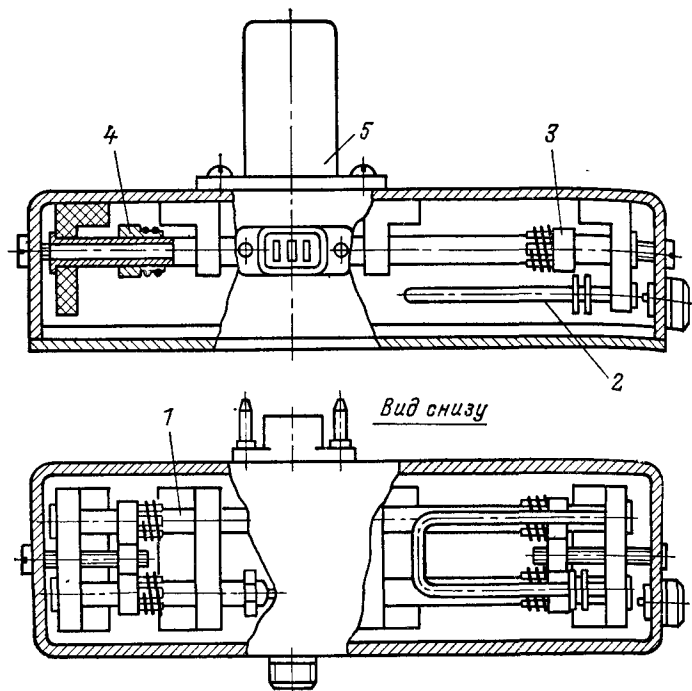


Рис. 6-51. Конструкция усилительного каскада.

1 — входной контур; 2 — выходной контур; 3 и 4 — короткозамыкающие мостики; 5 — лампа (6С4П).

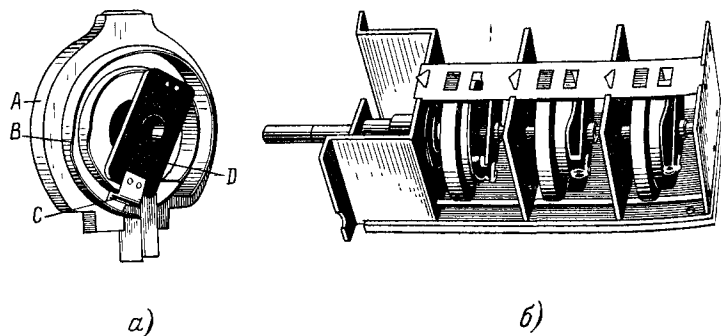


Рис. 6-52. Устройство двухпроводной линии для диапазона 470—890 МГц.

а — линия контура сигнала; б — блок сопряженных линий.

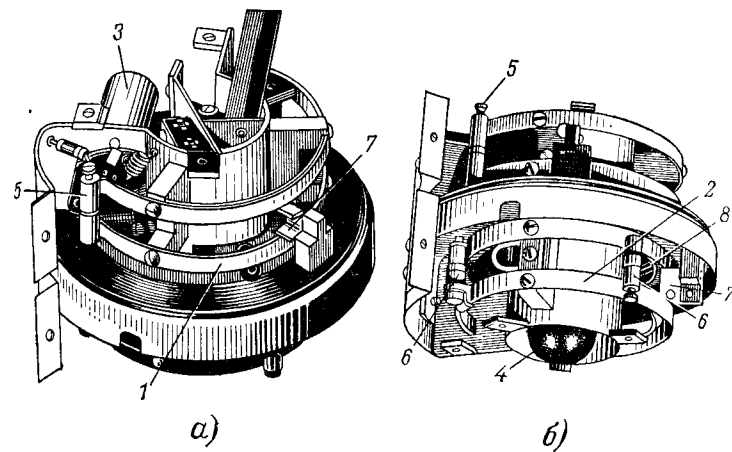


Рис. 6-53. Конструкция высокочастотного блока для диапазона 470—890 МГц.

а — вид сверху; б — вид снизу; 1 — линия контура гетеродина; 2 — линия входного контура; 3 — лампа гетеродина; 4 — лампа усилителя промежуточной частоты; 5 — подстроечный конденсатор контура гетеродина; 6 — подстроечные конденсаторы входного контура (конденсаторы сопряжения); 7 — короткозамыкающие мостики; 8 — виток связи с антенной.

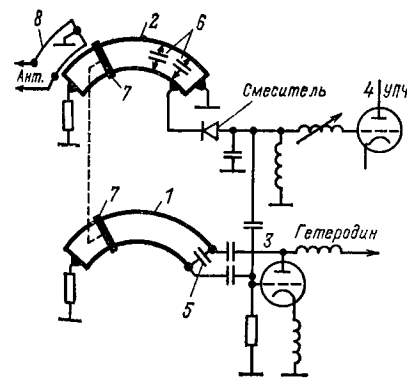


Рис. 6-54. Принципиальная схема высокочастотного блока на рис. 6-53.

1—8 — то же, что и на рис. 6-53.

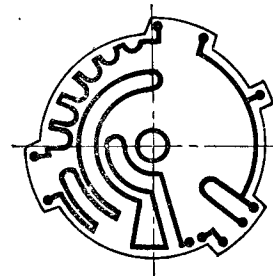


Рис. 6-55. Линия, нанесенная печатанием на плате переключателя (одна сторона).

из входной, замкнутой с обеих сторон линии 2, имеющей длину, равную полуволне и четвертьволновой линии 1, образующей контур гетеродина. Эти линии выполнены из латунной посеребренной ленты шириной около 6,5 мм и изогнуты по дуге окружности, равной 340° .

Линии расположены на общем основании друг над другом так, что центры окружностей дуг совпадают. Это позволяет упростить механическое сопряжение короткозамыкающих мостиков 7. Электрическое сопряжение настроек входного контура и контура гетеродина достигается при помощи подстроечных конденсаторов 6. Добротность ненагруженных линий равна приблизительно 600. Связь с антенной индуктивная, осуществляемая витком связи 8. Связь со смесителем, расположенным на противоположном конце линии, кондуктивная. Это устраняет паразитную связь между антенной и смесителем и обеспечивает постоянство полосы в пределах всего диапазона. Весь блок заключен в круглый экран. Наружный диаметр контура около 100 мм; его высота 75 мм. Принципиальная схема блока показана на рис. 6-54.

В приемниках УКВ, предназначенных для приема нескольких строго фиксированных волн (например, телевизионных), двухпроводные линии можно наносить методом печати непосредственно на платы переключателя диапазонов (рис. 6-55). Смена волн при этом производится замыканием соответствующих участков линий контактами переключателя.

На рис. 6-56 изображена конструкция, а на рис. 6-57 конструктивная схема высокочастотного блока телевизионного приемника на диапазон 470—800 МГц, выполненного на полуволновых линиях с емкостной настройкой. Блок состоит из усилителя высокой частоты и гетеродинного преобразователя на лампах РС86.

Входная цепь с фиксированной настройкой состоит из индуктивности L_1 в виде прямолинейной полосы и согласующих подстроечных конденсаторов. В анодную цепь усилителя высокой частоты включен двухконтурный фильтр, состоящий из двух связанных линий L_1 и L_2 . Элемент связи, состоящий из $L_{св}$ и $C_{св}$, образует последовательный контур. Это меняет связь по диапазону так, что полоса пропускания остается постоянной.

Связь с гетеродинным преобразователем индуктивная, при помощи витка связи L_2 . Длина витка выбрана так, что он при любой частоте находится в области лучности

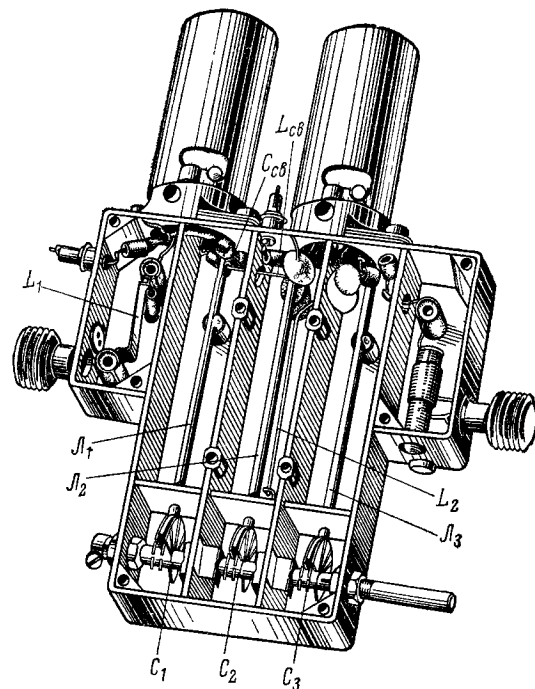


Рис. 6-56. Конструкция высокочастотного блока телевизионного приемника.

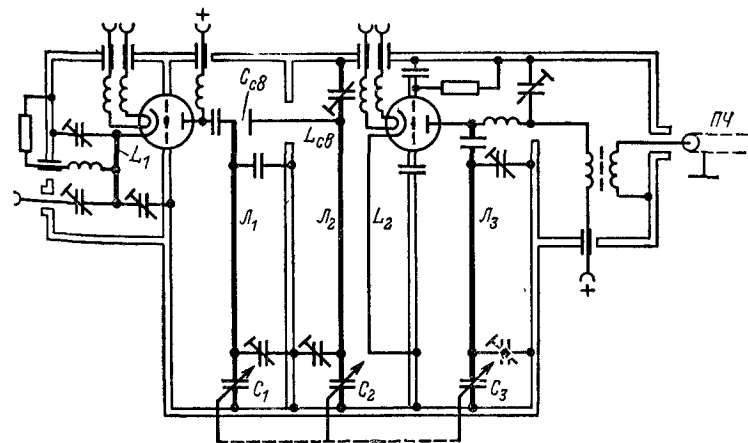


Рис. 6-57. Принципиальная схема высокочастотного блока по рис. 6-56.

магнитного поля, перемещающегося при настройке. Контур гетеродина выполнен на линии L_3 . В анодную цепь гетеродинного преобразователя включен фильтр промежуточной частоты.

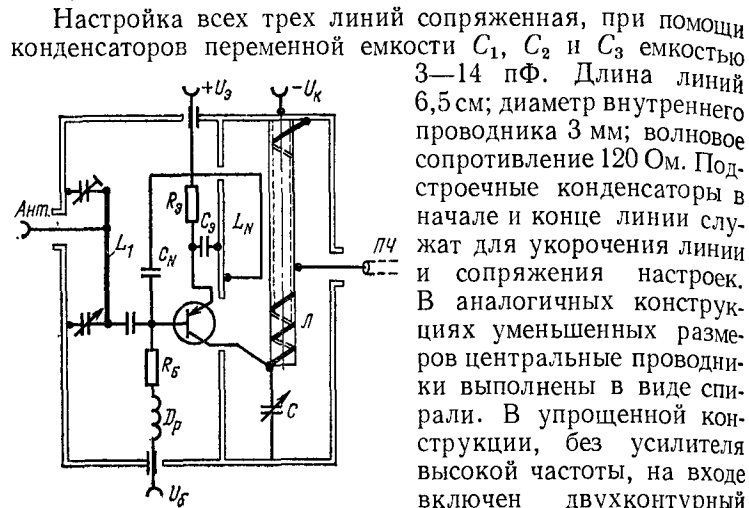


Рис. 6-58. Схема высокочастотного блока с транзистором.

на перегородке в области пучности магнитного поля. На рис. 6-58 изображена конструктивная схема транзисторного варианта блока УКВ, выполненная на линии со спиральным проводником. Настройка блока производится конденсатором C ; виток L_N и конденсатор C_N предназначены для нейтрализации внутренней обратной связи.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ, ВОЛНОВОДЫ И РЕЗОНАТОРЫ СВЧ

7-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ И ВОЛНОВОДОВ

Полосковые линии и волноводы применяются для передачи энергии электромагнитных волн сверхвысоких частот, а отрезки полосковых линий и волноводов используются в качестве резонансных контуров диапазона СВЧ.

В отличие от резонансных линий, рассмотренных в гл. 6, полосковые линии и волноводы являются основными типами линий передачи сантиметрового и миллиметрового диапазонов, однако полосковые линии с успехом применяются и на дециметровых волнах.

Полосковые линии передачи были предложены в конце 40-х годов, однако широкое практическое применение они нашли лишь в 60-х годах в связи с микроминиатюризацией СВЧ аппаратуры.

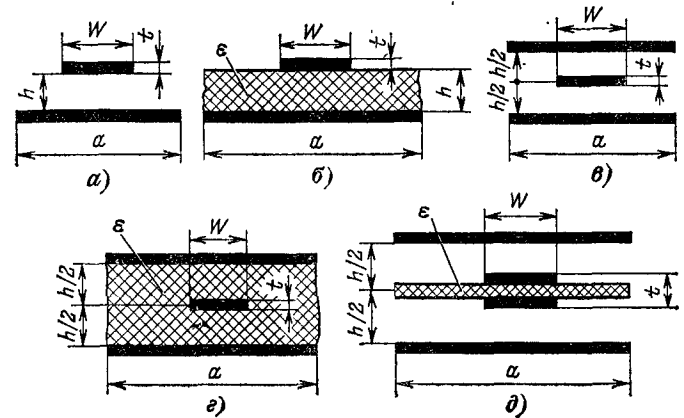


Рис. 7-1. Поперечные сечения различных типов полосковых линий. а и б — несимметричные с воздушным и диэлектрическим заполнением; в и д — симметричные с воздушным и диэлектрическим заполнением; д — симметричная высокочастотная.

Полосковая линия передачи представляет собой проводник ленточного, круглого или квадратного сечения, расположенный над заземленной проводящей пластиной (основанием) или заключенный между двумя основаниями. В первом случае полосковая линия называется несимметричной (рис. 7-1, а, б), во втором — симметричной (рис. 7-1, в — д). Пространство между проводником и основанием может быть заполнено воздухом или диэлектриком. Линии с диэлектрическим заполнением, выполненные методами техники печатных схем, называются печатными полосковыми линиями.

Миниатюрные полосковые линии с диэлектрическим заполнением, используемые в интегральных схемах диапазона СВЧ, называются микрополосковыми линиями пе-

редачи. Уменьшение габаритов в микрополосковых линиях достигается выбором диэлектрика с высоким значением относительной диэлектрической проницаемости ($\epsilon > 10$).

Несимметричная полосковая линия с воздушным заполнением (рис. 7-1, а) имеет высокие потери на излучение, в ней отсутствует экранировка и требуются специальные изоляторы для крепления центрального проводника. Введение диэлектрика в несимметричную линию (рис. 7-1, б) уменьшает не только размеры, но и потери на излучение, так как электрическое поле концентрируется между центральным проводником и заземленным основанием. При этом не требуется крепление центрального проводника.

Несимметричные полосковые линии с диэлектрическим заполнением имеют наименьшие габариты, массу и стоимость по сравнению с другими типами, поэтому находят широкое применение как в дискретных, так и в интегральных схемах СВЧ.

В симметричной полосковой линии центральный проводник заключен между двумя диэлектрическими пластинами (рис. 7-1, в) с металлизированными внешними поверхностями. В отличие от несимметричных такие линии обладают хорошей экранировкой, в них отсутствуют потери на излучение, однако увеличены потери в диэлектрике. Они более сложны в изготовлении, центральный проводник в собранном виде недоступен для регулирования, что затрудняет настройку схемы.

Симметричные высокочастотные полосковые линии (рис. 7-1, д) имеют малые потери и хорошую экранировку, добротность резонаторов на таких линиях достигает нескольких тысяч. К недостаткам можно отнести сравнительно большие габариты и необходимость крепления диэлектрика с центральными проводниками.

Полосковые линии обладают значительными преимуществами по сравнению с волноводными линиями передачи. К ним относятся малые габариты и масса, низкая стоимость и простота конструкции, широкий диапазон частот, составляющий 100—30 000 МГц. Практическим ограничением применения полосковых линий на низких частотах является увеличение их размеров, теоретическим высокочастотным пределом — критическая частота $f_{кр}$ возникновения поперечной электрической поверхностной волны.

Основным типом волны в полосковой линии передачи, как и в коаксиальной, является поперечная электромаг-

нитная волна (Т-волна). На высоких частотах, когда поперечные размеры линии становятся сравнимыми с длиной волны, возникают поверхностные волны. Частота поперечной электрической поверхностной волны самого низкого порядка и определяет высокочастотный предел использования полосковой линии [7-10]

$$f_{кр} = \frac{75}{h\sqrt{\epsilon-1}}, \quad (7-1)$$

где h — толщина подложки, мм; $f_{кр}$ — частота, ГГц.

Практически применение полосковых линий на высоких частотах ограничено увеличением потерь в диэлектрике и требованиями высоких допусков на изготовление, поэтому в диапазоне миллиметровых волн в основном используются полые волноводы.

Волноводы представляют собой металлические трубы различного сечения, внутри которых распространяются электромагнитные волны. Основные типы волноводов изображены на рис. 7-2. Полость труб обычно заполнена воздухом, однако в некоторых случаях для уменьшения размеров волноводы заполняют диэлектриком. Наибольшее распространение получили прямоугольные волноводы с воздушным заполнением.

В отличие от полосковых и коаксиальных линий Т-волна в волноводах распространяться не может, так как для нее не могут быть выполнены граничные условия.

В волноводах возможно существование двух типов волн: магнитных волн (Н-волн) и электрических волн (Е-волн). Н-волны имеют продольную составляющую магнитного поля, направленную вдоль оси линии передачи, а электрическое поле в любом сечении волновода имеет только поперечные составляющие, направленные перпендикулярно оси линии передачи. Е-волны имеют продольную составляющую электрического поля и только поперечные составляющие магнитного поля.

В зависимости от количества пространственных полу-волн магнитного или электрического поля, укладываемых по сторонам a и b (рис. 7-2, а), в волноводах могут существовать магнитные волны H_{mn} или электрические E_{mn} , где m и n — целые числа. Можно показать, что для Н-волн в прямоугольных волноводах m или n могут принимать нулевые значения (но одновременно), а для Е-волн m и n не могут быть равными нулю.

Подобно прямоугольным в круглых волноводах возможны волны типов H_{mn} и E_{mn} . Индекс m показывает число полных циклов изменения радиальной составляющей поля по окружности, а индекс n — число нулей угловых составляющих электрического или магнитного поля при движении по радиусу волновода (исключая нулевое значение на самой оси, если оно имеет место). Можно показать, что в круглом волноводе волны типов E_{m0} и H_{m0} существовать не могут. Подробное рассмотрение структуры поля в волноводах приведено в [7-5 и 7-6].

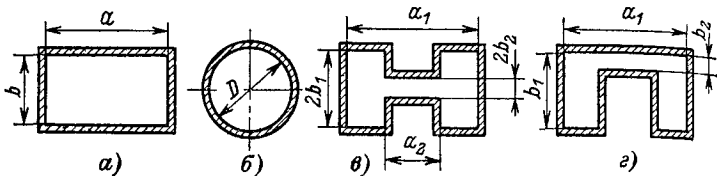


Рис. 7-2. Поперечные сечения различных типов волноводов.
а — прямоугольный; б — круглый; в — Н-образный; г — П-образный.

Для волновода любого типа существует некоторая критическая длина волны $\lambda_{кр}$, которая ограничивает использование волноводов на более низких частотах. Это связано с тем, что распространение электромагнитной энергии в волноводе возможно только при условии $\lambda < \lambda_{кр}$. При возбуждении волновода колебаниями $\lambda \geq \lambda_{кр}$ электромагнитное поле затухает вдоль оси волновода по экспоненциальному закону. Постоянная затухания в этом случае равна:

$$\beta_{кр} = \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda}\right)^2}, \quad (7-2)$$

а величина ослабления напряженности поля L (в децибелах) на отрезке волновода длиной l определяется выражением

$$L = 20 \lg(\exp \beta_{кр} l) = 8,68 \beta_{кр} l. \quad (7-3)$$

При $\lambda \gg \lambda_{кр}$ постоянная затухания равна $\beta_{кр} = 2\pi/\lambda_{кр}$, т. е. не зависит от частоты. Величина ослабления (дБ) в этом случае может быть вычислена по формуле

$$L = \frac{54,6l}{\lambda_{кр}}.$$

Она является линейной функцией длины волновода и может быть легко определена для данного типа волны только по геометрическим размерам волновода. Волновод, работающий при условии $\lambda > \lambda_{кр}$, называется запрещенным волноводом и используется в качестве ослабителя электромагнитных колебаний.

Величина $\lambda_{кр}$ зависит от типа и размеров волновода. Для прямоугольного волновода при всех типах волн критическая длина волн может быть вычислена по формуле

$$\lambda_{кр} = \frac{2\sqrt{\epsilon\mu}}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (7-4)$$

где a и b — внутренние размеры поперечного сечения волновода.

Минимальные размеры волновода при заданной длине волны колебаний получаются при использовании низших типов волн, т. е. волн с минимальными значениями индексов m и n и, следовательно, имеющих наибольшее значение критической длины волны.

Наличие диэлектрика в волноводе увеличивает критическую длину волны в $\sqrt{\epsilon\mu}$ раз, что позволяет использовать волновод при неизменных размерах на более низких частотах.

В прямоугольном волноводе простейшей волной магнитного типа является волна H_{10} , а простейшей волной электрического типа — волна E_{11} , поэтому при использовании этих волн размеры волновода получаются минимальными.

Критическая длина волны круглого волновода для всех волн электрического типа может быть определена из выражения

$$\lambda_{кр} = \frac{\pi D}{\beta_{mn}}, \quad (7-5)$$

где D — внутренний диаметр поперечного сечения волновода; β_{mn} — n -й корень функции Бесселя первого рода порядка m . Значения некоторых корней функции Бесселя приведены в табл. 7-1. Низшей волной электрического типа является волна E_{01} .

Для магнитных волн типа H_{mn} критическая длина волны определяется выражением

$$\lambda_{кр} = \frac{\pi D}{\beta'_{mn}}, \quad (7-6)$$

где β'_{mn} — n -й корень производной функции Бесселя первого рода порядка m . Значения этих корней приведены в табл. 7-2.

Таблица 7-1

Значения корней β_{mn}

n	m			
	0	1	2	3
1	2,405	3,832	5,136	6,380
2	5,520	7,016	8,417	9,761
3	8,654	10,147	11,620	13,015
4	11,972	13,324	14,796	16,224

Низшей волной магнитного типа является волна H_{11} , которая наряду с волной E_{01} представляет наибольший практический интерес.

Таблица 7-2

Значения корней β'_{mn}

n	m			
	0	1	2	3
1	3,832	1,841	3,054	4,201
2	7,016	5,332	6,705	8,015
3	10,174	8,536	9,965	11,334
4	13,324	11,706	—	—

Основным недостатком волны H_{11} в круглом волноводе является то, что ее плоскость поляризации не стабилизирована конфигурацией волновода, поэтому наличие неоднородности в волноводе может привести к повороту плоскости поляризации и, следовательно, к рассогласованию с нагрузкой. Это ограничивает применение волны H_{11} некоторыми типами вращающихся соединений. Волна E_{01} в круглом волноводе тоже не имеет стабилизации, но благодаря ее полной симметрии относительно продольной оси волновода она находит широкое применение во вращающихся соединениях.

Волноводы со сложным поперечным сечением (Н-образный и П-образный, рис. 7-2, в и г) более компактны и широ-

кополосны, чем прямоугольные и круглые, поэтому применяются в длинноволновом участке диапазона СВЧ. В этих волноводах структура поля аналогична волнам типа H_{10} в прямоугольном волноводе, нагруженном на емкость. Критическая длина волны этих колебаний, определяемая как

$$\lambda_{кр} = \pi \sqrt{\left(\frac{a_2}{b_2} + \frac{2}{\pi} C\right) (a_1 - a_2) b_1}, \quad (7-7)$$

$$\text{где } C = \frac{x^2 + 1}{x} \operatorname{arch}\left(\frac{1 + x^2}{1 - x^2}\right) - 4,61 \lg \frac{4x}{1 - x^2};$$

$$x = \frac{b_2}{b_1},$$

получается больше, чем для обычных прямоугольных волноводов, и, следовательно, при той же длине колебаний их размеры будут меньшими. Другим достоинством таких волноводов является их меньшее волновое сопротивление, что облегчает условия согласования с коаксиальной или полосковой линией, а также их широкополосность.

К недостаткам Н-образных и П-образных волноводов следует отнести меньшую пропускаемую мощность, так как пробивное расстояние в них уменьшено; большие потери, что можно объяснить увеличенным периметром сечения, и большую сложность изготовления.

Согласование этих волноводов с обычными прямоугольными волноводами может быть получено путем плавного увеличения размера b_2 до величины b_1 на расстоянии не менее одной длины волны.

Основной рабочей волной, используемой в подавляющем большинстве волноводов, является волна типа H_{10} .

Минимальная длина волны $\lambda_{мин}$, при которой волновод определенных размеров может передавать энергию только на волне H_{10} , ограничена образованием волн высших типов, например H_{20} . Таким образом, полоса частот, пропускаемая волноводом, ограничена на низшей частоте $\lambda_{кр}$, а на высшей — $\lambda_{мин}$, т. е. для рабочей длины волны должно выполняться условие $\lambda_{мин} < \lambda < \lambda_{кр}$. Например, для прямоугольного волновода должно выполняться отношение $\lambda_{кр}/\lambda_{мин} < 2$, т. е. диапазон частот не превышает одной октавы, что значительно уже диапазона частот полосковых линий. Практически полоса частот составляет 20—25% средней частоты, так как при приближении к $\lambda_{кр}$ и $\lambda_{мин}$ резко возрастают потери.

Для всех освоенных диапазонов волн в настоящее время существуют стандартные размеры прямоугольных волноводов.

Размеры прямоугольных волноводов для миллиметровых волн оказываются очень малыми, что приводит к падению максимальной передаваемой мощности и увеличению потерь. Практически максимальная рабочая частота волноводов составляет 200—250 ГГц.

7-2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Длина волны. В симметричной полосковой линии с диэлектрическим заполнением длина волны λ_c меньше длины волны в свободном пространстве и равна:

$$\lambda_c = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon}}. \quad (7-8)$$

В несимметричной линии центральный проводник находится на границе между диэлектриком и воздухом, поэтому вводится понятие эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_3 , которая меньше относительной диэлектрической проницаемости подложки и зависит от отношения w/h , где w — ширина центрального проводника, h — толщина подложки (см. рис. 7-1, б). Эффективная диэлектрическая проницаемость может быть вычислена по формуле

$$\epsilon_3 = \frac{\epsilon + 1}{2} + \frac{\epsilon - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 10h/w}}, \quad (7-9)$$

а длина волны в несимметричной линии определяется соотношением

$$\lambda_{nc} = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon_3}}. \quad (7-10)$$

Волновое сопротивление. Точной формулы для вычисления волнового сопротивления симметричной полосковой линии в настоящее время не имеется. Большинство известных приближенных формул весьма громоздки и неудобны для практического применения.

Наиболее простые формулы получены в [7-9].

При очень тонком центральном проводнике ($t \ll h$, где t — толщина центрального проводника) волновое сопротивление симметричной линии может быть определено

по формуле

$$\rho \approx \frac{200}{(1 + 2w/h) \sqrt{\epsilon}}. \quad (7-11)$$

С учетом толщины t центрального проводника при отношении $w/h > 1$ волновое сопротивление может быть вычислено следующим образом:

$$\rho \approx \frac{200}{\left[1 + 2 \frac{w}{h} \left(\frac{1}{1 - 2t/h}\right)\right] \sqrt{\epsilon}}, \quad (7-12)$$

а при $w/h < 1$

$$\rho \approx \frac{200(1 - 2t/h)}{(1 + 2w/h) \sqrt{\epsilon}}. \quad (7-13)$$

Погрешность формул (7-11) — (7-13) не превышает нескольких процентов.

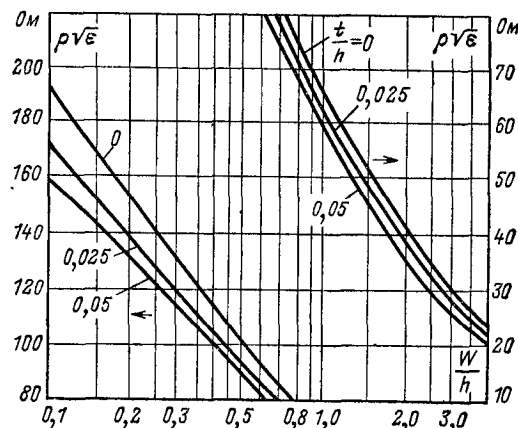


Рис. 7-3. График зависимости волнового сопротивления симметричной полосковой линии от w/h для малых значений t/h .

Волновое сопротивление симметричной полосковой линии можно определить с помощью графика рис. 7-3, где представлена зависимость волнового сопротивления линии от отношения w/h , построенная для различных t/h .

Формулы (7-12) и (7-13) и график на рис. 7-3 можно использовать и для расчета волнового сопротивления высокочастотной несимметричной полосковой линии. При этом дополнительная погрешность определения волнового сопротивления составляет 3—4%.

Волновое сопротивление неэранированной несимметричной полосковой линии определяется выражением

$$\rho \approx \frac{377}{\frac{\omega}{h} [1 + 1,735e^{-0,0724(\omega/h)^{-0,836}}] \sqrt{\epsilon}} \quad (7-14)$$

с точностью около 1% при отношении $\omega/h \geq 0,4$ и около 3% при $\omega/h < 0,4$.

В [7-9] предложена более простая формула

$$\rho \approx \frac{300}{(1 + \omega/h) \sqrt{\epsilon}}, \quad (7-15)$$

которая дает достаточно точные результаты при отношениях $\omega/h \geq 2$. Более простые формулы для расчета ρ приведены в гл. 6.

Затухание и добротность. Общее затухание полосковой линии равно:

$$\beta = \beta_n + \beta_d + \beta_{\text{н}}, \quad (7-16)$$

где β_n — затухание, определяемое потерями в проводнике; β_d — затухание из-за потерь в диэлектрике; $\beta_{\text{н}}$ — затухание вследствие излучения.

В симметричной полосковой линии потерями на излучение можно пренебречь, поэтому затухание равно:

$$\beta = \beta_n + \beta_d. \quad (7-17)$$

Затухание в диэлектрике определяется выражением

$$\beta_d \approx 27,3 \frac{\sqrt{\epsilon} \operatorname{tg} \delta}{\lambda}. \quad (7-18)$$

Затухание получается в дБ/м, если длина волны λ выражена в метрах.

Затухание за счет потерь в проводниках для симметричной полосковой линии с относительно широким центральным проводником ($\omega/(h-t) \geq 0,35$) может быть вычислено по формуле

$$\beta_n \approx \frac{0,244R_s \epsilon \rho}{h} \times \left\{ \frac{1}{1-t/h} + \frac{2\omega/h}{(1-t/h)^2} + \frac{1+t/h}{2\pi(1-t/h)^2} \ln \left(\frac{2h}{t} - 1 \right) \right\}, \quad (7-19)$$

где β_n — затухание, дБ/м; R_s — удельное поверхностное сопротивление, Ом; h — расстояние между пластинами, мм.

В несимметричной полосковой линии затухание в диэлектрике определяется по формуле (7-18), а затухание [дБ/м] вследствие излучения — из соотношения

$$\beta_{\text{н}} \approx \frac{320}{\rho} \left(\frac{\pi h}{\lambda^2} \right)^2. \quad (7-20)$$

В микрополосковых линиях с высокой относительной диэлектрической проницаемостью подложки затуханием вследствие излучения можно пренебречь и рассчитывать общее затухание по формуле (7-17).

Затухание (дБ/м) за счет потерь в проводниках несимметричной полосковой линии может быть найдено из выражения

$$\beta_n \approx \frac{8,7R_s}{\rho \omega}. \quad (7-21)$$

Собственная добротность Q_0 резонатора на полосковой линии, заполненной диэлектриком, без учета потерь на излучение определяется по формуле

$$Q_0 = \frac{Q_n Q_d}{Q_n + Q_d}, \quad (7-22)$$

где Q_n — добротность, определяемая потерями в проводниках; Q_d — добротность, определяемая потерями в диэлектрике.

Для линии с воздушным заполнением $Q_0 = Q_n$.

Добротность Q_d определяется по формуле

$$Q_d = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}. \quad (7-23)$$

Q_n определяется через затухание. Для симметричной линии оно равно:

$$Q_n = \frac{\pi \sqrt{\epsilon}}{\lambda \beta_n}, \quad (7-24)$$

а для несимметричной линии

$$Q_n = \frac{\pi \sqrt{\epsilon_0}}{\lambda \beta_n}. \quad (7-25)$$

Подстановка (7-23) в (7-22) дает общую формулу для собственной добротности резонатора на полосковой линии с диэлектрическим заполнением:

$$Q_0 = \frac{Q_n}{1 + Q_n \operatorname{tg} \delta}. \quad (7-26)$$

Следует иметь в виду, что в приведенных формулах для расчета затухания и добротности не учитываются потери из-за дефектов, связанных с технологическим разбросом параметров проводников и диэлектриков, что приводит к значительному отличию расчетных и экспериментальных результатов.

Связанные полосковые линии. Связанные полосковые линии применяются для создания направленных ответвителей, фильтров, симметрирующих трансформаторов и т. д. Поперечные сечения связанных полосковых линий различного типа показаны на рис. 7-4.

Связь несимметричных и симметричных полосковых линий может быть осуществлена путем близкого располо-

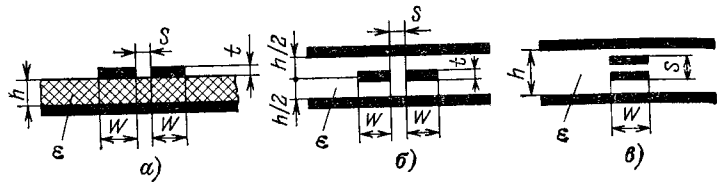


Рис. 7-4. Поперечные сечения связанных полосковых линий.

a — несимметричных со слабой боковой связью; *b* — симметричных со слабой боковой связью; *в* — симметричных с сильной лицевой связью.

жения центральных проводников за счет боковой связи между ними (рис. 7-4, *a*, *b*). При этом связь зависит от расстояния между полосками *s* и получается слабой из-за сложности выполнения линий с малой величиной *s*. Сильную связь симметричных линий можно осуществить, располагая центральные проводники друг над другом (лицевая связь, рис. 7-4, *в*). Переходное ослабление при слабой связи обычно больше 10 дБ, при сильной связи — меньше 10 дБ (во многих случаях 3 дБ).

Степень связи и волновое сопротивление зависят не только от конструкции, но и от типа колебаний, возбуждаемых в связанных линиях. Существует два типа колебаний: четные и нечетные. Четные колебания возникают в том случае, когда токи во внутренних проводниках связанных линий равны по величине и имеют одно направление, нечетные — когда токи в обоих внутренних проводниках равны, но протекают в противоположных направлениях. Волновое сопротивление ρ_- при нечетном типе колебаний получается меньше волнового сопротивления ρ одиночной линии, а волновое сопротивление ρ_+ при четном типе

колебаний больше ρ . Наиболее сильная связь между линиями осуществляется при нечетном виде колебаний.

Волновое сопротивление связанных несимметричных полосковых линий при четном и нечетном типах колебаний можно определить по формулам:

$$\rho_- \approx \frac{377/\sqrt{\epsilon}}{\frac{\omega}{h} + \frac{\omega}{3h\sqrt{\epsilon}} + \frac{1,35}{\lg(4h/t)} + \frac{\omega}{3h\sqrt{\epsilon}\left(\frac{\omega}{s} + 1\right)} + \frac{1,35}{\lg\frac{4h}{t}\left(\frac{\omega}{s} + 1\right)}}; \quad (7-27)$$

$$\rho_- \approx \frac{377/\sqrt{\epsilon}}{\frac{\omega}{h} + \frac{\omega}{3h\sqrt{\epsilon}} + \frac{1,35}{\lg(4h/t)} + \frac{4}{3\sqrt{\epsilon}\left(\frac{s}{\omega} + 1\right)} + \frac{1,35}{\lg\frac{4s}{\pi t}\text{th}(4h/s)}}. \quad (7-28)$$

Для связанных симметричных полосковых линий со слабой боковой связью волновое сопротивление определяется соотношениями:

$$\rho_+ \approx \frac{94,15/\sqrt{\epsilon}}{\frac{\omega}{h} + 0,22 + 0,73 \lg\left\{1 + \text{th}\left(\frac{\pi s}{2h}\right)\right\}}; \quad (7-29)$$

$$\rho_- \approx \frac{94,15/\sqrt{\epsilon}}{\frac{\omega}{h} + 0,22 + 0,73 \lg\left\{1 + \text{cth}\left(\frac{\pi s}{2h}\right)\right\}}. \quad (7-30)$$

Волновое сопротивление симметричных линий с сильной лицевой связью при $\omega/s \geq 0,35$ и $\omega/(h-s) \geq 0,35$ можно определить по формулам:

$$\rho_+ \approx \frac{188,3/\sqrt{\epsilon}}{\frac{\omega}{h-s} + 0,44 + 0,73 \left\{ \frac{s}{h-s} \lg \frac{h}{s} - \lg\left(1 - \frac{s}{h}\right) \right\}}; \quad (7-31)$$

$$\rho_- \approx \frac{s}{h} \frac{188,3/\sqrt{\epsilon}}{\frac{\omega}{h-s} + 0,73 \left\{ \frac{s}{h-s} \lg \frac{h}{s} - \lg\left(1 - \frac{s}{h}\right) \right\}}. \quad (7-32)$$

Подробно вопросы расчета параметров связанных полосковых линий описаны в [7-5].

7-3. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИЙ ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЙ

Материал подложек и проводников. К диэлектрическим материалам, применяемым в качестве подложек для полосковых линий, предъявляются следующие требования. Ма-

риал подложек должен иметь малую величину тангенса угла диэлектрических потерь на СВЧ и большую величину относительной диэлектрической проницаемости ($\epsilon > 5 \div 10$), так как увеличение ϵ приводит к уменьшению габаритов слоев на полосковых линиях. Заготовки подложек должны иметь однородную структуру, обеспечивающую максимальную идентичность параметров $\text{tg } \delta$ и ϵ по всей заготовке. Недопустимы механические дефекты заготовок, такие как неоднородность структуры, газовые пузырьки, посторонние включения, царапины, сколы и т. д. Материал должен хорошо полироваться (допустимые микронеровности $\leq 0,2$ мкм), обладать малой пористостью, не деформироваться в процессе изготовления схемы. Большое значение имеет теплопроводность подложки, так как, чем больше теплопроводность, тем большую мощность можно передать через линию. Толщина заготовок должна быть выдержана с точностью 1—5% номинального значения, так как изменение эллипсности приводит к соответствующему изменению волнового сопротивления.

Для изготовления полосковых линий рекомендуется применять следующие диэлектрики: фторопласт-4, стекло-торопласт, сополимер САМ, материал на основе полистирола типа ПТ, ситаллы.

В микрополосковых линиях часто находят применение керамические материалы на основе окиси алюминия. Эти материалы отличаются низкой стоимостью, низкими потерями, высокой диэлектрической проницаемостью и малыми изменениями электрических параметров при воздействии температуры. Дополнительным преимуществом керамики по сравнению с другими диэлектриками является ольшая теплопроводность, что улучшает стабильность механических размеров в достаточно широком диапазоне температур.

Характеристики некоторых материалов, используемых в полосковых линиях передачи, приведены в табл. 7-3 и П-1.

Металлы проводников полосковых и микрополосковых линий должны обладать малым удельным сопротивлением, хорошей адгезией с диэлектриком подложки, устойчивостью к коррозии, малым температурным коэффициентом линейного расширения. К таким металлам относятся медь, серебро, золото. Основания полосковых линий выполняют из недорогих металлов со сравнительно высоким значением поверхностного сопротивления R_s (алюминиевые сплавы, тангунь и др.). Центральные проводники для уменьшения

потерь выполняют обычно из меди или серебра, а также из других металлов, покрытых тонким слоем меди, серебра или золота. Значение поверхностного сопротивления некоторых металлов, необходимое для расчета затухания и добротности полосковых линий, можно рассчитать по формуле (1-3).

Таблица 7-3

Характеристики некоторых высокочастотных диэлектриков, применяемых в полосковых линиях

Диэлектрик	ϵ , $f = 10^{10}$ ГГц, $t = 20^\circ \text{C}$	$\text{tg } \delta \cdot 10^4$, $f = 10^{10}$ ГГц, $f = 20^\circ \text{C}$	Рабочий интервал температур, $^\circ \text{C}$
Сополимер САМ	2,6	4,5	$-60 \div +80$
МРТУ 6 № 828-61			
ПТ-1	2,84	7	$-60 \div +80$
ПТ-2	5	9	$-60 \div +80$
ПТ-3	7	9	$-60 \div +85$
ПТ-4	10	9	$-60 \div +90$
ПТ-5	16	13	$-60 \div +95$
Сапфир (96% Al_2O_3)	9,9	1	—
Поликор (99,8% Al_2O_3), НТХ0.027.			
027.ТУ	9,8	1	—
Ситалл СТ50-1, НТХ0.027.029	8,5	4	—

Выбор размеров полосковых линий. Размеры полосковой линии определяют ее волновое сопротивление, однако заданное волновое сопротивление могут обеспечить линии с различным соотношением размеров. Рассмотрим основные ограничения, накладываемые на геометрические размеры полосковых линий.

Максимальный размер поперечного сечения полосковой линии определяется размером основания a (см. рис. 7-1). Для того чтобы большая часть энергии поля была сосредоточена в линии, необходимо, чтобы ширина основания была по меньшей мере в 3 раза больше ширины полоски, т. е. $a \geq 3w$.

Волновое сопротивление линии определяется отношением w/h , поэтому для уменьшения габаритов линии можно одновременно уменьшать толщину подложки h и ширину центрального проводника w при сохранении неизменным волнового сопротивления. Кроме того, уменьшение h приводит к уменьшению потерь на излучение и к возможности более плотного размещения нескольких полосковых линий

без опасности появления паразитной связи между ними, так как минимальное расстояние между центральными проводниками соседних линий должно быть равно в этом случае двойной толщине подложки. В свою очередь, уменьшение ширины центрального проводника приводит к увеличению потерь в проводнике и уменьшению добротности полосковой линии. В связи с этим толщина подложки выбирается из компромиссного условия получения необходимой добротности и волнового сопротивления. Наиболее употребительные толщины подложек полосковых и микрополосковых линий следующие: $h = 0,25; 0,5; 0,75; 1; 1,5; 2,0$ мм.

Толщина центрального проводника t должна быть не менее чем в 3 раза больше глубины проникновения тока на рабочей частоте. Невыполнение этого условия приводит к увеличению потерь в проводнике. Глубину проникновения тока можно определить по формуле (1-1).

Полосковые резонаторы и фильтры. Применение полосковых линий в качестве резонаторов и фильтров СВЧ позволяет обеспечить наибольший выигрыш в размерах и стоимости конструкций по сравнению с волноводами и другими типами линий.

В зависимости от закона изменения волнового сопротивления по длине полосковой линии различают регулярные и нерегулярные резонаторы.

Нерегулярные резонаторы выполняют из отрезков полосковых линий, волновое сопротивление которых меняется вдоль длины линии чаще всего изменением ширины центрального проводника. Применение нерегулярных линий для резонаторов позволяет получить значительную добротность, большой коэффициент перекрытия по частоте при перестройке резонатора, необходимую функциональную характеристику настройки и т. д. [5-6].

Регулярные резонаторы выполняют из отрезков регулярных полосковых линий, волновое сопротивление которых не меняется вдоль резонатора. Простота расчета и конструкции привела к широкому распространению регулярных резонаторов.

Полосковые резонаторы выполняются так же, как и резонаторы на других типах линий, а для расчета эквивалентных параметров колебательного контура могут быть использованы соотношения, приведенные в гл. 6.

Для примера на рис. 7-5 приведена схема наиболее распространенного контура на короткозамкнутой несимметричной

полосковой линии, имеющей длину $l < \lambda/4$ и нагруженной на конденсатор C_0 . Этот конденсатор может быть использован для перестройки резонатора.

Длина линии l при резонансе и емкость эквивалентного контура C_0 могут быть вычислены по формулам (6-33) и (6-24).

По известной длине линии l с помощью выражений § 7-2 можно определить добротность ненагруженной линии и, вычислив емкость C_0 , найти резонансное сопротивление эквивалентного контура.

Для обеспечения необходимой добротности осуществляют неполное включение транзисторов, фидеров и других элементов схемы в полосковый резонатор. Расстояние от замкнутого конца до точки подключения l_1 , обеспечивающее необходимый коэффициент включения p , можно найти по формуле

$$l_1 = \frac{\lambda}{2\pi} \arcsin \left[p \sin \left(2\pi \frac{l}{\lambda} \right) \right], \quad (7-33)$$

где λ — длина волны в полосковой линии.

Полосковые фильтры выполняются из нескольких отрезков регулярных или нерегулярных полосковых линий со скачками волнового сопротивления или из связанных полосковых резонаторов. Некоторые варианты реализации реактивных элементов на полосковых линиях и их схемы замещения показаны на рис. 7-6. Они выполняются путем изменения конфигурации центрального проводника и называются цепями с полусосредоточенными параметрами, так как длина таких отрезков $l \ll \lambda/4$.

Например, реализация емкости, включенной последовательно в полосковую линию, может быть осуществлена разрывом центрального проводника (рис. 7-6, а). Величина емкости определяется выражением

$$C \approx \frac{2,3}{\rho_0 \omega \lambda} \lg \operatorname{cth} \frac{\pi s}{2w}. \quad (7-34)$$

Индуктивность, параллельная линии, может быть получена разомкнутым ответвлением (рис. 7-6, б) и равна:

$$L \approx \frac{\rho_0}{\omega} \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda}. \quad (7-35)$$

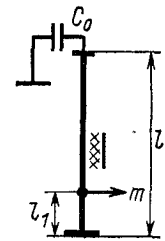


Рис. 7-5. Короткозамкнутый несимметричный полосковый резонатор.

Элементы последовательного резонансного контура, включенного параллельно линии (рис. 7-6, в), и параллельного резонансного контура, включенного параллельно линии (рис. 7-6, г), определяются по формулам:

$$L \approx \frac{\rho_{02}}{\omega} \frac{2\pi l_2}{\lambda}; \quad C \approx \frac{1}{\omega \rho_{01}} \frac{2\pi l_1}{\lambda}.$$

Наиболее полно методика расчета различных типов фильтров на полосковых линиях изложена в [7-2, 7-8, 7-10].

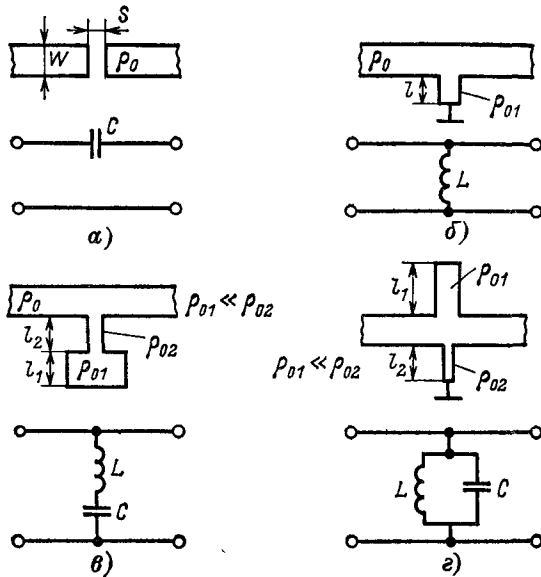


Рис. 7-6. Реактивные элементы полосковых линий.

Направленные ответвители. Направленным ответвителем называют восьмиполюсную систему, служащую для направленного ответвления энергии. Направленные ответвители применяются для создания балансных усилителей и преобразователей, переключателей, фазовращателей, сумматоров и делителей мощности и т. д.

Полосковые направленные ответвители отличаются простотой расчета и конструкции, малым переходным ослаблением и значительной направленностью, небольшими габаритами и массой.

Основные типы полосковых направленных ответвителей показаны на рис. 7-7. Рассмотрим свойства направленного

ответвителя на связанных линиях со слабой боковой связью (рис. 7-7, а).

Направленный ответвитель состоит из двух связанных линий, имеющих скачкообразное изменение волнового сопротивления от ρ_{01} к ρ_{02} и ρ_{03} на входе и от ρ_{02} и ρ_{03} к ρ_{01} на выходе участка связи. Как правило, длина участка связи выбирается равной $\lambda/4$, где λ — средняя длина волны рабочей полосы частот линии передачи. Сигнал, подаваемый на вход 1, делится примерно поровну между прямым выходом 2 и связанным выходом 3, причем фазы напряжений на этих выходах сдвинуты относительно друг друга на 90° ,

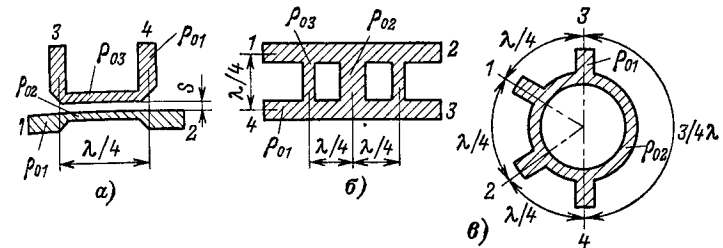


Рис. 7-7. Центральные проводники полосковых направленных ответвителей.

а — на связанных линиях со слабой связью; б — трехшлейфовый с сильной связью; в — кольцевой с сильной связью и длиной кольца $\frac{3}{2}\lambda$ (гибридное кольцо).

т. е. находятся в квадратуре. При полном согласовании выходов 2 и 3 сигнал на выходе 4 отсутствует. Переходное ослабление от входа 1 к выходу 2 и 3 у направленных ответвителей со слабой связью больше 10 дБ, а степень подавления сигнала на выходе 4 по отношению к выходам 2 и 3 (направленность) зависит от согласования выходов и обычно равна 20—40 дБ.

Для уменьшения переходного ослабления применяют направленные ответвители с сильной боковой связью (см. рис. 7-4, в). В этом случае переходное ослабление обычно меньше 10 дБ, а наиболее часто его делают равным 3 дБ. Направленные ответвители, имеющие равные мощности выходных плеч и переходное ослабление 3 дБ, называют гибридными или трехдецибелными.

На рис. 7-7, б изображен другой тип полоскового направленного ответвителя — трехшлейфовый направленный ответвитель. Ответвитель состоит из двух полосковых ли-

ний, которые соединены шлейфами. Расстояние между линиями и между шлейфами равно $\lambda/4$. Шлейфные направленные ответвители относятся к типу гибридных, а разность фаз выходных напряжений этих ответвителей, как и в ответвителях на связанных линиях, равна 90° .

В отличие от рассмотренных ответвителей в кольцевой схеме (рис. 7-7, в) имеет место режим стоячей волны. Сигнал, подаваемый на вход 1, разделяется по двум путям вдоль кольца. Так как плечи 2 и 3 находятся от плеча 1 на равных расстояниях $\lambda/4$, то на выходах 2 и 3 сигналы синфазны и равны по величине. В плече 4 волны напряжений оказываются в противофазе и выходной сигнал отсутствует.

Основные соотношения для расчета полосковых направленных ответвителей приведены в [7-10].

Полосковые переходы. Для измерения параметров узлов с полосковыми линиями на стандартной аппаратуре, соединения с антенно-фидерными трактами и т. д. необходимы полосковые переходы на волноводную, коаксиальную или полосковую линию. К полосковым переходам предъявляются требования малых габаритов, малых потерь, низкого коэффициента стоячей волны $k_{сч}U$, простоты изготовления, высокой надежности. Существующие полосковые переходы удовлетворяют не всем этим требованиям.

На рис. 7-8 и 7-9 изображены конструкции коаксиально-полосковых переходов. В таких переходах отсутствует преобразование типа волны, так как и в полосковой и коаксиальной линиях распространяются Т-волны. Это позволяет создавать простые и широкополосные переходы.

Существуют два основных типа коаксиально-полосковых переходов: перпендикулярный (рис. 7-8) и соосный (рис. 7-9). Соосный переход более удобен для применения в большинстве конструкций на полосковых линиях и меньше искажает структуру поля в линии по сравнению с перпендикулярным. К недостаткам перпендикулярного перехода относится и необходимость отверстий в подложке и заземленном основании, что осложняет изготовление и сборку перехода. Цилиндрическая выточка в диэлектрике полосковой линии вокруг штырька разъема позволяет расширить диапазон рабочих частот перпендикулярного перехода при высоком значении коэффициента стоячей волны $k_{сч}U$.

Конструкция соосного волноводно-полоскового перехода изображена на рис. 7-10. В этом переходе осуществляется преобразование наиболее часто применяемой в волно-

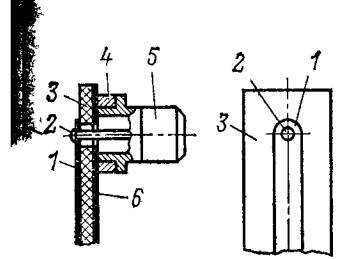


Рис. 7-8. Широкополосный переход от коаксиальной к несимметричной полосковой линии.

1 — центральный проводник полосковой линии; 2 — штырек разъема; 3 — подложка; 4 — латунное кольцо; 5 — разъем; 6 — основание полосковой линии

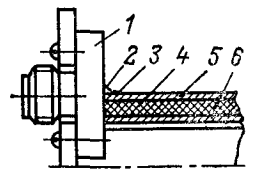


Рис. 7-9. Соосный коаксиально-полосковый переход.

1 — разъем; 2 — контакт разъема; 3 — пайка; 4 — подложка; 5 — центральный проводник; 6 — основание

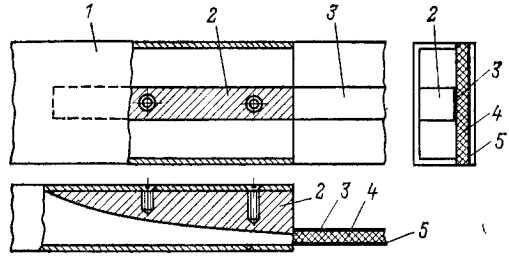


Рис. 7-10. Соосный волноводно-полосковый переход.

1 — прямоугольный волновод; 2 — гребень; 3 — центральный проводник; 4 — подложка полосковой линии; 5 — основание.

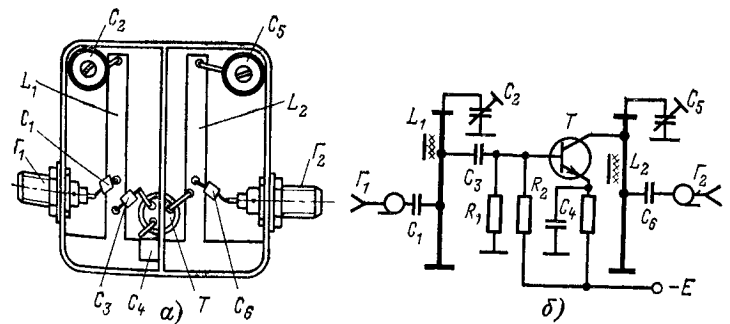


Рис. 7-11. Схема и конструкция УВЧ на 500 МГц.

водах волны H_{10} в Т-волну полосковой линии. В соосном переходе преобразование волн осуществляется с помощью установленного в волноводе гребня 2, в результате чего волновод прямоугольного сечения плавно переходит в П-образный волновод, который соединяется с несимметричной полосковой линией.

В полосковых линиях легко выполняются различные изгибы, уголкового переходы и скрутки. Например, для несимметричной линии поворот центрального проводника на 90° со скосом выступа под углом 45° не вызывает заметных отражений, а потери на излучение при этом не превышают долей децибела. С помощью отрезка полосковой линии с медленно изменяющимся волновым сопротивлением можно получить согласование линий с различным волновым сопротивлением в широкой полосе частот.

Конструкции с полосковыми линиями. На рис. 7-11 изображены схема и конструкция транзисторного усилителя дециметрового диапазона на полосковых линиях. Входной и выходной колебательные контуры выполнены из отрезков несимметричных полосковых линий с волновым сопротивлением, равным $\rho = 60$ Ом, и с укорачивающими конденсаторами C_2 и C_5 , используемыми для настройки усилителя на заданную частоту. Линии выполнены на плате из фольгированного стеклофторопласта ($h = 2$ мм); на этой же плате установлены остальные элементы усилителя. Согласование входного фидера, нагрузки и транзистора осуществлено неполным включением входа, выхода, а также базы и коллектора транзистора к полосковым линиям с помощью автотрансформаторной связи. Усилитель имеет следующие параметры: сопротивление нагрузки 50 Ом, средняя частота 500 МГц, полоса пропускания $\Delta f_{0,7} = 15$ МГц, коэффициент усиления 10 дБ.

7-4. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ ВОЛНОВОДОВ

Длина волны. В отличие от полосковых линий длина волны в волноводе λ_w больше, чем длина волны колебаний, возбуждающих волновод λ , и может быть рассчитана по формуле

$$\lambda_w = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}. \quad (7-36)$$

В случае заполнения волновода диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ϵ и магнитной проницаемостью μ

длина волны в волноводе равна:

$$\lambda_w = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon\mu - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}.$$

Волновое сопротивление. Волновое сопротивление волновода принято определять отношением поперечных составляющих электрического и магнитного полей. Для волн типа H или E значения волнового сопротивления (Ом) при воздушном заполнении волновода определяются выражениями:

$$\rho_H \approx \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}; \quad \rho_E \approx 377 \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}. \quad (7-37)$$

Для прямоугольного волновода с волной типа H_{10} критическая длина волны равна $\lambda_{кр} = 2a$, т. е. не зависит от размера волновода b , поэтому создается ложное впечатление, что два волновода с одинаковыми размерами широкой стороны a могут быть согласованы независимо от размеров их узкой стороны b . Это указывает на ограниченность применения понятия волнового сопротивления волновода.

Для прямоугольного волновода с волной H_{10} вводится понятие эквивалентного сопротивления, которое справедливо только для решения вопросов согласования волноводов. Эквивалентное сопротивление Z_3 может быть рассчитано тремя способами, использующими известные зависимости между током, напряжением, мощностью и сопротивлением. Для рассматриваемого типа волны напряжение может быть определено интегрированием напряженности электрического поля по стороне a волновода, а ток — суммированием продольных составляющих по той же стороне. В результате получаются три значения эквивалентного сопротивления, зависящие от способа его определения:

$$Z_3 \approx \frac{\pi}{2} \frac{b}{a} \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}; \quad (7-38a)$$

$$Z_3 \approx 2 \frac{b}{a} \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}; \quad (7-38б)$$

$$Z_3 \approx \frac{\pi^2}{8} \frac{b}{a} \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (7-38в)$$

Различие в числовом множителе в выражениях (7-38) не играет роли для расчета согласования волноводов с различными размерами, так как согласование будет опреде-

ляться лишь отношением эквивалентных сопротивлений, и если использовать одно и то же выражение для эквивалентных сопротивлений согласуемых волноводов, то числовой множитель при расчетах будет сокращаться.

Затухание. При волнах меньше критических имеются две составляющие потерь в полых волноводах: потери в стенках волновода и потери в диэлектрике, заполняющем волновод. Если обе составляющие малы, то общий коэффициент затухания равен $\beta = \beta_c + \beta_d$, где β_c — коэффициент затухания в стенках, β_d — коэффициент затухания в диэлектрике.

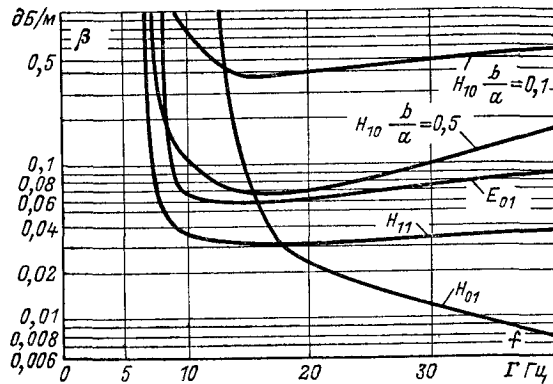


Рис. 7-12. Зависимость затухания в волноводе от частоты.

Потери мощности в децибелах могут быть определены по формуле

$$L = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} = 8,68\beta l, \quad (7-39)$$

где β — коэффициент затухания на единицу длины волновода; l — длина волновода.

На рис. 7-12 приведена зависимость затухания в стенках волновода от частоты для волн типов E_{01} , H_{11} и H_{10} в круглом медном волноводе радиусом 15 мм и для волны типа H_{10} в прямоугольном медном волноводе с размером стороны $a = 23$ мм, построенная для двух соотношений размеров сторон: $b/a = 0,1$ и $b/a = 0,5$.

Резкое возрастание затухания при понижении частоты определяется приближением к критической частоте, когда

перестают выполняться условия распространения энергии в волноводе. Рост затухания по мере увеличения частоты можно объяснить тем, что с ростом частоты уменьшается глубина проникновения токов в металл и, следовательно, растёт сопротивление этим токам.

Такая зависимость справедлива для всех типов волн, за исключением волны H_{01} в круглом волноводе, для которой затухание неограниченно падает с ростом частоты. Потери в стенках при волне H_{01} определяются поперечными кольцевыми токами, вызванными продольными составляющими магнитного поля. По мере увеличения частоты доля продольных составляющих магнитного поля уменьшается по сравнению с долей поперечных составляющих и, следовательно, уменьшаются токи в стенках. Это свойство волны H_{01} в круглом волноводе представляет практический интерес при осуществлении дальних волноводных линий передач.

В прямоугольном волноводе затухание зависит не только от частоты, но и от соотношения размеров сторон a и b . Для уменьшения затухания следует избегать малых значений отношения b к a .

При вычислении коэффициентов затухания β_c и β_d предполагают, что наличие потерь в стенках и диэлектрике не искажает картину поля и эффективная глубина проникновения токов в стенки волновода мала по сравнению с радиусом кривизны стенок.

При указанных допущениях коэффициент затухания в стенках, выраженный в децибелах на метр длины волновода, может быть вычислен по нижеприведенным формулам.

Для прямоугольного волновода при волне типа H_{mn}

$$\beta_c = \frac{0,793}{bv\sqrt{\sigma\lambda}} \left[\frac{\left(\frac{b}{a} \varepsilon_n m^2 + \varepsilon_m n^2\right) v^2}{\frac{b}{a} m^2 + \frac{a}{b} n^2} + \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2 \left(\frac{b}{a} \varepsilon_m + \varepsilon_n\right) \right], \quad (7-40a)$$

где $\varepsilon_n = 1$ при $n = 0$, $\varepsilon_m = 1$ при $m = 0$, $\varepsilon_n = 2$ при $n \neq 0$, $\varepsilon_m = 2$ при $m \neq 0$;

$$v = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}.$$

При волне типа E_{mn}

$$\beta_c = \frac{1,586}{av\sqrt{\sigma\lambda}} \frac{m^2 + n^2 \left(\frac{a}{b}\right)^3}{m^2 + n^2 \left(\frac{a}{b}\right)^2}. \quad (7-40б)$$

Для круглого волновода при волне типа H_{mn}

$$\beta_c = \frac{0,793}{2} \sqrt{\sigma \lambda} \left[\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2 + \frac{m^2}{\beta_{mn}^2 - m^2} \right]. \quad (7-40_{в})$$

При волне типа E_{mn}

$$\beta_c = \frac{0,793}{2} \sqrt{\sigma \lambda}, \quad (7-40_{г})$$

где σ — проводимость материала, См/см; a , b , D — размеры волновода, м; λ — длина волны, м.

Как в круглых, так и в прямоугольных волноводах для всех типов волн (кроме волн типа H_{0n} в круглом волноводе) существует оптимальное отношение $\lambda_{кр}$ к λ , при котором затухание в стенках волновода минимально. Это дает возможность выбрать размеры волновода так, чтобы получить минимальные потери мощности.

В прямоугольных и круглых волноводах для волн типа E_{mn} это оптимальное отношение равно:

$$\left(\frac{\lambda_{кр}}{\lambda} \right)_{опт} = \sqrt{3}, \quad (7-41)$$

а для волн типа H_{mn} оно может быть определено из графика, приведенного на рис. 7-13, в зависимости от параметра p . Значения параметра p определяются из приведенных ниже выражений.

Для прямоугольного волновода, если $m \neq 0$ и $n \neq 0$,

$$p = \frac{\frac{b}{a} \left[1 + \left(\frac{n}{m} \right)^2 \left(\frac{a}{b} \right)^3 \right]}{1 + \left(\frac{n}{m} \right)^2 \frac{a}{b}}, \quad (7-42a)$$

если $m \neq 0$, $n = 0$, то

$$p = 2b/a;$$

для круглого волновода, если $m \neq 0$,

$$p = \frac{(\beta'_{mn})^2 - m^2}{m^2}. \quad (7-42б)$$

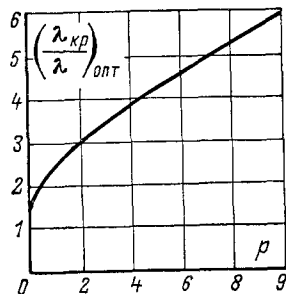


Рис. 7-13. К расчету оптимальной длины волны в волноводе

Наличие на внутренней поверхности волновода неоднородностей (вмятин, царапин, микронеровностей), превышающих глубину проникновения токов, может привести к существенному увеличению затухания.

Если волновод заполнен диэлектриком, то появляется дополнительная составляющая коэффициента затухания, которая для волн типов H_{mn} и E_{mn} может быть вычислена по формуле

$$\beta_d = \frac{8,38\pi\lambda_d}{\lambda_{0d}^2} \operatorname{tg} \delta, \quad (7-43)$$

где β_d — коэффициент затухания, дБ/м; λ_d — длина волны в диэлектрическом материале волновода, м; λ_{0d} — длина волны в неограниченной диэлектрической среде, м; δ — угол потерь диэлектрика.

7-5. ЭЛЕМЕНТЫ КОНСТРУКЦИЙ ВОЛНОВОДОВ

Жесткие волноводы. Наибольшее распространение получили жесткие полые волноводы. Они изготавливаются путем вытяжки, прецизионного литья или изгибанием с последующей пайкой твердым припоем или из стандартных труб (ГОСТ 17426-72). Шов по возможности следует располагать так, чтобы он не пересекался токами, протекающими по внутренней поверхности волновода. Волноводы малого сечения, а также единичные образцы сложных по конструкции волноводных звеньев с большой точностью могут изготавливаться путем электролитического осаждения металла на модель.

Материал, из которого изготавливаются волноводы, должен обладать достаточной механической прочностью, устойчивостью против коррозии, малой магнитной проницаемостью и хорошей проводимостью. Наиболее распространенными материалами являются латунь марок Л-59, Л-62, Л-96; алюминий марок АОО, АО, а также медь марок М-1, М-3.

Внутренние поверхности волноводов должны иметь высокую чистоту обработки, так как заусеницы, шероховатости, царапины, вмятины и раковины увеличивают потери и создают опасность пробоя из-за сильной концентрации электрического поля. Желательно, чтобы направление полировки совпадало с направлением токов по стенкам волновода.

Для защиты внутренних поверхностей волноводов от коррозии, а также с целью увеличения их электропроводности применяют специальные покрытия из материалов, к которым предъявляют требования стойкости против коррозии, высокой электропроводности, возможно меньшей пористости, малой контактной разности потенциалов между металлом стенки волновода и материалом покрытия. Так как материалов, в полной мере отвечающих поставленным требованиям, не существует, то возможно применение двух покрытий, из которых одно служит для увеличения электропроводности (серебро, золото), другое — для защиты от коррозии при работе в тяжелых условиях. Защита от коррозии может быть осуществлена нанесением пленки лака, покрытием родием или палладием, химической обработкой. Толщина покрытия для увеличения электропроводности с учетом пористости покрытия берется в несколько раз больше глубины проникновения токов в покрываемый материал. Волноводные звенья, изготовленные из алюминия, в покрытии, увеличивающем электропроводность, не нуждаются и лишь подвергаются пассивированию для повышения коррозионной стойкости.

Выбор размера волновода производится с учетом предъявляемых к нему требований.

Во всем диапазоне частот передача энергии по волноводу должна осуществляться лишь одним типом волны; с этой точки зрения необходимо использовать низший тип колебаний, т. е. колебания, критическая длина волны которых имеет наибольшую величину (см. § 7-1).

Затухание энергии в волноводе должно быть минимальным. В § 7-4 приведены оптимальные отношения $\lambda_{кр}/\lambda$ для различных типов волн, при которых получается минимум затухания. Значения $\lambda_{кр}$, вычисленные по формуле (7-41) и графику на рис. 7-13, дают возможность определить размеры волновода, обеспечивающие это требование.

При работе с низшим типом колебаний размеры волновода получаются минимальными. Это объясняет то обстоятельство, что из всего разнообразия типов волн практическое применение находят волны типа H_{10} в прямоугольном и E_{01} и H_{11} в круглых волноводах.

Окончательно размеры волновода следует выбирать из ряда стандартных труб прямоугольного или круглого сечения.

К точности изготовления волновода предъявляются жесткие требования. Резкие изменения внутренних разме-

ров волновода, вызванные вмятинами, неодинаковостью размеров поперечного сечения стыкуемых участков, эллипсoidalной формой круглого волновода и т. п., могут быть уподоблены резкому изменению волнового сопротивления волновода и приводят к отражению энергии.

Гибкие волноводы. Гибкие волноводы применяются для сохранения свободы перемещения двух участков волноводного тракта, соединения несомещенных участков, быстрой замены поврежденного участка волноводного тракта и т. п. На рис. 7-14 приведены конструкции гибких волноводов. Первая из них (рис. 7-14, а) представляет собой

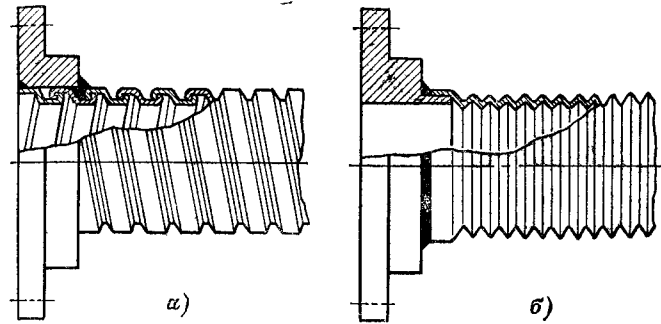


Рис. 7-14. Гибкие волноводы.

волновод, выполненный путем намотки алюминиевой или латунной ленты специального профиля на прямоугольную оправку. В процессе намотки края ленты загиваются, обеспечивая гибкую связь витков между собой. Для уменьшения рассогласования стыкуемых жесткого и гибкого волноводов внутренние размеры последнего берутся на 10—15% меньше внутренних размеров жесткого волновода.

Другая конструкция (рис. 7-14, б) изготавливается из тонкостенной прямоугольной заготовки из мягкого металла, которая в дальнейшем подвергается гофрировке. Глубина гофрировки выбирается небольшой, примерно равной 2—3 мм, чтобы уменьшить вносимую неоднородность, однако уменьшение глубины гофрировки вызывает уменьшение гибкости волновода. Волновое сопротивление такого волновода примерно равно волновому сопротивлению прямоугольного гладкого волновода, внутренние размеры которого являются средним арифметическим между внутренними и внешними размерами гофрированного волновода.

Такая конструкция хотя и обладает большой гибкостью и растяжением без существенного увеличения отражений, однако не допускает значительного скручивания и многократных изгибов. Для увеличения механической прочности и герметизации на гибкие волноводы снаружи наплавляют резиновую рубашку.

Волноводные соединения. Соединения двух отрезков волновода производятся при помощи волноводного соединения. При этом должны соблюдаться строгая линейность внутренних поверхностей стенок и хороший электрический контакт между ними. Необходимость в этом вытекает из требования отсутствия потерь, в контакте, излучения и отражения волны от плоскости соединения.

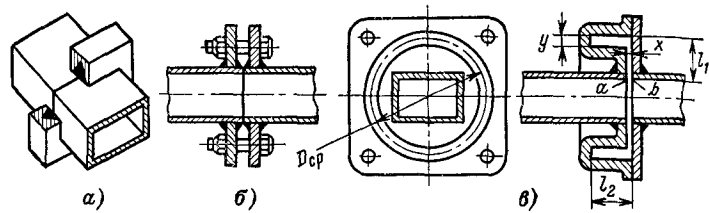


Рис. 7-15. Соединения волноводов.

Волноводные соединения можно разделить на контактные и дроссельно-фланцевые.

Контактное соединение осуществляется в виде неразъемного (рис. 7-15, а) или разъемного (рис. 7-15, б, в) соединения. В конструкциях, приведенных на рис. 7-15, а, б, торцы двух соединяемых отрезков волновода тщательно шлифуются и закрепляются либо путем пайки их, либо стягиванием фланцев, укрепленных несколько отступя от края волновода. Технологические требования к выполнению подобных соединений оказываются весьма жесткими, что удорожает стоимость их изготовления. Окисление и загрязнение места стыка приводят к увеличению потерь, а его многократная разборка уменьшает надежность соединения. Применение таких соединений целесообразно только в широкополосных системах, так как они могут обеспечить коэффициент стоячей волны $k_{ст}U$ меньше 1,01 в широком диапазоне частот, а также в случае требований хорошей (более 80—100 дБ) электрогерметичности.

Дроссельно-фланцевое соединение (рис. 7-15, в) представляет собой короткозамкнутую линию общей длиной в полволны, включенную последовательно с волноводом. Для обеспечения хорошего электрического контакта в месте соединения отрезков волновода входное сопротивление линии должно быть минимальным в широком диапазоне частот. Конструктивно это достигается тем, что линия делится на два четвертьволновых отрезка: l_1 и l_2 . Короткозамкнутый четвертьволновой отрезок l_2 имеет высокое входное сопротивление, причем для его увеличения необходим широкий паз y .

Большое входное сопротивление отрезка l_2 трансформируется через четвертьволновую радиальную линию l_1 в малое сопротивление между точками a и b , обеспечивая в них хороший электрический контакт. Для этой цели волновое сопротивление линии l_1 следует уменьшать, что достигается выбором достаточно малого размера x (примерно равного 0,3—0,5 мм).

Дроссельно-фланцевые соединения удобны при частых разборках волноводного тракта, просты в производстве, допускают небольшие перекосы при соединении волноводов. Недостатком их является частотная селективность, что объясняется зависимостью размеров от длины волны. В 10—12%-ной полосе частот получаются отражения, при которых $k_{ст}U \approx 1,1$.

Повороты и изгибы волноводов. При конструировании поворотов и изгибов волноводов основное внимание уделяется уменьшению отражения энергии. Наибольшее распространение получили два вида уголкового изгиба: уголок с одиночным поворотом (рис. 7-16, а) и уголок с двойным поворотом (рис. 7-16, б). Оба вида уголков пригодны для поворота как в плоскости H , так и в плоскости E волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе. Резкое изменение формы волновода эквивалентно наличию реактивности и вызывает появление отраженной волны. Компенсация отражений в уголке с одиночным поворотом получается удовлетворительной, если при $\theta = 90^\circ$ отношение $cid \approx 0,65$.

Более широкополосным является уголок с двойным поворотом. При равных углах поворота примерное расстояние L , при котором отражения, возникающие от одного поворота, будут компенсироваться отражениями от другого поворота, при повороте в плоскости E равно $\lambda_g/4$, а при повороте в плоскости H — несколько больше $\lambda_g/4$.

Плавный поворот волновода по радиусу (рис. 7-16, а) или скручивание волновода (рис. 7-16, б) приводит к изменению волнового сопротивления волновода на участке изгиба или скручивания. Это изменение зависит от радиуса поворота и угла скручивания. Можно считать, что если нет изменения формы сечения волновода на участке изгиба или скручивания, то отражение происходит только на обоих концах изгиба, т. е. возможность компенсации отражений обеспечивается соотношением $L = n\lambda'_n/4$, где λ'_n — длина волны на изогнутом участке волновода, n — любое нечетное число.

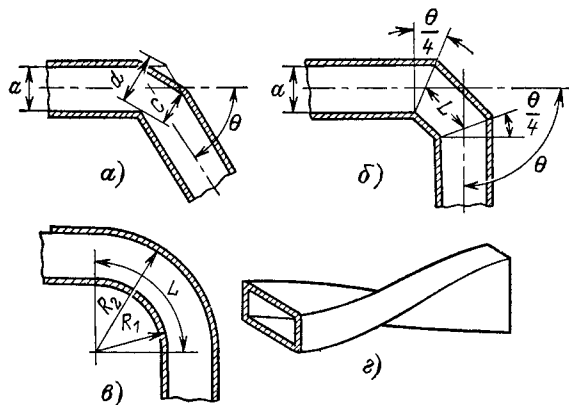


Рис. 7-16. Изгибы волноводов.

Для получения малых отражений в диапазоне частот следует брать $L \geq (2 \div 3)\lambda'_n$. Относительная ширина полосы пропускания при $k_{ст}U$, не превосходящем 1,05, получается равной 5—20%, причем большее значение полосы соответствует большему радиусу поворота. Скрученный волновод дает меньшие отражения, чем изогнутый.

Согласующие элементы. Для обеспечения режима бегущей волны в волноводах часто применяются специально вводимые согласующие неоднородности, предназначенные для компенсации отражений от нагрузки или имеющихся в волноводе неоднородностей.

Согласующие неоднородности должны иметь хорошую проводимость, и их размеры вдоль оси волновода должны быть значительно меньше длины волны. При этом их действие эквивалентно некоторой реактивности, включенной параллельно волноводу, и не вызывает потерь энергии.

В качестве согласующих неоднородностей в волноводах наиболее широко применяются реактивные диафрагмы и штыри. На рис. 7-17, а, б представлены диафрагмы в прямоугольном волноводе с волной типа H_{10} . Толщина диафрагм должна быть значительно больше глубины проникновения токов и значительно меньше длины волны в волноводе. В результате резкого изменения формы сечения волновода вблизи диафрагмы возникают волны высших типов, однако они быстро затухают по мере удаления от диафрагмы, если размеры волновода выбраны так, что выполняются условия для распространения только волны H_{10} .

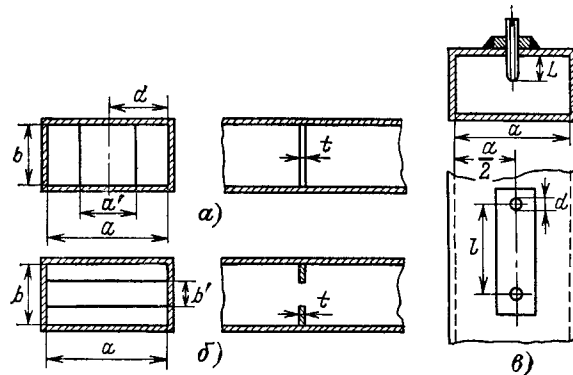


Рис. 7-17. Согласующие элементы в волноводе.

В случае диафрагмы, приведенной на рис. 7-17, а, реактивная проводимость имеет индуктивный характер, а на рис. 7-17, б — емкостный.

Реактивный штырь представляет собой металлический стержень, установленный в стенке волновода так, что его ось параллельна электрическому вектору поля. Для увеличения эффективности действия штыря его следует располагать в максимуме электрического поля, что в случае волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе соответствует середине шириной стенки $L < \lambda_n/4$ и отношение $d/\lambda_n \ll 1$, то параллельная проводимость, вносимая штырем, имеет емкостный характер; при дальнейшем погружении штыря, когда $L \approx \lambda_n/4$, проводимость эквивалентна последовательному резонансному контуру и при $L > \lambda_n/4$ — индуктивности. На практике основное применение находит ем-

костный штырь, так как при приближении глубины погружения к $\lambda_B/4$ происходит резкое изменение проводимости, что затрудняет настройку, и, кроме того, при значительном погружении штыря увеличивается опасность пробоя.

Для изменения не только амплитуды, но и фазы отражаемой штырем мощности необходимо перемещать штырь вдоль волновода.

Конструктивно это достаточно сложно, а наличие щел приводит к утечке мощности. Значительно удобнее для этого использовать два или более штырей, расположенных на расстоянии $l = \lambda_B/4$ или $l = \lambda_B/8$. Последователь-

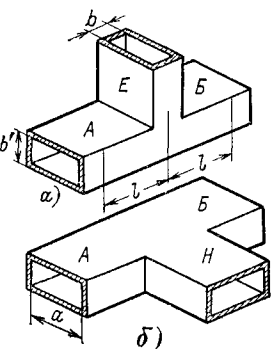


Рис. 7-18. Т-разветвления волноводов.

меня глубину их погружения, можно добиться как необходимой амплитуды, так и фазы отраженной мощности. Такая система обеспечивает и большую широкополосность.

Делители мощности. Для деления мощности в равных отношениях в волноводных узлах широкое применение находит Т-образное разветвление волноводов или так называемый волноводный тройник. Это разветвление может быть осуществлено в плоскости электрических линий — *Е*-тройник (рис. 7-18, а) и в плоскости магнитных линий — *Н*-тройник (рис. 7-18, б).

При поступлении энергии через *Е*-плечо она подается в одинаково нагруженные боковые ветви *А* и *Б* так, что образуются волны, поля которых на равных расстояниях l от оси симметрии находятся в противофазе, а мощности, выделяемые в симметрично расположенных и равных нагрузках, равны между собой. Ветви *А* и *Б* относительно

плеча *Е* соединены последовательно, поэтому нагрузка этого плеча равна удвоенному значению эквивалентного сопротивления волноводных ветвей *А* и *Б*.

Если мощность поступает в *Н*-плечо, то на равных расстояниях от оси симметрии поля находятся в фазе. Боковые ветви *А* и *Б* в этом случае включены параллельно относительно *Н*-плеча, и, следовательно, для согласования они должны иметь эквивалентные сопротивления, равные удвоенному значению эквивалентного сопротивления *Н*-плеча. Указанные свойства Т-образных разветвлений используются в балансном смесителе сантиметрового диапазона волн

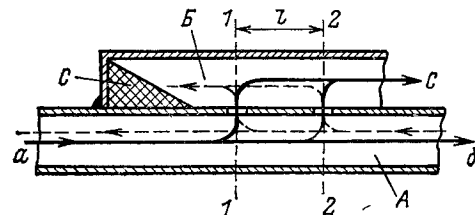


Рис. 7-19. Ответвитель мощности в волноводе.

(рис. 7-18, в), являющемся сочетанием *Н*- и *Т*-образных разветвлений. Полупроводниковые диоды, помещенные в кристаллодержатели, являются нагрузкой и находятся на равных расстояниях от плоскости симметрии балансного смесителя. Напряжение сигнала подается в *Н*-плечо и находится на диодах в фазе, а напряжение гетеродина, поступающее в *Е*-плечо, — в противофазе. При одинаковых характеристиках диодов и их держателей напряжения сигнала и гетеродина равны на обоих диодах. Напряжение сигнала, синфазное на диодах при полной симметрии схемы, не проходит в *Е*-плечо, а напряжение гетеродина из-за противофазности на диодах — в *Н*-плечо.

Деление мощности в неравных отношениях может быть получено в направленных ответвителях, представляющих собой два волноводных отрезка с общей стенкой, в которой имеются отверстия для связи. На рис. 7-19 приведена схема направленного ответвителя с двумя отверстиями, расположенными на расстоянии $l = \lambda_B/4$. Мощность волны, распространяющейся в основном в волноводе *А* в направлении *а* — *б*, частично ответвляется в волновод ответвителя *Б*. Обе ответвленные волны в сечении 2—2 находятся в фазе, поэтому они суммируются,

образуя выходную волну C . В сечении $1-1$ указанные волны находятся в противофазе из-за разности хода, равной $\lambda_{в}/2$, взаимно компенсируются, и, следовательно, в волноводе B в идеальном случае нет мощности, распространяющейся справа налево. Если в основном волноводе имеется отраженная волна, распространяющаяся в направлении $b-a$ (штриховая линия), то обе ее составляющие, проходящие через отверстия, в сечении $2-2$ оказываются в противофазе и не попадают на выход ответвителя, а поглощаются согласованной нагрузкой C .

Волноводные и волноводно-коаксиальные переходы в плоскости перехода от волновода с одними размерами

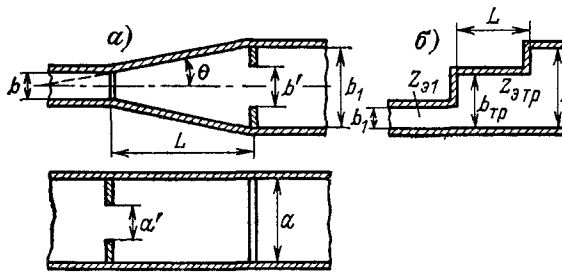


Рис. 7-20. Волноводные переходы.

новоду с другими размерами из-за неравенства их волновых сопротивлений возникают отражения и появляются высшие типы волн. Конструкция перехода должна обеспечить условия распространения только желаемого типа волны и свести к минимуму возникающие отражения. Изменение размера узкой стороны прямоугольного волновода с волной типа H_{10} эквивалентно внесению емкостной, а изменение размера широкой стороны — индуктивной проводимости в плоскости раздела волноводов с разными размерами.

Уменьшения отражений можно добиться за счет плавного перехода от одного размера к другому, однако в этом случае длина перехода должна быть по возможности большей. Это приводит к значительному увеличению габаритов.

При плавном изменении размера b длину перехода L (рис. 7-20, a) можно уменьшить применением согласующих диафрагм — индуктивной в узком и емкостной в широком конце перехода.

Другим способом согласования волноводов с разными размерами является использование трансформирующих

свойств четвертьволнового разомкнутого отрезка волновода. Отражения будут минимальными, если $L = \lambda_{в.тр}/4$ и $Z_{э.тр} = Z_{э1}Z_{э2}$, где $\lambda_{в.тр}$ — длина волны в трансформирующем отрезке сопротивления $Z_{э.тр}$. Если волноводы отличаются только размером узкой стороны (рис. 7-20, b), то условие согласования может быть записано в виде $L = \lambda_{в}/4$ и $b_{тр} = \sqrt{b_1 b_2}$.

Переходы от коаксиальной линии к волноводу используются для возбуждения заданного типа волны или для отбора мощности из волновода. Для возбуждения в волноводе определенного типа колебаний необходимо создать в нем электрическое или магнитное поле, тождественное

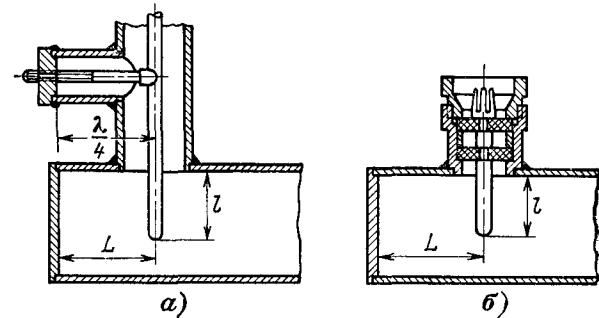


Рис. 7-21. Волноводно-коаксиальные переходы.

соответствующему полю желательного типа волны. Такое возбуждение можно осуществить посредством штыря, устанавливаемого параллельно линиям возбуждаемого электрического поля, или петли, плоскость которой должна быть нормальна к силовым линиям возбуждаемого магнитного поля.

В большинстве практических случаев задача заключается в переходе от T -волны в коаксиальной линии к волне типа H_{10} в волноводе. Переходное устройство должно согласовать сопротивление излучения возбуждающего элемента (штыря петли) с волновым сопротивлением коаксиальной линии.

Для согласования реактивной и активной составляющих переходного устройства необходимо иметь по крайней мере два согласующих элемента. В зондовом переходе (рис. 7-21, a) центральный проводник коаксиальной линии крепится и центрируется при помощи четвертьволнового металличе-

ского изолятора. Согласование перехода осуществляется изменением глубины погружения зонда l в волновод, при этом происходит изменение активной и реактивной составляющих полного сопротивления излучения, и изменением расстояния L от короткозамыкающей стенки (поршня) до зонда, что практически вызывает изменение только реактивной составляющей. Условия наилучшего согласования могут быть рассчитаны методом круговых диаграмм или определены экспериментально. Обычно размеры l и L получаются несколько меньшими четверти длины волны в свободном пространстве.

На рис. 7-21, б приведена другая конструкция зондового перехода, в которой крепление зонда осуществляется при помощи диэлектрика. Такая конструкция более проста, обладает большей широкополосностью, однако может пропустить меньшую мощность.

Вращающиеся соединения. Вращающиеся соединения обеспечивают вращение одной волноводной системы относительно другой.

Рис. 7-22. Вращающиеся соединения волноводов.

Основными требованиями к вращающимся соединениям являются требования минимальных отражений от элементов соединений при заданных углах поворота, отсутствие возможности возникновения паразитных типов колебаний и их резонансов в объеме вращающегося соединения, отсутствие утечки мощности в месте соединения подвижного и неподвижного волноводов, механическая прочность и долговечность соединения. В подавляющем большинстве случаев для передачи энергии используются прямоугольные волноводы, а стыкующиеся части волноводов вращающегося соединения по механическим и электрическим данным должны быть круглыми, поэтому в соединении необходимо осуществить трансформацию волн прямоугольного волновода в волны круглого волновода.

Одна из конструкций вращающегося соединения показана на рис. 7-22. Здесь на одном конце использован зондовый переход 1 , а на другом — переход с поперечным стержнем 2 . Электрическая герметичность обеспечивается

дроссельным соединением 3 . При достаточной длине коаксиальной линии 4 (больше длины волны) и выборе ее размеров, обеспечивающих условия распространения только для Т-волны, высшие типы волн, возникающие в переходе, быстро затухают и не попадают в прямоугольный волновод.

7-6. ПОЛЫЕ РЕЗОНАТОРЫ

Общие свойства и параметры полых резонаторов. На частотах выше 3000—4000 МГц в качестве контуров применяются полые резонаторы. На более низких частотах полые резонаторы применяются в измерительной аппаратуре и в генераторах средней и большой мощности.

Полые резонаторы образуются замкнутой металлической оболочкой, на внутренней поверхности которой распределены стоячие волны тока. Электромагнитное поле сосредоточено во внутренней полости, поэтому обеспечиваются высокое самоэкранирование и отсутствие потерь на излучение.

Конструктивное выполнение полых резонаторов отличается значительной простотой, высокой механической жесткостью и осуществляется почти без применения диэлектрика. Поэтому полые резонаторы характеризуются высокой эталонностью и стабильностью своих параметров, чрезвычайно высокой добротностью, достигающей тысяч и даже десятков тысяч единиц.

К недостаткам, свойственным полым резонаторам, следует отнести их многочастотность, т. е. проявление резонансных свойств относительно бесконечного ряда частот. Кроме того, возможна многозначность колебаний, т. е. одновременного существования колебаний различных типов. Вероятность одновременного существования нескольких типов колебаний в одном и том же резонаторе увеличивается при возбуждении сложных полей.

Недостатком резонаторов также является сравнительно низкая диапазонность. Поэтому они наиболее часто применяются в качестве контуров с фиксированной настройкой или малым коэффициентом перекрытия диапазона.

Полые резонаторы могут иметь самую разнообразную форму, но в маломощной РЭА наибольшее применение находят резонаторы прямоугольной и цилиндрической формы. В электровакуумных приборах широко применяются резонаторы тороидальной или коаксиальной формы, а также

резонаторы в форме радиальных линий, являющиеся составной частью конструкции таких приборов. Резонаторы иных форм имеют ограниченное применение. Перечисленные формы резонаторов показаны на рис. 7-23.

В полых резонаторах возможны колебания T -волн, H_{lmn} -волн и E_{lmn} -волн. Индексы l, m, n являются целыми числами, показывающими количество полуволн, укладываемых по соответствующим координатам x, y, z в прямоугольных резонаторах и координатам φ, r, z в цилиндрических резонаторах.

Радиотехнические свойства полых резонаторов характеризуются резонансными частотами, добротностью и резонансным сопротивлением.

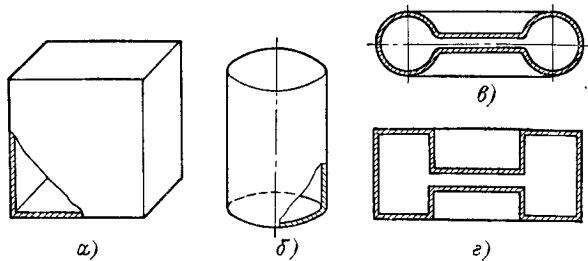


Рис. 7-23. Типы полых резонаторов.

а — прямоугольный; б — цилиндрический; в и г — тороидальные.

Наинишая резонансная частота при колебаниях данного вида называется частотой основного колебания. При этой частоте получается самое простое строение электромагнитного поля. Поля сложного строения имеют более высокие резонансные частоты. Соответствующие виды колебаний называются колебаниями высших порядков. Применяемые резонаторы наиболее часто используются при возбуждении их на частоте основных колебаний, таких как H_{011}, E_{110} в прямоугольных резонаторах, $H_{111}, E_{011}, H_{011}, E_{111}$ — в цилиндрических и T — в коаксиальных. Это объясняется тем, что при этих колебаниях получаются минимальные габариты резонатора, а резонансная частота колебаний далека от резонансных частот других, нежелательных типов колебаний. Более сложные типы колебаний применяются для получения очень высокой добротности резонатора.

Возникновение в резонаторе других, кроме выбранного типа, колебаний приводит к появлению ложных резонансов и увеличению потерь, в результате чего уменьшается добротность.

Уменьшение возможности возникновения нежелательных типов колебаний может быть достигнуто различными путями:

соответствующим выбором размеров резонатора; правильной конструкцией и размещением элемента связи так, чтобы векторы электрического и магнитного полей, возбуждаемые этим элементом, были строго параллельны соответствующим векторам поля, которое должно возникать в резонаторе, и в то же время они должны быть перпендикулярны векторам поля нежелательного типа колебаний;

нарушением условий непрерывности линий тока нежелательного типа колебаний, что может быть осуществлено выполнением узкой прорези в стенке резонатора, перпендикулярной направлению токов нежелательного типа колебаний и совпадающей с линиями токов возбуждаемых колебаний;

помещением внутри резонатора малых по размеру поглощающих элементов, например резистивных пластин вдоль направления токов нежелательных типов колебаний.

Добротность резонатора определяется умноженным на 2π отношением полного запаса колебательной энергии к потерям энергии за период. Полный запас энергии резонатора пропорционален объему его полости, а потери энергии пропорциональны его поверхности. Поэтому закругления острых углов резонатора, увеличивающие отношение объема к поверхности, повышают его добротность.

Добротность тем больше, чем меньше удельное электропроводность материала стенок и чем меньше напряженность магнитного поля у стенок резонатора, т. е. чем меньше сила тока, возникающего в стенке. Поэтому при колебаниях различных видов и типов добротность резонатора имеет различные значения.

На добротность резонатора значительное влияние оказывает качество внутренней поверхности оболочки и соединений между ее отдельными частями, а также наличие отверстий. Для уменьшения потерь внутреннюю поверхность оболочки тщательно полируют и покрывают слоем серебра, а швы и соединения выполняют так, чтобы они располагались параллельно линиям тока.

Входное сопротивление резонатора представляет собой сопротивление между входными зажимами элемента связи. Оно по существу является резонансным сопротивлением обычного контура, измеренного на его входных зажимах, и определяется величиной потерь и связью входного элемента с электромагнитным полем резонатора. Полное резонансное сопротивление резонатора, отнесенное к пучности напряжения, является резонансным сопротивлением обычного параллельного контура, измеренным непосредственно на его зажимах. Величина полного резонансного сопротивления резонаторов достигает нескольких мегаом.

Расчет полых резонаторов может быть произведен по приводимым ниже формулам, где все линейные размеры (и длина волны) выражены в сантиметрах.

Прямоугольный резонатор можно рассматривать как секцию волновода прямоугольного сечения, замкнутую с обеих сторон отражающими стенками. Если длина такой секции оказывается кратной полуволне, то в ней могут возникнуть стоячие волны, т. е. резонансные явления.

В прямоугольном резонаторе колебания магнитного типа могут существовать только при значениях $n \neq 0$ и при l и m , одновременно не равных нулю. Простейшими типами колебаний являются H_{101} и H_{011} . Электрические колебания типа E_{lmn} могут существовать при значениях $l \neq 0$, $m \neq 0$ и $n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Простейшим типом колебания является E_{110} .

Так как расположение прямоугольного резонатора относительно координатных осей носит чисто условный характер, то такой же характер носят и виды возникающих в нем колебаний. Поэтому резонансные частоты прямоугольного резонатора зависят лишь от порядка колебаний и размеров резонатора и не зависят от вида колебаний.

Резонансные длины волн прямоугольного резонатора могут быть определены по формуле

$$\lambda_{lmn} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{l}{a}\right)^2 + \left(\frac{m}{b}\right)^2 + \left(\frac{n}{c}\right)^2}}, \quad (7-44)$$

где a, b, c — размеры сторон резонатора, l, m, n — целые числа, указывающие на количество полуволн, укладываемых соответственно вдоль размеров a, b, c . Наибольшая длина волны, соответствующая частоте основного колеба-

ния, будет при $l = 1, m = 1$ и $n = 0$. При этом получим:

$$\lambda_0 = \frac{2}{\sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}}.$$

Для резонатора, имеющего форму куба $a = b$, т. е.

$$\lambda_0 = a\sqrt{2}.$$

Ценным свойством прямоугольного резонатора является возможность его настройки. Для этого одна из его стенок делается подвижной, в виде плунжера волновода. К конструкции этого плунжера предъявляются такие же требования, как к плунжерам волноводов и короткозамыкающим мостикам коаксиальных линий.

Цилиндрический резонатор можно рассматривать как секцию волновода круглого сечения, замкнутую с обеих сторон отражающими стенками.

В цилиндрических резонаторах возможны колебания электрического типа (E_{lmn}) и магнитного типа (H_{lmn}). Колебания типа H_{lmn} возможны только при $m \neq 0, n \neq 0$ и $l = 0, 1, 2, 3, \dots$. Простейшим типом колебания является H_{111} , имеющее наибольшую длину волны. Колебания типа E_{lmn} могут существовать при условии $m \neq 0, l = 0, 1, 2, 3, \dots; n = 0, 1, 2, 3, \dots$. Простейшим типом колебания является E_{011} с наибольшей резонансной длиной волны.

Резонансные длины волн цилиндрического резонатора определяются видом колебаний и размерами резонатора. Для колебаний электрического вида длина волны определяется по формуле

$$\lambda_{lmn} = \frac{\pi D}{\sqrt{\beta_{lm}^2 + \left(\frac{\pi n D}{2h}\right)^2}}, \quad (7-45)$$

где D — диаметр цилиндра; h — его высота; β_{lm} — m -й по порядку возрастания корень функции Бесселя первого рода порядка l . Значения этих корней приведены в табл. 7-1.

Наибольшая длина волны, соответствующая частоте основного колебания, имеет место при $l = 0, m = 1$ и $n = 0$. При этом

$$\lambda_0 = 1,3D. \quad (7-46)$$

Длина этой волны и вообще длины волн всех колебаний вида E_{lmn} не зависят от высоты цилиндра, а определяются исключительно его диаметром.

При магнитных колебаниях вида H_{lmn} длина волны равна:

$$\lambda_{lmn} = \frac{\pi D}{\sqrt{(\beta'_{lm})^2 + \left(\frac{\pi n D}{2h}\right)^2}}, \quad (7-47)$$

где β'_{lm} — m -й по порядку возрастания корень производной функции Бесселя первого рода порядка l . Значения этих корней приведены в табл. 7-2.

Наибольшая длина волны получается при $l = 1, m = 1$ и $n = 1$. Необходимо подчеркнуть, что длина волны при магнитных колебаниях всегда зависит от высоты резонатора h . Наиболее длинная волна имеет место при $h \rightarrow \infty$, при этом $\lambda_0 \approx 1,7D$. При $n = 0$ магнитные колебания не возбуждаются.

Можно показать, что в длинных резонаторах ($h > 0,58D$) наиболее длинная волна получается при магнитных колебаниях; в коротких резонаторах, т. е. при $h < 0,58D$, наиболее длинная волна получается при электрических колебаниях.

Настройка цилиндрических резонаторов в достаточно широком диапазоне может быть осуществлена лишь при магнитных колебаниях, частоты которых зависят от высоты резонатора.

При электрических колебаниях для получения настройки необходимо изменять диаметр резонатора, что встречает конструктивные затруднения и на практике не применяется.

Тороидальный резонатор состоит из полого металлического тора круглого или прямоугольного сечения, разрезанного по окружности с внутренней стороны. Края разреза соединяются двумя параллельными дисками, образующими вместе с тором замкнутую проводящую поверхность (рис. 7-24).

Для определения параметров тороидального резонатора его приближенно рассматривают как контур с сосредоточенными постоянными, емкость которого определяется емкостью между дисками, а индуктивность — индуктивностью тора. Определив эти значения емкости и индуктивности, можно найти длину волны. Для резонатора с тором прямоугольного сечения длина волны может быть вычислена по формуле

$$\lambda_0 = \pi r \sqrt{4,6 \frac{h}{d} \left(1 + \frac{2,94d}{r} \lg \frac{h}{d}\right) \lg \frac{R}{r}}. \quad (7-48)$$

Длина волны тороидальных резонаторов с тором круглого сечения (при $2R/r \ll 1$) равна:

$$\lambda_0 = \pi R \sqrt{\frac{2\pi r}{d \left(1 + \frac{R}{r}\right)} (1+a)}, \quad (7-49)$$

где $a = 1,46 \frac{d}{r} \lg \frac{2R}{d}$.

При расчете и конструировании полых резонаторов широко пользуются законами подобия, согласно которым все линейные размеры подобных, т. е. имеющих одинаковую форму и тип колебаний, резонаторов относятся, как их длины волн, а их добротности и резонансные сопротивления — как корень квадратный из отношения длин волн.

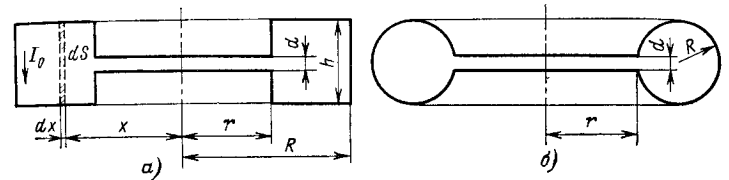


Рис. 7-24. Тороидальные резонаторы.

а — тор прямоугольного сечения; б — тор круглого сечения.

Это дает возможность простого пересчета на другой диапазон параметров построенного и испытанного резонатора.

Элементы конструкции полых резонаторов. Основными вопросами конструирования полых резонаторов являются выбор типа резонатора, способа его настройки и подстройки, а также выбор конструкции его основных элементов; настроечных мостиков, элементов подстройки и элементов связи. Эти элементы имеют много общего с соответствующими элементами коаксиальных линий и волноводов.

Настройка резонаторов в пределах широкого диапазона осуществляется при помощи подвижных стенок или мостиков.

Наименьшая частота определяется допустимыми размерами резонатора, а наибольшая — возможностью возникновения резонансов высших видов, которые могут нарушить нормальную работу резонатора.

В прямоугольных резонаторах получают коэффициент перекрытия диапазона около 1,10—1,15, а в цилиндрических резонаторах при колебаниях магнитного вида — до 2—3.

Настроечные мостики можно разделить на контактные и неконтактные. Возможность использования мостика того или иного типа определяется расположением линий тока на поверхности резонатора.

Так, например, в цилиндрических резонаторах при колебаниях магнитного вида линии тока направлены по периметру и не пересекают переходные контакты; в таких резонаторах обычно применяются неконтактные мостики простейшей конструкции.

В прямоугольных резонаторах наиболее часто применяются мостики контактного типа. Основным вопросом, определяющим качество такого мостика, является величина переходного сопротивления скользящего контакта. Значительное распространение получили мостики с вынесенными контактами и мостики дроссельного типа. Конструкция таких мостиков имеет много общего с конструкцией короткозамыкающих мостиков коаксиальных линий.

Для подстройки резонаторов в пределах узкого диапазона (1—2%) применяются методы, аналогичные методам подстройки коаксиальных линий и волноводов.

Наиболее простой и распространенной является подстройка при помощи элемента, изменяющего электрическое поле резонатора. Для этого в полость резонатора в месте расположения пучности напряжения вводят металлический стержень. При увеличении погружения этого стержня частота резонатора понижается. Регулировочный стержень выполняют в виде винта, укрепленного на оболочке резонатора.

Для воздействия на магнитное поле в полость резонатора вводят замкнутый виток или диск. При расположении витка или диска перпендикулярно линиям магнитного поля в нем возникают значительные вихревые токи, вторичное поле которых ослабляет магнитное поле резонатора и повышает его частоту.

Виды связи с полыми резонаторами можно разделить на магнитные, емкостные и дифракционные.

Магнитные связи осуществляются при помощи витка, располагаемого в участках полости с интенсивным магнитным полем (рис. 7-25, а). Величина связи зависит от площади витка и величины пересекающего его магнитного потока.

Емкостная связь (рис. 7-25, б) осуществляется при помощи штыря, располагаемого в участках полости с интенсивным электрическим полем. Направление штыря должно совпадать с направлением электрического поля. Величина связи зависит от длины штыря и напряженности электрического поля в месте его расположения. Конструкции элементов связи были приведены выше.

Дифракционная связь осуществляется при помощи отверстий в стенках резонаторов, через которые может про-

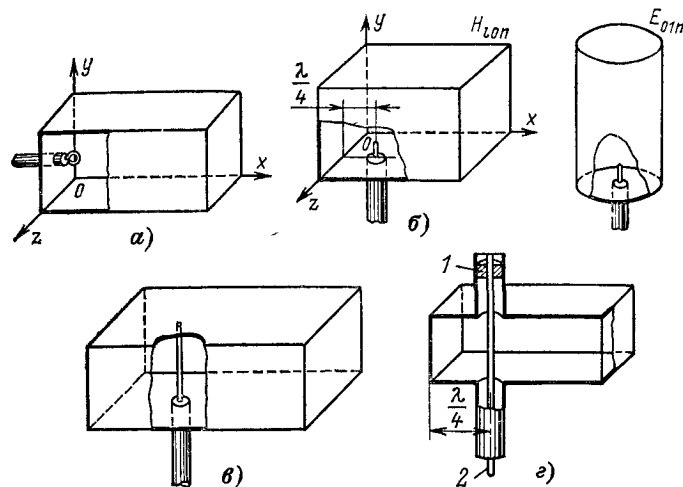


Рис. 7-25. Элементы связи в полых резонаторах.

1 — согласующая линия; 2 — фидер.

ходить энергия электрического или магнитного поля. Для получения дифракционной связи магнитного характера отверстие располагают так, что через него проходит магнитное поле; для получения дифракционной связи электрического характера через отверстие должно проходить электрическое поле. Дифракционные связи применяются для связи резонаторов друг с другом и с волноводом.

Наличие элемента связи приводит к изменению резонансной частоты резонатора, и это изменение тем больше, чем больше величина связи. Наличие диафрагмы в пучности электрического поля приводит к повышению частоты, а в пучности магнитного поля — к понижению частоты.

Введение штыря или петли приводит к понижению резонансной частоты.

Для связи с коаксиальной линией применяется устройство, при котором центральный проводник соединительного фидера продолжается до противоположной стенки (рис. 7-25, в). Такую связь можно рассматривать как комбинарованную — емкостную и индуктивную, виток связи

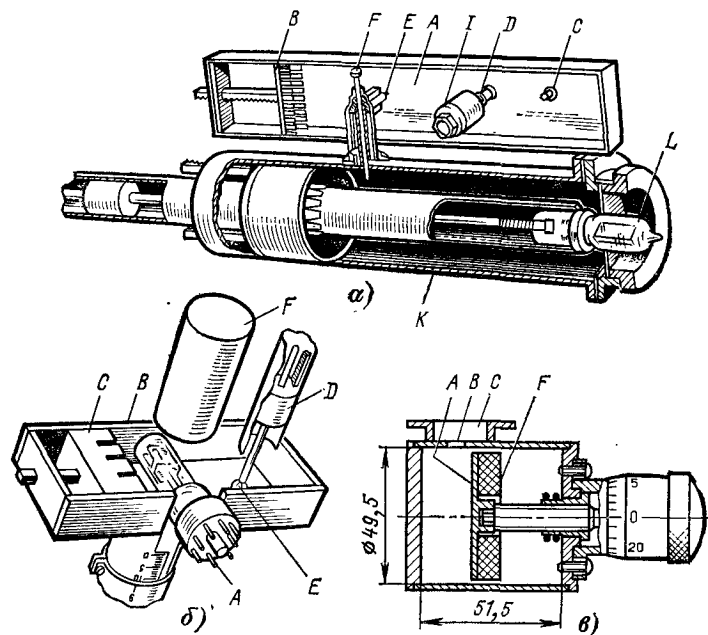


Рис. 7-26. Конструкции с полыми резонаторами.

которой образуется центральным проводником фидера и стенками резонатора.

Для компенсации индуктивного сопротивления проводника и для получения в фидере чистой бегущей волны устанавливается согласующее устройство, которое представляет собой настраиваемый отрезок коаксиальной линии длиной в четверть волны (рис. 7-25, з).

Конструкции с полыми резонаторами. Примеры конструктивного выполнения элементов маломощной РЭА с полыми резонаторами приведены на рис. 7-26.

Конструкция смесителя, используемая на частотах около 4500 МГц, изображена на рис. 7-26, а. Контурам смесителя

является прямоугольный резонатор A , возбуждаемый колебаниями вида H_{10n} , настройка которого производится мостиком B . Для связи с антенной в полость резонатора вводится центральный проводник соединительного фидера C ; на конце этого проводника имеется (не показанное на чертеже) согласующее устройство в виде концентрической линии (рис. 7-25, з).

Связь смесителя с гетеродином емкостная; она осуществляется при помощи штырей E и F ; величина связи может регулироваться выдвиганием штыря F . Полупроводниковый детектор D одним контактом укреплен непосредственно на корпусе смесителя, а вторым — через высокочастотный фильтр I соединяется с фидером усилителя промежуточной частоты.

Гетеродин K выполнен на коаксиальных линиях на лампе с дисковыми выводами.

На рис. 7-26, б показано использование прямоугольного резонатора в качестве контура маломощного генератора на магнетроне. Магнетрон A непосредственно располагается внутри резонатора B . Настройка резонатора производится мостиком C ; связь с нагрузкой емкостная, осуществляемая при помощи штыря E . Для согласования соединительного фидера с волноводным предусмотрена настраиваемая четвертьволновая линия D . Магнитное поле для магнетрона создается магнитом F .

На рис. 7-26, в изображена конструкция волномера на частоты до 10 000 МГц, в котором использован цилиндрический резонатор, возбуждаемый колебаниями H_{011} . Настройка волномера производится при помощи передвижного мостика A , изменяющего высоту резонатора; связь с волноводом C осуществляется через отверстие B . В волномере использован простейший мостик неконтактного типа.

Для устранения резонансных явлений, возникающих в полости за мостиком, на обратной стороне последнего укрепляется магнетодиэлектрик или порошкообразное железо F .

Корпус волномера изготовлен из инвара, покрыт слоем меди толщиной около 0,008 мм и слоем серебра толщиной 0,005 мм. При изготовлении особое внимание уделено чистоте поверхности. Добротность около 24 000. Подробное рассмотрение конструкций на волноводах приведено в [7-5, 7-6, 7-8].

7-7. МИНИАТЮРНЫЕ ВЫСОКОДОБРОТНЫЕ РЕЗОНАТОРЫ СВЧ

Использование отрезков полосковых линий в качестве резонаторов СВЧ позволяет получить недорогие и миниатюрные избирательные устройства, однако добротность таких резонаторов обычно не превышает 150—200. Добротность полых резонаторов достигает нескольких тысяч или даже десятков тысяч, однако они имеют большие габариты и массу, поэтому не могут быть использованы в интегральных схемах.

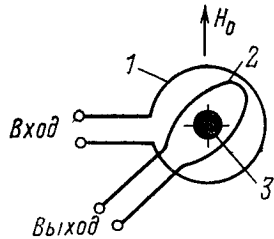


Рис. 7-27. Схема ЖИГ-резонатора с петлями связи.

1 — входная петля связи;
2 — выходная петля связи;
3 — шарик ЖИГ.

В настоящее время разработаны миниатюрные высокодобротные резонансные устройства на ферромагнитных монокристаллических материалах, позволяющие получить добротность, равную примерно 1000—10 000 в интегральном исполнении. Наилучшим материалом для создания таких резонаторов является железиттриевый гранат (ЖИГ), поэтому их обычно называют ЖИГ-резонаторами.

ЖИГ-резонатор представляет собой тщательно отполированный шарик из монокристалла ЖИГ диаметром от нескольких единиц до десятых долей миллиметра, помещенный в магнитное поле. Вариант ЖИГ-резонатора с петлями связи показан на рис. 7-27.

Материал ЖИГ содержит непарные электроны, которые имеют магнитные моменты, обусловленные их спинами. Под действием высокочастотного поля определенной частоты и поляризации, а также постоянного магнитного поля H_0 спиновые магнитные моменты прецессируют вокруг вектора магнитного поля, что и определяет резонансные свойства ЖИГ. Собственная частота ЖИГ-резонатора линейно зависит от напряженности магнитного поля и определяется выражением

$$f_0 \approx 2,24H_0, \quad (7-50)$$

где f_0 — частота, МГц; H_0 — напряженность поля, А/см.

При отсутствии постоянного магнитного поля связь между входной и выходной петлями связи очень мала, так как петли расположены взаимно перпендикулярно. При

наличии магнитного поля ЖИГ-резонатор для входного напряжения с частотой f_0 , определяемой выражением (7-50), представляет собой параллельный колебательный контур, поэтому входной сигнал передается в выходную петлю связи с небольшими вносимыми потерями.

Величина добротности Q_n ненагруженного ЖИГ-резонатора определяется формулой

$$Q_n \approx \frac{f_0}{2,24\Delta H}, \quad (7-51)$$

где f_0 — резонансная частота, МГц; H — ширина кривой поглощения, которая представляет собой ширину резонансной кривой при условии, что частота сигнала поддерживается постоянной, а изменяется магнитное поле H_0 , А/см.

Добротность зависит от материала резонатора, его формы, размеров и чистоты обработки поверхности. Для повышения добротности необходима однородность подмагничивающего поля H_0 , что достигается при сферической или эллипсоидальной форме резонатора, так как такие формы меньше других нарушают однородность поля. Большое влияние на добротность оказывают размеры резонатора и наличие металлических поверхностей вблизи резонатора.

В ЖИГ-резонаторах, как и в полых резонаторах, могут возникать высшие типы волн, которые уменьшают добротность. Энергия высших типов волн падает при уменьшении размеров резонатора, поэтому, чем меньше диаметр шарика ЖИГ, тем больше его добротность. Однако уменьшение диаметра ЖИГ уменьшает и связь резонатора с внешними цепями, что приводит к возрастанию затухания на резонансной частоте. Добротность ненагруженного ЖИГ-резонатора растет при увеличении частоты до 5—10 ГГц, а затем почти не изменяется вплоть до частот около нескольких десятков гигагерц (приемлемые значения добротности получены на частоте 60 ГГц).

Добротность нагруженного резонатора Q_n определяется по формуле

$$\frac{1}{Q_n} = \frac{1}{Q_n} + \frac{1}{Q_{вн}},$$

где $Q_{вн}$ — внешняя добротность ЖИГ-резонатора, которая зависит от нагрузки.

При петлевой связи внешняя добротность определяется выражением

$$Q_{вн} \approx \frac{0,02r^2R_n}{D^3} \left[1 + \left(\frac{\omega L_s}{R_n} \right)^2 \right], \quad (7-52)$$

где r — радиус петли связи, см; R_n — сопротивление нагрузки, подключенное к петле связи, Ом; D — диаметр шарика резонатора, см; L_s — собственная индуктивность петли связи, Г.

Если ЖИГ-резонатор помещен в симметричной полосковой линии с воздушным заполнением (рис. 7-28, а), то внешняя добротность может быть рассчитана по формуле

$$Q_{\text{вн}} \approx \frac{770 (h/2)^2}{D^3 \rho}, \quad (7-53)$$

где $h/2$ — расстояние от центрального проводника до заземленного основания полосковой линии, см; ρ — волновое сопротивление линии, Ом.

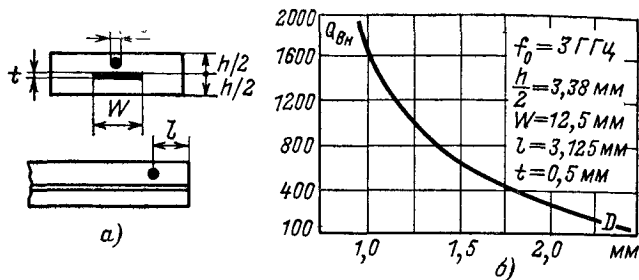


Рис. 7-28. ЖИГ-резонатор в симметричной полосковой линии.

а — поперечное сечение и вид сбоку полосковой линии с ЖИГ; б — зависимость внешней добротности от диаметра шарика ЖИГ.

Ферромагнитные монокристаллические материалы имеют решетчатую структуру, поэтому основные параметры ЖИГ-резонатора зависят от ориентации шарика монокристалла. Решетчатая структура служит причиной того, что вдоль одних осей кристалла материал намагничивается легче, чем вдоль других осей. Поэтому резонансная частота может несколько отличаться от той, которую определяет выражение (7-50). Практически наиболее просто определяется ось легкого намагничивания, после чего резонатор закрепляется на тонком диэлектрическом держателе в определенном положении и на этом же держателе помещается в полосковую линию, волновод или петлю связи. В результате этого в процессе настройки резонатор можно вращать вокруг одной из осей для получения необходимых параметров.

Помимо малых размеров, важным достоинством ЖИГ-резонаторов является возможность электронной перестройки в широких пределах и с высокой скоростью. Это достигается изменением подмагничивающего поля H_0 [см. выражение (7-50)], причем настроечная характеристика, выражающая зависимость резонансной частоты от величины магнитного поля, является линейной.

Линейность настроечной характеристики особенно удобна при создании перестраиваемых в широком диапазоне частот усилителей, преселекторов и генераторов СВЧ. Для такой перестройки необходимы источники стабильного магнитного поля с точной регулировкой его напряженности. Для создания регулируемого подмагничивающего поля наиболее эффективна комбинация постоянного магнита и электромагнита, так как это позволяет снизить требования к стабильности напряжения, питающего электромагнит.

ЖИГ-резонатор может быть использован в качестве ограничителя мощности. Если мощность, подаваемая на ферромагнитный резонатор, достигнет определенного уровня, вследствие нелинейных эффектов резко увеличатся вносимые потери резонатора и увеличится затухание на резонансной частоте. В зависимости от материала резонатора, частоты и конструкции уровень ограничения может быть от долей милливатта до нескольких ватт.

Недостатком ЖИГ-резонаторов является сравнительно высокая минимальная частота настройки. Это связано с тем, что для понижения резонансной частоты необходимо уменьшать напряженность поля H_0 . При уменьшении H_0 до величины, соизмеримой с размагничивающим полем ЖИГ, добротность резонатора резко падает. Для резонатора из железонитридевого граната сферической формы минимальная частота равна $f_{\text{омин}} \approx 1630$ МГц. Теоретически уменьшить минимальную частоту возможно заменой сферической формы эллипсоидальной, приближающейся к плоскому диску, однако резонатор такой формы сложен в изготовлении. Более перспективным методом уменьшения $f_{\text{омин}}$ является применение сферических резонаторов из монокристаллических материалов, имеющих меньшую величину размагничивающего поля, чем у ЖИГ. Например, у ЖИГ с частичным замещением иттрия галлием (Ga ЖИГ) сферической формы минимальная частота равна $f_{\text{омин}} \approx 700$ МГц [7-8].

ДРОССЕЛИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ СО СТАЛЬНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ

8-1. ОБЩИЕ СВОЙСТВА ДРОССЕЛЕЙ И ТРАНСФОРМАТОРОВ

В цепях низких частот РЭА большое применение находят катушки с индуктивностью около единиц, десятков и даже сотен генри, в обмотках которых создаются достаточно большие переменные напряжения и проходят значительные токи.

Изготовленные обычным образом эти катушки имели бы очень большое число витков, высокое сопротивление постоянному току и значительные размеры, что сделало бы нецелесообразным их практическое применение. Поэтому такие катушки снабжают замкнутой магнитной цепью (сердечником) из специальных магнитных материалов — электротехнических сталей, пермаллоев и др. Характерной особенностью этих катушек является зависимость их индуктивности от величины переменного напряжения на обмотках, его частоты и тока постоянного подмагничивания.

В зависимости от назначения катушки с сердечником можно разделить на две группы — дроссели и трансформаторы.

Дроссели используют в фильтрах питания (сглаживающие дроссели), в различных низкочастотных фильтрах и избирательных цепях (дроссели переменного тока или индуктивные катушки низких частот), а также в различных стабилизаторах и регуляторах (дроссели насыщения или управляемые дроссели).

Трансформаторы имеют более широкое применение. Трансформаторы согласования используют для согласования различных цепей, например входа усилителя и источника напряжения (входные), выхода усилителя с нагрузкой (выходные), в качестве элемента междукаскадной связи (промежуточные); трансформаторы питания применяются в выпрямительных устройствах для получения различных напряжений. Если трансформатор предназначен для передачи импульсных напряжений, то его называют импульсными.

Ряд трансформаторов и дросселей подвергся стандартизации и нормализации; они являются типовыми элемен-

тами схемы. Однако из-за разнообразия требований, предъявляемых к трансформаторам и дросселям, их приходится часто проектировать применительно к конкретным условиям работы. Дроссели и трансформаторы, используемые в РЭА, имеют много общего, что дает возможность применения одних и тех же методов для их расчета и конструирования. Ниже будут рассмотрены лишь маломощные дроссели и трансформаторы, т. е. такие, напряжения на обмотках которых не превышают нескольких сотен вольт, а передаваемая мощность — нескольких сотен вольт-ампер.

Известно, что трансформаторы могут быть охарактеризованы следующими основными параметрами: индуктивностью первичной обмотки L_1 , индуктивностью рассеяния L_s , собственной емкостью обмоток C_0 , активным сопротивлением обмоток r и коэффициентом трансформации $n = N_2/N_1$, а также электрической прочностью, надежностью, уровнем нелинейных искажений, сопротивлением изоляции, размерами, массой, стоимостью и др. Дроссели также могут быть охарактеризованы индуктивностью, собственной емкостью, активным сопротивлением и дополнительными параметрами.

Большинство этих параметров определяется однозначно при электрическом расчете схемы, например величина индуктивности, коэффициент трансформации; для ряда параметров указываются лишь допустимые предельные значения, например для индуктивности рассеяния, собственной емкости и в ряде случаев для сопротивления обмоток. Задачей проектирования является создание трансформатора с заданными параметрами при наименьшей сложности и стоимости изготовления. При этом должны быть учтены дополнительные требования, налагаемые конкретными условиями, например нечувствительность к наводкам, симметричность входа или выхода, уровень нелинейных искажений и т. п.

Параметры трансформатора определяются магнитной цепью и обмоткой. Рассмотрим эти элементы конструкции и методы их расчета.

8-2. МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ (СЕРДЕЧНИК)

Типы сердечников. В зависимости от способа изготовления сердечники могут быть разделены на шихтованные (штампованные), ленточные (витые) — изготавливаемые из листовых материалов и прессованные из ферритов.

Шихтованные сердечники набираются из плоских штампованных пластин соответствующей формы. Ленточные сердечники изготавливаются из тонкой ленты, намотанной в виде спирали, витки которой прочно соединены между собой.

Достоинством шихтованных сердечников является то, что они могут быть изготовлены практически из любых, даже очень хрупких материалов. Достоинствами ленточных сердечников являются полное использование свойств текстурованных магнитных материалов, простота изготовления, допускающая автоматизацию производства и отсутствие отходов. Эти особенности уменьшают массу, размеры и стоимость трансформатора, а поэтому такие сердечники получили широкое распространение. Недостатком их является то, что они не могут быть изготовлены из хрупких материалов, например из некоторых специальных магнитных сплавов.

По конструкции сердечники можно разделить на броневые, стержневые и кольцевые (тороидальные). Каждый из этих типов может быть шихтованным или ленточным. Конструкции различных сердечников показаны на рис. 8-1.

В сердечнике броневом типа обмотка располагается на центральном стержне. Это упрощает конструкцию трансформатора, позволяет получить более полное использование окна обмоткой и создает частичную механическую защиту обмотки. Поэтому такие сердечники получили особенно широкое распространение. Некоторым их недостатком является повышенная чувствительность к воздействию магнитных полей низкой частоты. Это делает нецелесообразным их применение для входных трансформаторов с малым уровнем помех.

В сердечниках стержневого типа обмотка располагается на двух стержнях. Это усложняет конструкцию трансформатора, но уменьшает толщину намотки, что способствует снижению индуктивности рассеяния, расхода проволоки и увеличивает поверхность охлаждения. Эти свойства могут быть особенно рационально использованы в мощных выходных трансформаторах, в которых этот тип сердечника находит преимущественное применение. Стержневые сердечники целесообразно использовать для входных трансформаторов с малым уровнем помех, так как они малочувствительны к воздействию внешних магнитных полей низкой частоты. Это объясняется тем, что под влиянием внешнего магнитного поля в обеих катушках индук-

тируются напряжения, противоположные по фазе, которые при равенстве витков обмоток компенсируют друг друга. Стержневые сердечники с одной катушкой не обладают какими-либо особыми свойствами, а поэтому применяются реже.

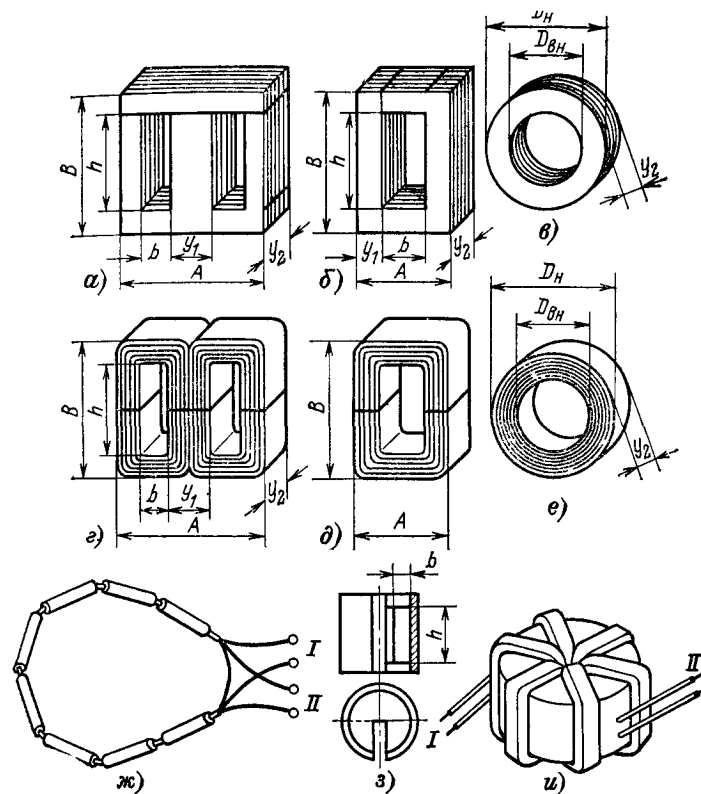


Рис. 8-1. Типы сердечников.

а — шихтованный броневой; б — шихтованный стержневой; в — шихтованный кольцевой; г — ленточный броневой; д — ленточный стержневой; е — ленточный кольцевой; ж — кабельного типа; з — катушечного типа; и — типа «обращенный тор».

Кольцевые сердечники позволяют полностью использовать магнитные свойства материала и создают очень слабое внешнее поле, но из-за сложности изготовления обмоток не получили очень широкого распространения; чаще всего их изготавливают из феррита (см. § 4-10).

Для уменьшения потерь на вихревые токи шихтованные сердечники набираются из пластин толщиной 0,35—0,5 мм, покрытых изоляцией — слоем лака толщиной 0,01 мм или оксидной пленкой. Лента для ленточных сердечников имеет толщину от нескольких сотых до 0,35 мм. Она также покрывается электроизолирующей и одновременно склеивающей суспензией или оксидной пленкой. Чем тоньше слой изоляции, тем в большей степени происходит заполнение сечения сердечника магнитным материалом, что способствует в свою очередь уменьшению размеров. Во многих типах маломощных трансформаторов для осуществления изоляции пластин достаточно лишь натурального слоя окиси, образующейся на их поверхности.

За последнее время наряду с рассмотренными, «традиционными» типами сердечников находят применение новые формы, к числу которых следует отнести сердечник «кабельного» типа, типа «обращенный тор», катушечный и др. (рис. 8-1, ж—и).

Магнитные материалы. Материалом для изготовления штампованных пластин или ленты сердечников служат электротехнические стали горячей прокатки (ГОСТ 802-58), холоднокатаные текстурованные ленточные стали (ГОСТ 9925-61) и железоникелевые сплавы с высокой магнитной проницаемостью, например пермаллой, перминдюр и др. (ГОСТ 10160-62). Прессованные сердечники изготавливают из низкочастотных магнитомягких ферритов.

Магнитные материалы могут быть охарактеризованы значительным числом параметров, однако на электрические характеристики трансформатора наибольшее влияние оказывают магнитная проницаемость и ее стабильность в диапазоне частот, индукция насыщения, потери и параметры, характеризующие искажения.

Магнитная проницаемость определяется отношением переменных составляющих индукции и напряженности магнитного поля. Ее величина в слабых полях, т. е. в начале кривой намагничивания, называется начальной μ_n . Увеличение индукции повышает проницаемость, но до известного предела μ_{\max} , определяемого свойствами магнитного материала; после этого предела проницаемость резко падает. При создании в сердечнике постоянного подмагничивающего поля магнитная проницаемость уменьшается. Проницаемость с учетом постоянного подмагничивания и индукции может быть названа динамической. Зависимость магнитной проницаемости некоторых магнит-

ных материалов от индукции и постоянного подмагничивания будет описана ниже.

Магнитная проницаемость листовых магнитных материалов также падает с повышением частоты из-за вытеснения магнитного потока к поверхности листа вихревыми токами. Это явление проявляется тем сильнее, чем толще лист, выше проницаемость и меньше электросопротивление материала. Например, на частотах примерно 800 кГц проницаемость электротехнических сталей приближается к единице. Можно показать, что максимальная толщина листа, при которой падение проницаемости еще невелико, равна:

$$\delta = 520 \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}}. \quad (8-1)$$

Толщина листа δ получается в миллиметрах, если частота f выражена в герцах, а удельное электросопротивление материала ρ — в Ом·м·10⁻⁶.

Магнитная проницаемость в значительной степени определяет индуктивность обмотки и ее изменения под влиянием переменного напряжения и постоянного подмагничивания.

Индукция насыщения — это максимальная индукция, которую можно получить в данном магнитном материале. Она определяет допустимую амплитуду индукции B_m , от которой зависят объем сердечника и уровень нелинейных искажений.

Потери в сердечнике определяются величиной удельных потерь в магнитном материале P_0 , которые выражаются в ваттах на килограмм и указываются обычно для определенных значений индукции и частоты; при повышении индукции и частоты потери увеличиваются.

В выходных трансформаторах и трансформаторах питания потери в сердечнике определяют к. п. д.; в резонансных (избирательных) дросселях и трансформаторах потери определяют общую добротность. При расчете таких дросселей и трансформаторов удобно использовать добротность магнитного материала, представляющую собой отношение реактивной мощности намагничивания материала к мощности потерь в нем.

Нелинейные искажения, создаваемые трансформаторами, обусловлены нелинейностью кривой намагничивания, из-за которой в токе намагничивания возникают высшие гармоники. С ростом постоянного подмагничивания и индукции искажения увеличиваются.

Промышленность выпускает большой ассортимент листовых электротехнических сталей и специальных сплавов, выбор которых определяется типом трансформатора и предъявляемыми к нему требованиями, стоимостью и технологическими соображениями.

Наименьшую стоимость имеют электротехнические стали, поэтому их применяют для разнообразных трансформаторов низкой стоимости, которые могут работать как при постоянном подмагничивании сердечника, так и без него. Наиболее часто применяют холоднокатаные стали, имеющие лучшие характеристики по сравнению со сталями горячей прокатки.

Сплавы с высокой магнитной проницаемостью применяют для трансформаторов наименьшего объема, для импульсных трансформаторов и трансформаторов, предназначенных для работы при повышенных и высоких частотах (50—100 кГц).

Недостатком таких сплавов является их высокая стоимость. Так, например, стоимость пермаллоя в 10—20 раз (в зависимости от толщины проката) выше стоимости электротехнической стали, а пермендюра — в 150 раз. Однако в ряде случаев их применение позволяет существенно снизить массу, объем и даже общую стоимость трансформатора. Другим их недостатком является сильное влияние на магнитную проницаемость постоянного подмагничивания, переменных магнитных полей, а также механических воздействий — ударов, давления и т. п.

Прессованные сердечники делают из магнитомягких низкочастотных ферритов с высокой начальной проницаемостью. Их применяют обычно для импульсных трансформаторов и трансформаторов, предназначенных для повышенных и высоких частот (до 50—100 кГц). Достоинством ферритов является невысокая стоимость, а недостатком — низкая индукция насыщения (0,4—0,5 Т) и сильная температурная и амплитудная нестабильность магнитной проницаемости. Поэтому их применяют лишь при слабых полях.

Выбор магнитных материалов производится по электромагнитным характеристикам с учетом условий работы и назначения трансформатора. Свойства наиболее употребительных материалов приведены в приложении (см. табл. П-20).

Конструкция сердечника. Из электротехнических сталей и специальных сплавов штампуются пластины, наиболее употребительные формы которых приведены на рис. 8-2.

Стрелками показано необходимое направление проката. Соотношение основных размеров пластин определяет расход активных материалов — магнитных и проводниковых. При вполне определенных соотношениях между ними можно получить трансформатор или минимальной стоимости, или минимальной массы. Оптимальные соотношения зависят от материала сердечника, его типа и размеров; они отражены в унифицированных рядах сердечников [8-15]. На практике применяют несколько серий унифицированных рядов сердечников, различных типов и размеров, пригодных для большого числа трансформаторов различного назначения.

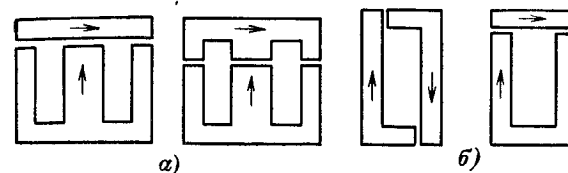


Рис. 8-2. Типы штампованных пластин.

а — для броневых сердечников; б — для стержневых сердечников.

Обозначение сердечников состоит из букв, определяющих тип сердечника (Ш — шихтованный; Л — ленточный; О или К — кольцевой¹; Ш — броневой; П — стержневой), и цифр, указывающих размеры сечения стержня, несущего катушку. Первая цифра указывает на ширину этого стержня, а вторая — на толщину.

Наиболее употребительными являются следующие унифицированные ряды сердечников: для трансформаторов наименьшей массы — Ш, ШЛ, ШЛМ, ШЛО, ПЛ, ПЛМ и ОЛ; для трансформаторов наименьшей стоимости — УШ, ШЛР, ПЛР и для малогабаритных трансформаторов — ША, ШБ и ШВ.

Унифицированные ряды сердечников определяют лишь их геометрические размеры, но не устанавливают сорт магнитного материала, толщину листов или ленты, вид изоляции и т. п.

Толщина листов магнитного материала зависит от частоты, на которую рассчитывается трансформатор. Чем

¹ Буква К применяется только для обозначения кольцевых сердечников из ферритов.

меньше толщина листа, тем слабее частотная зависимость проницаемости и меньше потери, но тем выше стоимость материала. Так, например, уменьшение толщины проката электротехнической стали с 0,35 до 0,05 мм повышает ее стоимость в 5 раз. Поэтому можно считать, что для каждого типа трансформатора и диапазона частот существует оптимальная толщина, при которой обеспечиваются необходимые характеристики трансформатора при наименьшей стоимости. Для выбора толщины листов (мм) можно воспользоваться следующими ориентировочными данными [8-15]:

50 Гц	0,35—0,5
400—500 Гц	0,1—0,2
1000—2500 Гц	0,057—0,1
До 100 кГц	0,02—0,05

Меньшие значения толщин соответствуют более высоким частотам.

Сборка сердечника из штампованных пластин может быть произведена двумя способами: встык (с зазором)

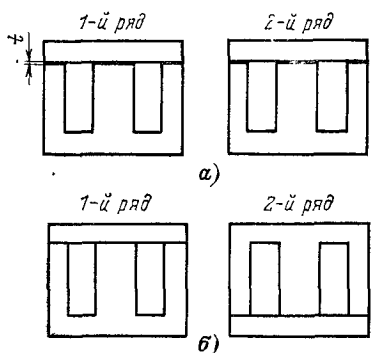


Рис. 8-3. Способы сборки штампованных сердечников.
а — встык (с зазором); б — вперекрышку.

и вперекрышку (или в переплет) (рис. 8-3). Сборка встык применяется для получения определенного немагнитного зазора, например, для дросселей и трансформаторов, работающих с постоянным подмагничиванием; сборка вперекрышку — когда такой зазор нежелателен. Нетрудно показать, что при толщине немагнитного промежутка t величина зазора в броневом сердечнике будет $2t$, а в стержневом t . Необходимо отметить, что при сборке пластин встык даже

при очень плотном стягивании сердечника получается зазор от 0,02 до 0,06 мм.

Сечение сердечника может быть квадратной или прямоугольной формы. При квадратном сечении несколько уменьшается длина витка, при прямоугольном могут быть получены меньшая масса, размеры и стоимость трансформатора и улучшены условия охлаждения. Нормализованные маг-

нитопроводы имеют толщину y_2 , которая лежит в пределах от y_1 до $2y_1$ (см. рис. 8-1). В мощных трансформаторах некоторое применение находят магнитопроводы ступенчатого сечения, при которых уменьшается длина витка.

Ленточные сердечники могут быть изготовлены методом гибки пакетов, набранных из полос магнитного материала разной длины, или навивки длинной ленты на оправку с последующей термообработкой и разрезкой полученного кольца на две С-образные части. Способ гибки более удобен для толстых (около 0,35 мм) материалов, а способ навивки — для более тонких. При сборке сердечника С-образные части склеиваются при помощи специальной ферромагнитной пасты.

Основными размерами, характеризующими сердечник с конструктивной стороны, являются (см. рис. 8-1): y_1 — ширина стержня, y_2 — толщина сердечника (набора), b — ширина окна и h — высота окна. Величина $S_0 = bh$ называется площадью окна.

Для проведения последующих расчетов необходимы также следующие размеры: S_c — активное сечение сердечника, l_c — длина средней магнитной линии и V_c — объем сердечника. Все размеры, относящиеся к сердечнику, будем выражать в сантиметрах.

Активное сечение сердечника может быть выражено следующим образом:

$$S_c = y_1 y_2 f_c, \quad (8-2)$$

где f_c — коэффициент заполнения, учитывающий неплотность набора из-за наличия изолирующих прослоек. Его величина зависит от толщины пластин, способа проката и толщины изоляции. В случае пластин с изоляцией за счет оксидировки среднее значение коэффициента заполнения в зависимости от толщины пластины δ (мм) будет равно:

δ	f_c
0,08	0,83—0,87
0,20	0,86—0,89 (0,65—0,75)
0,35	0,88—0,94 (0,85—0,87)
0,50	0,93—0,97 (0,92)

Меньшие значения соответствуют сталям горячей прокатки, большие — холодной прокатки и пермаллою. Значения в скобках соответствуют изоляции слоем лака.

Длина средней магнитной линии сердечника любого типа с равномерным сечением определяется из соотношения

$$l_c = 2(b + h + \pi r). \quad (8-3)$$

Для броневго сердечника $r = y_1/4$, а для стержневого $r = y_1/2$.

Если вдоль длины магнитной линии сечение сердечника неодинаково, то расчет производят по так называемой приведенной длине средней линии, равной

$$l_c = l_{c1} + S_{c1} \left(\frac{l_{c2}}{S_{c2}} + \frac{l_{c3}}{S_{c3}} + \dots \right), \quad (8-3a)$$

где l_{c1} — S_{c1} — длина и сечение той части стержня, которая находится в катушке, а l_{c2} , S_{c2} , l_{c3} , S_{c3} и т. д. — длины и сечения прочих участков сердечника. Основное применение находят различные типы унифицированных сердечников, для которых в таблицах указываются значения l_c , S_c , S_0 и другие размеры (ГОСТ 20249-74).

8-3. РАСЧЕТ ИНДУКТИВНОСТИ

Расчет без подмагничивания сердечника и при слабом подмагничивании. Индуктивность катушки с замкнутым сердечником может быть вычислена по формуле

$$L = \frac{1,26 \mu N^2 S_c}{l_c} \cdot 10^{-8}, \quad (8-4)$$

где L — индуктивность, Г; S_c — сечение сердечника, см²; l_c — длина средней силовой линии, см; N — число витков и μ — магнитная проницаемость.

При незначительных переменных напряжениях на обмотке (доли и единицы вольт) и без постоянного подмагничивания имеем $\mu = \mu_n$. При значительных переменных напряжениях, как, например, в выходных двухтактных трансформаторах, или небольшом постоянном подмагничивании [$(aN)_0 \leq 5$] в формулу (8-4) следует подставить соответствующее значение динамической проницаемости. Значения начальной проницаемости могут быть взяты из таблицы, приведенной в приложении (см. табл. П-20), а значения динамической проницаемости — из графиков на рис. 8-4.

Найдем амплитуду индукции B_m и постоянные ампервитки $(aN)_0$, необходимые для определения динамической

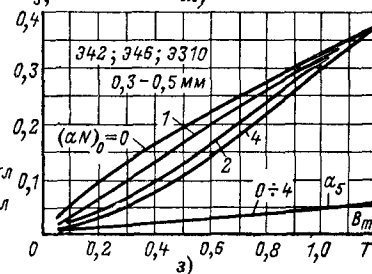
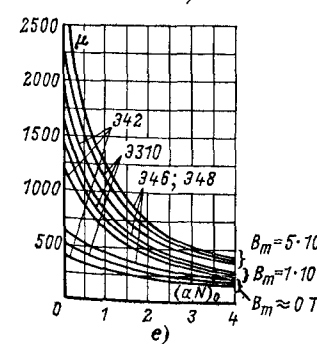
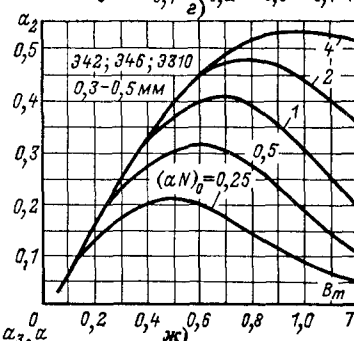
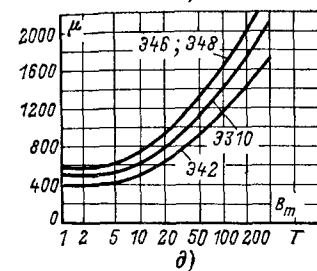
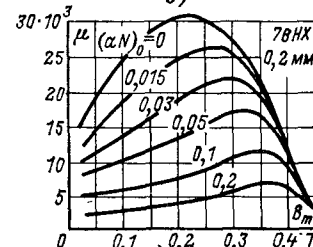
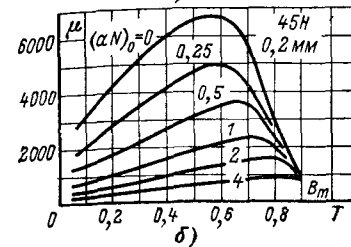
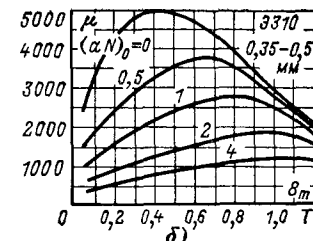
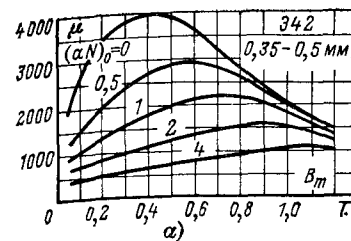


Рис. 8-4. Графики зависимости динамической магнитной проницаемости и коэффициента гармоник тока намагничивания от индукции B_m и постоянного подмагничивания $(aN)_0$ для различных магнитных материалов.

а — в сильных полях; б и в — в слабых полях; ж и з — коэффициенты гармоник.

проницаемости. Из известного выражения

$$E = 4,44 B_m S_c f N \cdot 10^{-4},$$

полагая, что $E \approx U$, легко получить соотношение для определения индукции

$$B_m = \frac{U \cdot 10^4}{4,44 S_c f N}. \quad (8-5)$$

Величина индукции B_m получается в теслах ($1 \text{ Т} = 10^4 \text{ Гс}$), если переменное напряжение на обмотке U (действующее значение) выражено в вольтах, частота f — в герцах, а размеры — в сантиметрах.

Известно, что постоянная составляющая напряженности магнитного поля равна:

$$H_0 = 4\pi \frac{NI_0}{l_c} = 4\pi (aN)_0,$$

т. е. она пропорциональна величине

$$(aN)_0 = \frac{NI_0}{l_c}, \quad (8-6)$$

называемой постоянными ампер-витками на сантиметр. Эта величина удобна для расчетов, так как поддается непосредственному определению.

Расчет при сильном подмагничивании. При значительном постоянном подмагничивании ($(aN)_0 > 5$), что характерно для дросселей фильтров и выходных трансформаторов однотактных каскадов, рабочая точка перемещается по кривой намагничивания в область верхнего загиба, т. е. в область насыщения. Это приводит к падению проницаемости и росту нелинейных искажений.

Уменьшить постоянную составляющую напряженности магнитного поля можно увеличением сопротивления магнитной цепи, что может быть достигнуто введением немагнитного зазора.

При наличии в сердечнике немагнитного зазора l_3 индуктивность обмотки будет равна;

$$L = \frac{1,26}{\frac{1}{\mu} - \frac{l_3}{l_c}} \frac{N^2 S_c}{l_c} \cdot 10^{-8}. \quad (8-7)$$

Если обозначить через

$$\mu_3 = \frac{1}{\frac{1}{\mu} + \frac{l_3}{l_c}}$$

и назвать эту величину эквивалентной магнитной проницаемостью, то вычислить индуктивность можно по формуле (8-4), заменив μ на μ_3 .

При изменении зазора изменение индуктивности будет определяться знаменателем

$$\frac{1}{\mu} + \frac{l_3}{l_c},$$

каждый из членов которого зависит от величины немагнитного зазора. Изобразим графически влияние немагнитного зазора на индуктивность обмотки. На рис. 8-5 прямая 1 изображает собой изменение отношения l_3/l_c ; вызываемое этим падение напряженности магнитного поля увеличивает магнитную проницаемость μ , что характеризуется кривой 2.

Кривая 3 представляет собой изменение $1/\mu$. Складывая ординаты кривых 1 и 3, получаем кривую 4, которая

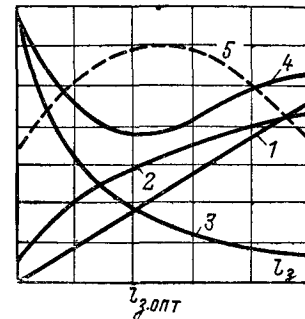


Рис. 8-5. Влияние немагнитного зазора на эквивалентную проницаемость и индуктивность.

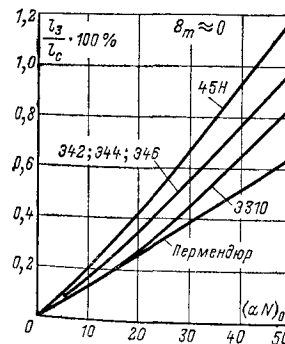


Рис. 8-6. График для определения оптимального зазора.

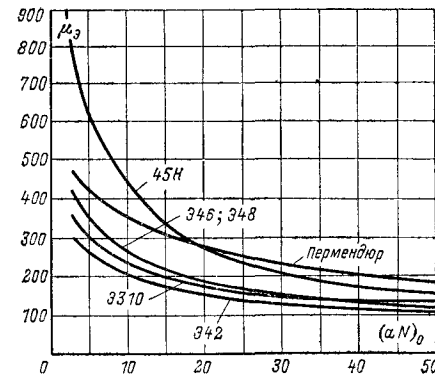


Рис. 8-7. Графики зависимости эквивалентной магнитной проницаемости от постоянного подмагничивания (при оптимальном зазоре).

отображает изменение всего знаменателя. Ход этой кривой показывает, что при определенном зазоре знамена-

тель приобретает минимальное значение, а индуктивность — максимальное (кривая 5). Зазор, при котором индуктивность становится максимальной, называется оптимальным. Его величина зависит от размеров и магнитных свойств сердечника, а также условий его работы. Относительную величину оптимального зазора в процентах от длины средней магнитной линии можно определить по графику, изображенному на рис. 8-6, а соответствующую ему эквивалентную проницаемость различных магнитных материалов — по графикам на рис. 8-7.

Использование оптимальных зазоров позволяет существенно уменьшить размеры, массу и стоимость трансформатора. Неоптимальные зазоры применяют крайне редко, например для ослабления влияния режима на величину индуктивности в так называемых линейных дросселях и трансформаторах.

8-4. ОБМОТКИ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ

Типы обмоток. По конструктивному выполнению применяемые обмотки разделяют на цилиндрические и галетные (дисковые) (рис. 8-8).

Цилиндрическая обмотка (рис. 8-8, а) отличается простотой выполнения. Она может быть выполнена на каркасе или быть бескаркасной. Каркасная обмотка более надежна, чем бескаркасная. При намотке на каркас (катушку) провод может укладываться или беспорядочно — намотка «внавал», «кучей», или правильными рядами — рядовая обмотка. Намотка внавал проще в производстве, но из-за возможного западания отдельных витков в толщу обмотки может понижаться электрическая прочность. Ее применяют, если напряжение на обмотке не превышает 60—70 В.

При рядовой намотке провод укладывают виток к витку и каждый слой прокладывают изолирующей прокладкой, что повышает электрическую и механическую прочности. При рядовой намотке можно отказаться от сложного каркаса и производить укладку провода на простую цилиндрическую гильзу, закрепляя витки клеем или лаком. Для повышения прочности каждый последующий слой делается короче предыдущего на 0,5—1 мм. Такая бескаркасная обмотка особенно удобна для массового производства.

Галетная обмотка (рис. 8-8, б) сложнее в изготовлении, но имеет более высокую электрическую прочность, меньшую собственную емкость и допускает воз-

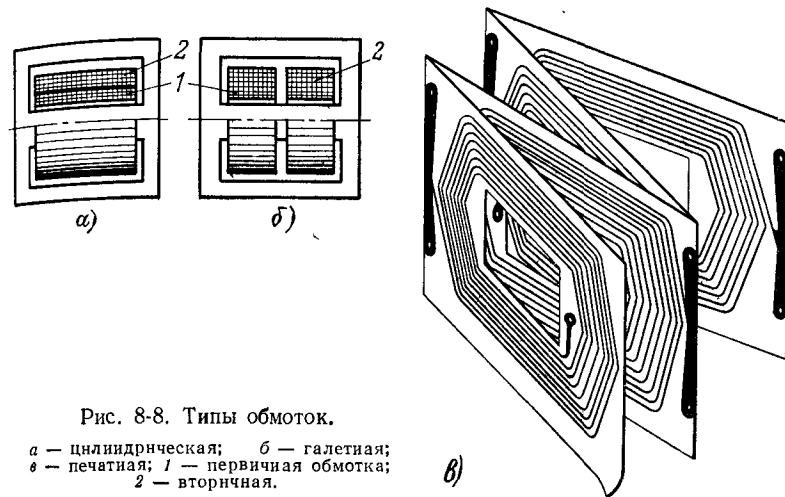


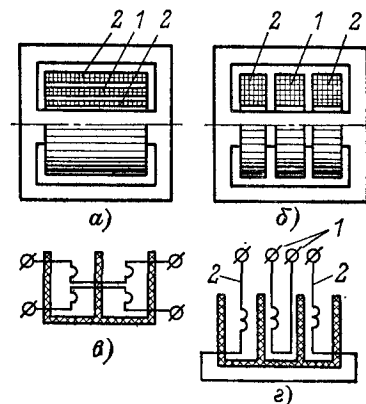
Рис. 8-8. Типы обмоток.

а — цилиндрическая; б — галетная;
в — печатная; 1 — первичная обмотка;
2 — вторичная.

можность замены отдельных секций при ремонте. Поэтому она применяется для мощных выходных трансформаторов и высоковольтных дросселей.

Рис. 8-9. Секционированные и симметричные обмотки.

а — секционированная цилиндрическая; б — секционированная галетная; в — симметричная цилиндрическая; г — симметричная галетная; 1 — первичная несекционированная обмотка; 2 — половинны вторичной секционированной обмотки.



Как цилиндрическая, так и галетная обмотки могут быть подразделены на секции (рис. 8-9), соединяемые между собой определенным образом. Секционирование

способствует уменьшению индуктивности рассеяния и собственной емкости, повышению электрической прочности и создает возможность симметрирования обмоток. При цилиндрической обмотке максимальное число секций обычно не превышает 3, а галетной — 9—10.

Симметричности цилиндрической обмотки достигают тем, что обмотку разделяют на две равные части, которые наматывают в разные стороны: общей (средней) точкой являются концы или начала полуобмоток, соединенные вместе. Симметричности галетной обмотки достигают разделением ее на две равные части.

Использование площади окна сердечника медью обмоток характеризуют коэффициентом заполнения f_m , представляющим собой отношение площади меди к площади окна:

$$f_m = \frac{\Sigma (Nq)}{S_0},$$

где q — сечение обмоточного провода (по меди).

Коэффициент заполнения зависит от качества намотки, диаметра провода, его изоляции, толщины стенок каркаса и межслоевой изоляции.

Средние значения этого коэффициента для трансформаторов с рядовой намоткой, осуществляемой проводом круглого сечения, с учетом толщины межслоевой изоляции, приведены в табл. 8-1.

Таблица 8-1

Среднее значение коэффициента заполнения

Марка и диаметр провода, мм	Напряжение источника питания E_0 , В		
	300	300—1000	1000—3000
ПЭМ, ПЭВ 0,05—0,1	0,14—0,20	—	—
ПЭМ, ПЭВ 0,1—0,2	0,18—0,25	0,15—0,20	—
ПЭЛ, ПЭВ 0,2—0,5	0,22—0,30	0,18—0,25	—
ПЭЛШО 0,2—0,5	0,15—0,22	0,11—0,16	0,09—0,14
ПБД, ПЭЛБД 0,5—1,5	0,16—0,25	0,13—0,20	0,10—0,15
ПБД, ПЭЛБД 1,5—4,5	0,22—0,3	0,18—0,25	0,14—0,20

Для увеличения коэффициента заполнения применяют провода в возможно более тонкой (допускаемой электрической прочностью) изоляции и провода прямоугольного сечения. Большой коэффициент заполнения, до 0,5—0,6

и более, получается при выполнении обмотки из алюминиевой (ГОСТ 618-73) или медной (ГОСТ 5638-51) фольги, а также медной ленты (ГОСТ 1173-70). Алюминиевая фольга имеет толщину от 0,005 до 0,2 мм, медная — от 0,015 до 0,05 мм, а медная лента — больше 0,05 мм.

Перед намоткой заготовленные ленты покрываются специальной (на керамической основе) изоляцией.

Обмотка из фольги может быть выполнена или в виде одной секции, т. е. лентой, ширина которой равна ширине каркаса, или секционированной — когда каждая секция наматывается сравнительно узкой (4—20 мм) лентой. Односекционная обмотка особенно удобна для изготовления дросселей.

Достоинством обмоток из фольги является улучшенный теплоотвод из внутренних слоев, т. е. возможность получения больших нагрузок и повышения надежности, а также удобство намотки, особенно на каркасы небольших размеров.

Для трансформаторов очень малой мощности, особенно при небольших токах, может оказаться целесообразным изготовление обмоток печатным способом на тонком изоляционном основании. Печатные галеты собирают в общий монолитный пакет, соединяют необходимым образом и пропитывают изолирующими составами. Для получения надежных межгалетных соединений рисунок галет и соединяющих их перемычек выполняют на общем основании так, что после складывания их в «гармошку» получается необходимая обмотка (рис. 8-8, в).

Провода [1-30]. Для обмоток дросселей и трансформаторов применяются медные изолированные провода преимущественно круглого сечения. В мощных трансформаторах при токах более 20 А и объеме катушки более 1 дм³ целесообразно применять провода прямоугольного сечения (ПЭВП, ПЭЛП). Алюминиевые провода (ПЭВА, ПЭТВА), несмотря на меньшую массу и недефицитность, пока не получили широкого распространения.

Размеры сечения (диаметр) провода определяются плотностью тока, сопротивлением обмотки, а также конструктивными и технологическими соображениями и надежностью. Тонкие провода ($d \leq 0,05$ мм) менее надежны, значительно дороже и усложняют процесс намотки и поэтому не рекомендуются для широкого использования.

Выбор изоляции провода определяется температурой обмотки, требуемой электрической прочностью и коэффициентом заполнения.

Классификация нагревостойкости изоляции определяется ГОСТ 8865-70 (см. табл. П-26). Класс нагревостойкости указывает максимальную температуру, при которой обеспечиваются целесообразные технико-экономические сроки службы, например не менее 20 000 ч. При более высоких температурах срок службы изоляции снижается: ориентировочно можно считать, что срок службы изоляции сокращается примерно в 2 раза на каждые 8—12° С повышения температуры. При понижении температуры срок службы соответственно удлиняется.

Электрическая прочность изоляции провода зависит от ее марки, толщины изоляции и диаметра провода; она тем больше, чем больше диаметр провода. Повышенной электрической прочностью обладают провода с утолщенной изоляцией — ПЭВ-2, ПЭМ-2 и др. Нагревостойкость и электрическая прочность проводов в различной изоляции приведены в табл. П-7.

Для маломощных трансформаторов в основном применяют провода в эмалированной изоляции марок ПЭВ, ПЭМ, ПЭВТ; провода в волокнистой (ПВД, ПВД и др.) и комбинированной (ПЭЛБО, ПЭЛШО и др.) изоляции не обеспечивают желательных значений коэффициента заполнения, поэтому их применяют довольно редко и только в случае большого диаметра ($d > 1$ мм). Волокнистая изоляция из стекловолокна применяется для проводов, работающих при очень высоких температурах (выше 200° С).

8-5. СОПРОТИВЛЕНИЕ, СОБСТВЕННАЯ ЕМКОСТЬ И ИНДУКТИВНОСТЬ РАССЕЯНИЯ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ

Сопротивление. Сопротивление обмотки из медного провода круглого сечения может быть определено по числу витков, длине среднего витка и размерам провода по следующей формуле:

$$R = 2,23 \frac{N l_m}{d^2} \cdot 10^{-4} \quad (8-8)$$

Сопротивление получается в омах, если длина среднего витка l_m выражена в сантиметрах, а диаметр провода d — в миллиметрах. Длина среднего витка может быть определена после расчета размещения провода на каркасе по геометрическим размерам.

На рис. 8-10 изображено сечение обмотки трансформатора. Очевидно, длина среднего витка любой обмотки равна:

$$l_m = 2(y_1 + y_2 + \pi r).$$

Величина радиуса закругления витка r определяется на основании простейших геометрических соображений. Отношение

$$\tau = \frac{L}{R}$$

называют постоянной времени обмотки. При полном заполнении окна сердечника витками одной единственной обмотки, на основании (8-4) и (8-8), а также учитывая, что $N \frac{\pi d^2}{4} \cdot 10^2 = S_0 f_m$, получаем максимальное значение τ , которое называют постоянной времени сердечника:

$$\tau_c = 7,18 \frac{\mu S_c S_0 f_m}{l_c l_m} \cdot 10^{-3} \quad (8-9)$$

По этой величине может быть выбран сердечник, отвечающий получению заданных L и R .

В случае многообмоточного трансформатора можно считать, что $\tau_c \leq \tau_1 + \tau_2 + \dots$. В трансформаторах низкой частоты $\tau_c \approx 2\tau_1$.

Постоянная времени τ определяется исключительно конструктивными данными сердечника и магнитным материалом.

Для расчетов удобнее так называемая конструктивная постоянная сердечника, равная

$$A_c = \frac{\tau}{\mu f_m} = \frac{L}{\mu R f_m} \quad (8-10)$$

Очевидно,

$$A_c = 7,18 \frac{S_c S_0}{l_c l_m} \cdot 10^{-3} \quad (8-10a)$$

т. е. конструктивная постоянная зависит от размеров сердечника и поэтому может быть легко вычислена для каждого типоразмера.

Собственная емкость [8-19]. Собственная емкость трансформатора или дросселя определяет частотные искажения

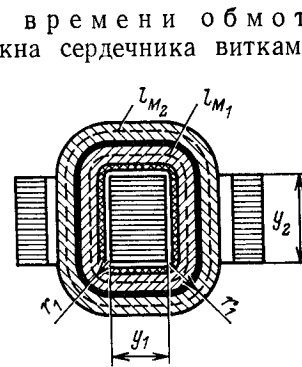


Рис. 8-10. К расчету длины среднего витка обмотки.

в области верхних частот. Она складывается из между-витковой емкости, емкости между слоями, емкости между внутренним и наружным слоями и сердечником и экраном, а также из емкости между обмотками. Величина собственной емкости зависит от способа намотки, диэлектрической проницаемости изоляции провода и межслоевой изоляции, а также от схемы включения выводов. Основными факторами, определяющими собственную емкость намотки, являются общая межслоевая емкость C_1 , емкость намотки внутреннего слоя на сердечник C_2 и емкость намотки наружного слоя на экран или на соответствующие участки бронированного сердечника C_3 (рис. 8-11). Так как между точкой присоединения к обмотке емкостей C_2 и C_3 включена часть

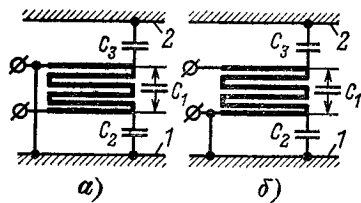


Рис. 8-11. Различные схемы включения выводов.

С корпусом соединены: a — верхний вывод; b — нижний вывод; 1 — сердечник; 2 — экран (или участок сердечника).

обмотки, соответствующая одному слою, то влияние этих емкостей будет зависеть от схемы включения обмотки. При соединении с корпусом верхнего вывода результирующая емкость будет равна $C = C_1 + C_2 + C_2/m^2$, а при соединении с корпусом нижнего вывода $C = C_1 + C_3 + C_2/m^2$. При этом предполагается, что сердечник и экран соединены с корпусом прибора, а обмотка состоит из m слоев. Обычно $C_2 > C_3$, поэтому емкость в первом случае оказывается больше, чем во втором. Это следует учитывать при включении концов обмотки.

Ориентировочно значение емкостей C_1 , C_2 и C_3 для цилиндрической несекционированной обмотки можно определить по следующим формулам:

емкость между слоями C_1

$$C = 0,354 \frac{endl_{cp}}{(m-1)(4\delta - \pi d)}; \quad (8-11)$$

емкость между сердечником и внутренним слоем C_2 или между экраном и наружным слоем C_3

$$C = 0,707 \frac{endl_{вн}}{8a - \pi d}, \quad (8-12)$$

где l_{cp} — длина среднего витка обмотки; δ — расстояние между слоями; $l_{вн}$ — длина витка внутреннего слоя (или наружного, если определяется емкость C_3); d — диаметр провода; a — расстояние от слоя до сердечника или экрана; ϵ — диэлектрическая проницаемость изоляционных прослоек; n — число витков в слое, ближайшем к сердечнику или экрану. Емкость получается в пикофарадах, если все размеры выражены в сантиметрах.

Уменьшить собственную емкость можно, выполняя обмотку с небольшой шириной, с большим числом слоев, увеличивая зазоры и применяя для прокладок материалы с невысокой диэлектрической проницаемостью. Значительное снижение емкости дает секционирование. Так, например, цилиндрическая несекционированная обмотка имеет собственную емкость 150—250 пФ, цилиндрическая секционированная 80—100 пФ, а секционированная галетная (при шести — восьмисекциях) 40—60 пФ.

Индуктивность рассеяния. Индуктивность рассеяния также определяет частотную характеристику трансформатора в области верхних частот. Ее величина (в генри) для двухобмоточного трансформатора определяется следующим выражением:

$$L_s = \frac{1,26kl_{cp}N_1^2}{l'} \left(\delta_3 + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) \cdot 10^{-8}, \quad (8-13)$$

где l_{cp} — длина среднего витка, $l_{cp} = \frac{1}{2} (l_{cp1} + l_{cp2})$; l — длина обмотки в направлении потока рассеяния; δ_3 — толщина прокладки (зазор) между первичной и вторичной обмотками; A_1 и A_2 — толщины первичной и вторичной обмоток в направлении, перпендикулярном потоку рассеяния (рис. 8-12, a и b); N_1 — число витков первичной обмотки и k — коэффициент, величина которого зависит от типа намотки. Для несекционированной цилиндрической обмотки $k = 0,8 \div 0,9$; для несекционированной галетной обмотки $k = 0,7 \div 0,8$ и для секционированных обмоток $k = 0,8 \div 1,0$. Меньшие значения этого коэффициента соответствуют большим рабочим напряжениям и меньшему числу секций.

Индуктивность рассеяния трансформатора на кольцевом сердечнике при расположении обмоток по всей его поверхности одна над другой, равняется

$$L_s = 2,9aN_1^2 \lg \frac{(D_{cp} + b)^2 (D_{cp} - b_1) (D_{cp} - b_2)}{(D_{cp} - b)^2 (D_{cp} + b_1) (D_{cp} + b_2)} \cdot 10^{-8}. \quad (8-14)$$

Здесь a и b — аксиальные и радиальные размеры средних витков обмоток (рис. 8-12, в); D_{cp} — средний диаметр сердечника:

$$a = \frac{a_1 + a_2}{2} \quad \text{и} \quad b = \frac{b_1 + b_2}{2}.$$

Все размеры должны быть выражены в сантиметрах; индуктивность получается в генри.

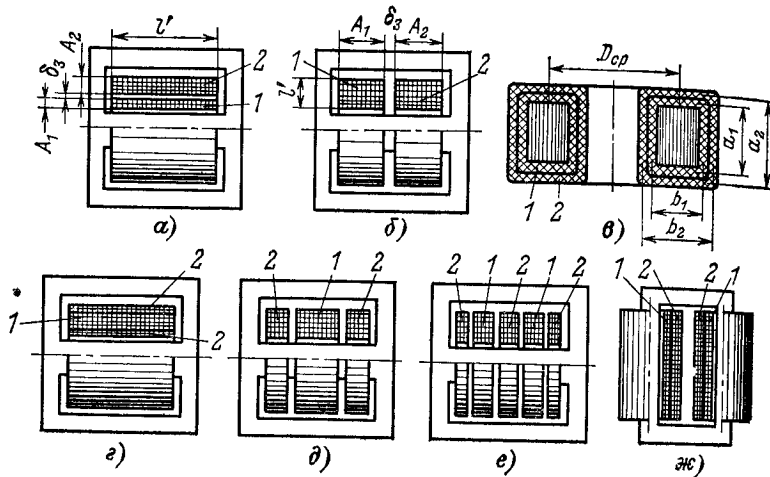


Рис. 8-12. К расчету индуктивности рассеяния.

a и b — несекционированные цилиндрическая и галетная обмотки ($p = 1$); g — на кольцевом сердечнике; z — цилиндрическая секционированная ($p = 2$); d — галетная секционированная ($p = 2$); e — галетная секционированная ($p = 4$); $ж$ — цилиндрическая секционированная на магнитопроводе стержневого типа ($p = 2$); 1 — первичная обмотка; 2 — вторичная.

Для уменьшения индуктивности рассеяния необходимо уменьшать толщины обмоток в направлении, перпендикулярном потоку рассеяния (размеры A_1 и A_2), зазор между ними δ и увеличивать длину обмоток в направлении потока рассеяния (размер l'). Для значительного уменьшения индуктивности рассеяния применяют секционирование. При секционировании толщина каждой отдельной секции уменьшается, что сопровождается уменьшением индуктивности рассеяния. В этом случае индуктивность рассеяния равняется:

$$L_s = \frac{1}{p^2} \frac{1,26kl_{cp}N_1}{l'} \left(\delta + \frac{A_1 + A_2}{3} \right) \cdot 10^{-8}, \quad (8-15)$$

где A_1 и A_2 — общая толщина соответствующих секций; δ — общая толщина всех прокладок и p — число пар секций или число зазоров между секциями. При несекционированной обмотке, очевидно, $p = 1$. Различные способы выполнения секционирования изображены на рис. 8-12, г-ж.

Решая уравнение (8-13а) относительно p , можно определить число пар секций для получения заданной индуктивности рассеяния; число секций s будет равно: $s = p + 1$. При $p < 1$ следует выбирать несекционированную обмотку.

Отношение $\sigma = L_s/L_1$ называется коэффициентом рассеяния. Этот коэффициент характеризует выполнение обмоток с точки зрения рассеяния: его величина лежит в пределах 0,05—0,1.

8-6. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И КОНСТРУКЦИИ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ РАЗЛИЧНЫХ ТИПОВ

Для конструктивного расчета трансформатора обычно заданы (полученные из электрического расчета) индуктивность первичной обмотки L_1 , индуктивность рассеяния L_s , коэффициент трансформации n , сопротивления обмоток r_1 и r_2 , собственная емкость (максимальное значение) C_0 , ток постоянного подмагничивания I_0 , амплитуда переменного напряжения на первичной обмотке U_m и нижняя граница полосы пропускания f_n . Необходимо выбрать материал, тип и размеры сердечника, рассчитать число витков, диаметры проводов, произвести выбор типа обмотки, изоляции и расчет укладки, а также определить нелинейные искажения, влияние режима на индуктивность и т. п. [8-12, 8-19].

Выбор магнитного материала. Выбор магнитного материала для сердечника производится с учетом условий эксплуатации и требований к массе, размерам трансформатора и его стоимости.

Так, например, для входных трансформаторов, нечувствительных к внешним магнитным полям, а также для маломощных (сотые доли ватта) трансформаторов различного назначения, работающих без постоянного подмагничивания, к которым предъявляются требования минимальных размеров и веса, следует применять сплавы 79НМ и 80НХС, а при наличии подмагничивания — 45Н или 50НХС.

Дополнительное (до 50%) снижение массы, но при повышении стоимости в несколько раз по сравнению с пермаллоем может дать применение пермендюра.

Для маломощных входных, промежуточных и выходных трансформаторов, работающих без подмагничивания, при несколько большем уровне сигнала, к размерам и массе которых не предъявляется высоких требований, но желательна минимальная стоимость, следует применять электротехническую сталь Э46. Применение других сталей повышает или размеры и массу (Э42, Э43), или стоимость (Э310—Э330) трансформатора. При наличии подмагничивания наиболее целесообразно применять стали Э42, Э43 и Э310—Э330.

Для трансформаторов средней и большой мощности (10—100 Вт) наиболее пригодны электротехнические стали Э310—Э330; при использовании сталей Э42 и Э43 масса и стоимость трансформатора возрастают на 10—30%.

Толщину листов (или ленты) магнитного материала для низкочастотных трансформаторов следует выбирать по нижней граничной частоте диапазона. При этом уменьшение индуктивности, вызванное частотной зависимостью магнитной проницаемости, не вызовет недопустимых частотных искажений. При низшей частоте до 100—200 Гц толщину листа сердечника, выполненного из сталей, берут 0,35 мм, а из пермаллоев — 0,2—0,35 мм.

Выбор размеров сердечника. Особенности и свойства сердечников различных типов были рассмотрены в § 8-2. Рассмотрим методы определения размеров сердечника.

Размеры сердечника должны быть выбраны так, чтобы на нем размещались необходимые обмотки и чтобы амплитуда индукции — для исключения нелинейных искажений — не превышала допустимую. Это может быть выполнено двумя способами: расчетом размеров сердечника, удовлетворяющих указанным требованиям, с учетом необходимости обеспечения или минимальной стоимости, или минимальной массе или наименьших размеров; выбором необходимого сердечника из числа типовых.

Первый метод отличается большой трудоемкостью и в большинстве случаев нецелесообразен из-за наличия большого ассортимента типовых сердечников. Его применяют лишь при проектировании мощных трансформаторов, для которых нет необходимых типовых сердечников. Второй метод отличается простотой, а поэтому получил преимущественное распространение.

Выбор типоразмера сердечника удобнее всего производить по конструктивной постоянной (8-10), величина которой однозначно определяется по исходным данным, а ее значения для типовых сердечников приводятся в справочных таблицах.

Необходимые для расчета значения f_m выбирают по табл. 8-1, принимают $\tau = 2\tau_1$, а магнитную проницаемость μ определяют на основании следующих ниже соображений.

В трансформаторах, работающих при небольших переменных напряжениях на обмотках и при слабом подмагничивании или без подмагничивания, режим практически не влияет на магнитную проницаемость; в этом случае $\mu = \mu_n$. К таким трансформаторам относятся входные и некоторые типы переходных. При наличии значительного подмагничивания сердечник таких трансформаторов выполняют с оптимальным немагнитным зазором.

При значительных переменных напряжениях на обмотках магнитная проницаемость (до известного предела) возрастает. Чаще всего переменное напряжение не неизменно, а меняется в определенных пределах, от минимального до максимального. При этом частотные искажения, создаваемые трансформатором в области низких частот, величина которых зависит от индуктивности первичной обмотки, также будут изменяться: они будут наибольшими при минимальной амплитуде напряжения и наименьшими — при максимальной. Для исключения этого явления магнитную проницаемость следует определять при минимальном напряжении на первичной обмотке.

В мощных трансформаторах, без подмагничивания, например двухтактных, амплитуда индукции в сердечнике которых, особенно на низких частотах, достаточно велика, значение μ следует определить при индукции, примерно в 100 раз меньшей, чем выбранное значение B_m . При значительном постоянном подмагничивании, когда в сердечнике имеется немагнитный зазор, магнитная проницаемость в основном определяется постоянной составляющей магнитного поля, т. е. равна μ_s с учетом оптимального немагнитного зазора.

Выбранный сердечник проверяется на величину индукции по формуле (8-5) при наименьшей частоте f_n и наибольшем напряжении, когда ее значение максимально. Нелинейные искажения и потери будут незначительны, если амплитуда индукции выбрана в зависимости от передаваемой

мощности следующим образом: для электротехнических сталей:

P , Вт	0,1	1	10	100	≥ 100
B_m , Т	0,3—0,4	0,4—0,6	0,6—0,8	0,8—1,0	До 1,1

Для пермаллоя 80НХС амплитуда индукции не должна быть выше 0,1 Т, а для 45Н — 0,2 Т.

В трансформаторах пониженной мощности с низким к. п. д. фактическая индукция за счет потерь будет меньше примерно в $\eta_{тр}$ раз, где $\eta_{тр}$ — к. п. д. трансформатора. Пригодность выбранного сердечника окончательно определяется методом последовательного приближения после расчета числа витков, размещения обмотки и нелинейных искажений.

Расчет числа витков. Решая уравнение (8-4) относительно числа витков обмотки N , получаем:

$$N = 10^4 \sqrt{\frac{LI_{cp}}{1,26\mu S_c}} \quad (8-16)$$

Эта формула пригодна для определения числа витков обмотки без постоянного подмагничивания при незначительных переменных напряжениях, т. е. когда $B_m \approx 0$. При этом можно принять, что $\mu = \mu_n$.

Для расчета числа витков обмотки по заданной амплитуде индукции B_m в сердечнике, без постоянного подмагничивания, решим выражение (8-5) относительно N :

$$N = \frac{U_m \cdot 10^4}{2\pi f_n S_c B_m} \quad (8-17)$$

Известно, что с учетом потерь число витков первичной обмотки трансформатора низкой частоты может быть определено по формулам:

в режиме А

$$N = \frac{U_m (1 + \eta_{тр})}{2\pi f_n S_c B_m} \cdot 10^4; \quad (8-18a)$$

в режиме В

$$N = \frac{1,17U'_m (0,71 + \eta_{тр})}{4\pi f_n S_c B_m} \cdot 10^4. \quad (8-18b)$$

В этих выражениях: U_m — амплитуда переменного напряжения на первичной обмотке; U'_m — амплитуда переменного напряжения на одной половине первичной обмотки трансформатора, работающего в режиме В, а N — полное число витков.

Для уточнения расчета необходимо найти число витков по формуле (8-16) при величине магнитной проницаемости, соответствующей индукции, примерно в 100 раз меньшей, чем выбранная. Из двух полученных значений N берут наибольшее. Если наибольшее значение N получено по формулам (8-17) или (8-18), то это обеспечит частотные искажения на низших частотах меньше заданных; если же это значение N получено по формуле (8-16), то необходимо уточнить величину B_m и произвести повторный расчет.

Для расчета числа витков при небольшом постоянном подмагничивании и очень малом переменном напряжении ($B_m \approx 0$) поступим следующим образом. Из уравнения (8-6) найдем:

$$N = \frac{(aN)_0 I_c}{I_0} \quad (8-19)$$

Подставим это выражение в (8-4) и полученное уравнение представим в таком виде

$$1,26\mu (aN)_0^2 = \frac{LI_0^2 \cdot 10^8}{S_c I_c} \quad (8-20)$$

Правая часть этого выражения содержит только известные величины; левая часть может быть вычислена в зависимости от значения $(aN)_0$, так как оба ее сомножителя являются функциями $(aN)_0$. Изобразив эту зависимость графически (рис. 8-13), получим возможность определения значения $(aN)_0$ по заданным величинам L , I_0 , S_c и I_c . Найдя величину $(aN)_0$, полное число витков можно определять по формуле (8-19).

При значительном подмагничивании, когда в сердечнике предусматривается оптимальный немагнитный зазор, расчет числа витков производят по формуле (8-16) при $\mu = \mu_n$; ориентировочное значение μ_n определяют из графика, приведенного на рис. 8-7, после чего уточняют полученные значения N и $(aN)_0$.

Число витков вторичной обмотки трансформатора определяется по коэффициенту трансформации:

$$N_2 = nN_1. \quad (8-21)$$

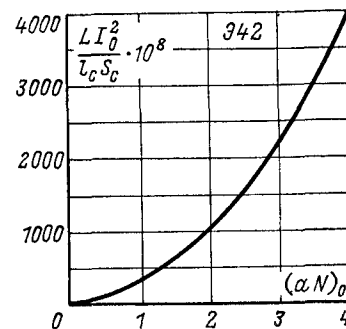


Рис. 8-13. График зависимости $(aN)_0$ от $LI_0^2/I_c S_c$.

Диаметры проводов определяются исходя из плотности тока по формуле (2-11) и по величине необходимого активного сопротивления обмоток. Из (8-8) получаем выражение для определения диаметра провода обмотки:

$$d = 14,9 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{NI_m}{R}}, \quad (8-22)$$

где d — диаметр, мм; R — сопротивление обмотки, Ом; l_m — длина витка, см. Плотность тока выбирается исходя из соображений допустимого падения постоянного напряжения или нагрева обмоток. Для маломощных трансформаторов типа входных и переходных плотность тока может быть выбрана в пределах 3—6 А/мм², для более мощных — 2,5—4 А/мм². Плотность тока в дросселях может быть увеличена на 15—20%. Во всех случаях плотность тока должна быть уменьшена для сердечников с большими размерами. Диаметр провода вторичной обмотки трансформатора определяется из условия получения наибольшего к. п. д.

$$d_2 = \frac{d_1}{\sqrt{n}}. \quad (8-23)$$

Вычисленные значения округляются до ближайших стандартных. В маломощных трансформаторах без постоянного подмагничивания диаметр провода в ряде случаев выбирается с учетом удобства намотки и надежности, но не тоньше 0,05 мм. Выбор изоляции провода производится на основании ранее изложенных соображений.

Расчет размещения провода. Расчет размещения обмотки производится следующим образом. При намотке на каркас (рис. 8-14, а) фактическая длина намотки l равна внутренней длине каркаса; при бескаркасной намотке (рис. 8-14, б) фактическая длина намотки зависит от величины изоляционного зазора h' . Очевидно, $l = h - 2h'$.

Число витков в слое с учетом неплотности намотки равно:

$$n' = \frac{l}{\alpha d_0},$$

где α — коэффициент неплотности, значения которого были приведены в табл. 4-4, а; d_0 — диаметр провода с учетом толщины изоляции.

Число слоев, очевидно, будет равно;

$$m = \frac{N}{n'}.$$

Обозначив толщину межслоевой изоляции через δ , можно определить суммарную толщину намотки

$$t = md_0 + (m - 1) \delta. \quad (8-24)$$

С учетом толщины гильзы и изоляционных промежутков b' и b'' суммарная толщина не должна быть больше ширины окна b .

При намотке «кучей» толщина обмотки может быть определена по формуле (4-6).

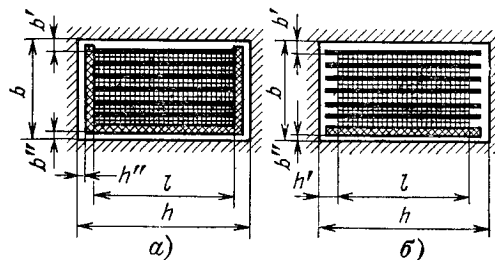


Рис. 8-14. К расчету размещения обмотки.
а — на каркасе; б — при бескаркасной намотке.

Необходимо учесть, что при большем числе слоев тонкого провода на прямоугольном каркасе на плоских сторонах каркаса обмотка вспучивается, поэтому ее толщина получается несколько больше вычисленной по формуле (8-24). Для учета этого явления вычисленные значения толщины обмотки необходимо увеличить на 15—20% в случае сердечника с квадратным сечением стержня и на 30—40% — с прямоугольным сечением. Большие значения этого коэффициента соответствуют более толстым проводам.

Таблица 8-2

Рекомендуемые размеры каркасов и величины изоляционных промежутков (мм)

$U_{исп}$, В	Толщина крайних щек	Толщина средней щетки	Толщина гильзы	Толщина межобмоточной изоляции	Толщина зазоров b' и h'
До 500	1,5—2	1—1,5	1,5—2	0,2—0,3	1—2
500—1000	2—3	1,5—2	2—3	0,3—0,5	2—3
1000—2000	3—4	2—2,5	3—4	0,5—0,8	—
2000—4000	4—5	2,5—3	4—5	1—1,5	—

Толщины стенок каркаса и изоляционных промежутков выбираются по соображениям электрической прочности в зависимости от испытательного напряжения. В табл. 8-2 приведены ориентировочные размеры каркасов и величины изоляционных промежутков.

Величина испытательного напряжения зависит от приложенного к обмотке напряжения питания (потенциал обмотки), например анодного E_a .

Вычислить испытательное напряжение при различных условиях эксплуатации можно по следующим формулам [8-7]:

при нормальных условиях

$$U_{\text{исп}} = 2E_a + 1000 - \frac{7,5 \cdot 10^4}{E_a} - \frac{E_a^2}{5 \cdot 10^4}; \quad (8-25a)$$

при повышенной влажности

$$U_{\text{исп}} = 1,5E_a + 500 - \frac{4 \cdot 10^4}{E_a} - \frac{E_a^2}{5 \cdot 10^4}. \quad (8-25b)$$

При напряжениях питания до 250 В испытательное напряжение определяется по табл. 8-3.

Таблица 8-3

Напряжение питания E_a , В	Испытательное напряжение $U_{\text{исп}}$, В	
	в нормальных условиях	при повышенной влажности
До 24	250	125
24—100	500	250
100—250	1000	500

Величины зазоров b и h назначаются по конструктивным соображениям равными примерно 0,5—2 мм в зависимости от размеров сердечника. Межслоевая изоляция (при $T \leq 130^\circ\text{C}$) для проводов диаметром до 0,25—0,3 мм выполняется из конденсаторной бумаги БКЛ марок КОН-1, КОН-2 (ГОСТ 1908-66) толщиной 0,022 мм; для проводов диаметром от 0,3 до 0,9 мм — из намоточной бумаги (ГОСТ 1931-64) или телефонной бумаги (ГОСТ 3553-73) толщиной 0,05—0,07 мм и для проводов диаметром больше 0,9 мм — из кабельной бумаги К-120 (ГОСТ 645-67). Внешняя и межобмоточная изоляции также выполняются из нескольких слоев кабельной бумаги. В трансформаторах,

предназначенных для работы при повышенной температуре, межслоевая, межобмоточная и внешняя изоляции выполняются в соответствии с ГОСТ 8865-70 из нагревостойких материалов, например из стеклоткани. При расчете следует учитывать, что увеличение толщин прокладок, стенок и различных зазоров повышает электрическую прочность, но ухудшает использование окна сердечника обмоточным проводом. Это приводит к увеличению размеров трансформатора и его стоимости.

Нелинейные искажения. Нелинейные искажения, вносимые трансформатором, определяются интенсивностью гармоник тока намагничивания. Они зависят от режима работы трансформатора, материала сердечника, частоты и некоторых электрических параметров.

В трансформаторах, работающих без подмагничивания, магнитный поток меняется за период симметрично; при этом возникают лишь нечетные гармоники. При постоянном подмагничивании магнитный поток меняется несимметрично; при этом возникают как нечетные, так и четные гармоники. Особенно большие искажения вносят материалы с резко выраженным насыщением, например пермаллой. При их использовании возникают интенсивные высшие гармоники, вплоть до пятой, которые необходимо учитывать. Уменьшить нелинейные искажения можно, вводя в магнитную цепь немагнитный зазор.

Определить нелинейные искажения на любой гармонике можно по следующим формулам:

для сердечника без немагнитного зазора

$$k_{fn} = a_n \frac{R_{\Sigma n}}{\omega L_1}; \quad (8-26a)$$

для сердечника с немагнитным зазором

$$k_{fn} = a_n \frac{R_{\Sigma n}}{\omega L_1 \left(1 + \mu_{\Sigma} \frac{l_{\Sigma}}{l_c}\right)}, \quad (8-26b)$$

где a_n — соответствующий коэффициент нелинейности тока намагничивания данного материала (см. рис. 8-4); L_1 — индуктивность первичной обмотки, определяемая при рабочих условиях, т. е. при заданных частоте, подмагничивании и амплитуде переменного напряжения; $R_{\Sigma n}$ — эквивалентное сопротивление источника, к выходу которого присоединен трансформатор (лампа или транзистор).

Полный коэффициент нелинейных искажений, вносимых трансформатором, будет равен:

$$k_f = \sqrt{\sum_{n=2}^n k_{fn}^2}$$

Расчет теплового режима [1-33, 8-15]. Нагрев трансформатора или дросселя вызывается потерями в сердечнике P_c и потерями в обмотках P_m . Общие потери будут равны

$$P_{\text{пот}} = P_c + P_m.$$

Потери в сердечнике определяются его массой, удельными потерями P_0 и амплитудой индукции:

$$P_c = P_0' G_c. \quad (8-27)$$

Здесь P_c — потери в сердечнике, Вт; G_c — масса сердечника, кг; P_0' — удельные потери данного магнитного материала при выбранной индукции, Вт/кг.

Величина удельных потерь обычно указывается для определенных значений индукции B_m . Для расчета удельных потерь при выбранной индукции B_m' следует произвести перерасчет по формуле

$$P_0' = P_0 \left(\frac{B_m'}{B_m} \right)^2, \quad (8-28)$$

где P_0 — величина удельных потерь при индукции B_m , определяемая по таблицам, приведенным в приложении (см. табл. П-21).

Потери в обмотках обычно определяются при повышенной температуре, т. е. с учетом перегрева. За условную «горячую» температуру обычно принимают температуру, равную $+75^\circ \text{C}$. При этом потери в обмотке будут определяться следующим образом:

$$P_m = 1,22 I_0^2 R. \quad (8-29)$$

Установлено, что температура перегрева не будет превышать 50°C , если удельная поверхность охлаждения будет не менее $20 \text{ см}^2/\text{Вт}$. Поверхность охлаждения может быть определена по наружной поверхности обмотки, соприкасающейся с наружным воздухом. Температуру внутренних и наружных слоев можно определить по графику рис. 2-1

Для улучшения условий охлаждения производят пропитку обмотки лаками или компаундами. Пропитка

также повышает электрическую и механическую прочность и влагостойкость.

Элементы конструкции трансформаторов и дросселей. Каркас обмотки (катушка) для трансформаторов бытовой и ей аналогичной РЭА выполняется из листовых изоляционных материалов — электрокартона, прессшпана, гетинакса и т. п., а для трансформаторов специальной РЭА — из пластмасс типа АГ-4. Выбор материала каркаса определяется его стоимостью, удобством обработки, теплостой-

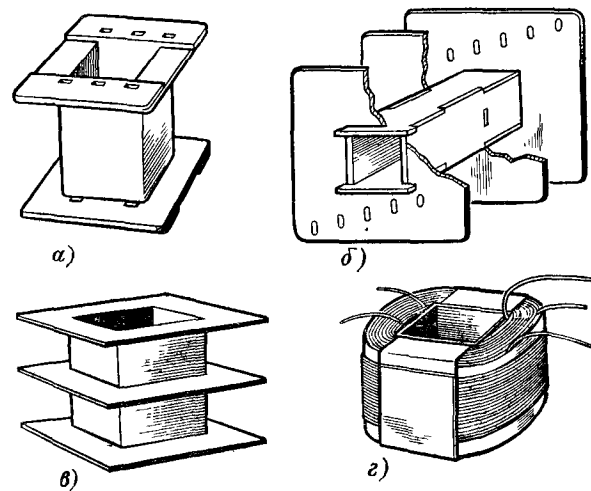


Рис. 8-15. Конструкции каркасов.

а — прессованный из пластмассы; б — составной из штампованных деталей; в — клееный; г — бескаркасная намотка.

костью и гигроскопичностью. Конструкция каркаса определяется способом намотки, устройством выводов, масштабами производства. Намотка внавал требует применения каркаса в виде катушки, а бескаркасная намотка выполняется на простых цилиндрических каркасах (гильзах), склеенных из кабельной бумаги. Широкое применение находят склеенные и составные каркасы из листовых материалов, которые выполняются на более простом оборудовании. Конструкции различных каркасов показаны на рис. 8-15.

Выводы от концов обмоток могут быть выполнены непосредственно обмоточным проводом, выпущенным из катушки на необходимую длину; специальным изолированным многожильным гибким проводом МГШВ, МГШД;

специальными ленточными выводами, укрепленными на внешней изоляции обмотки, а также при помощи специальных контактов, укрепленных на щечках каркаса или элементах крепления сердечника.

Стягивание сердечника малоомощных трансформаторов производится металлической скобкой; сердечник более мощных трансформаторов стягивается специальными планками, при помощи болтов или стяжек. Стягивающее устройство должно обладать необходимой механической прочностью и обеспечивать прочное соединение деталей сердечника.

Защита трансформаторов и дросселей от климатических воздействий может быть осуществлена несколькими способами: пропиткой обмотки или целого трансформатора, обволакиванием, опрессовкой, заливкой в форму (капсулирование) и герметизацией. Наиболее эффективным, но дорогим способом защиты является герметизация. Достаточно надежную защиту создает опрессовка термопластичными полиамидными и полиуретановыми смолами и заливка эпоксидными смолами. Пропитка и обволакивание пригодны лишь для трансформаторов, работающих в нормальных или близких к ним условиях. Подробные данные по выбору изоляционных материалов приведены ниже, в табл. 8-4.

Для защиты входных трансформаторов от различных наводок применяют экранирование. Экранирование от электрических полей может быть получено при расположении трансформатора внутри металлического футляра, надежно соединенного с «землей». Экранирование от магнитных полей достигается расположением трансформатора внутри футляра из магнитного материала. Действие экрана будет тем эффективнее, чем толще материал и выше его магнитная проницаемость. Экраны из электротехнических сталей не обеспечивают большого ослабления магнитного поля и получаются громоздкими и тяжелыми. Экраны из пермаллоя, даже при толщине 0,3 — 0,5 мм, ослабляют наводки почти в 100 раз. Для усиления экранирующего действия экраны делают многослойными.

Экраны должны быть выполнены так, чтобы на пути силовых линий не было стыков и швов с большим магнитным сопротивлением. Расстояния между стенками экрана и трансформатором должны быть не менее 5—10% наружных размеров трансформатора; крепление трансформатора к экрану должно производиться немагнитными материалами.

Экранирование облегчается, если трансформатор имеет небольшие размеры и выполнен на стержневом сердечнике с двумя катушками. В некоторых случаях экраны применяют лишь для защиты обмоток от механических воздействий. Во входных трансформаторах применяют экранирование обмоток друг от друга, размещая между ними

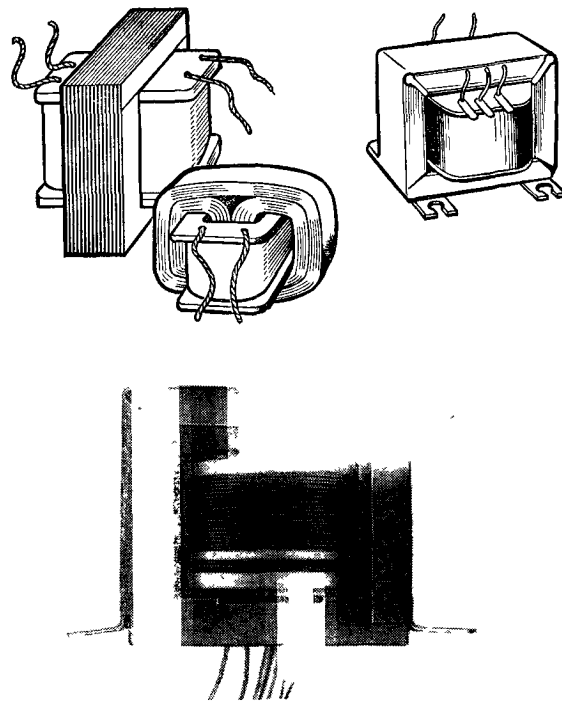


Рис. 8-16. Конструкции низкочастотных трансформаторов.

незамкнутый виток из фольги, соединяемый с корпусом прибора.

Конструкции различных низкочастотных трансформаторов и дросселей показаны на рис. 8-16.

Надежность. Отказы трансформаторов и дросселей в основном происходят из-за обрывов обмоток нарушения контактов и пробоя изоляции. Обрывы обмоток могут быть вызваны как скрытыми дефектами провода, например неравномерным его сечением, так и неправильным режимом

намотки, в результате которого возникают недопустимы натяжения провода. Пробой изоляции может происходить в результате неправильного расчета изоляционных промежутков и зазоров, недостаточного теплоотвода от отдельных участков обмотки, дефектов изоляции провода и дефектов производства — западание витков, неправильное проведение процесса пропитки и т. п.

Повышение надежности трансформаторов и дросселей достигается правильным выбором режима их работы — плотностей тока, изоляционных промежутков, исключающих возможность возникновения местных перегревов и перенапряжений, герметизацией и тщательным проведением технологического процесса.

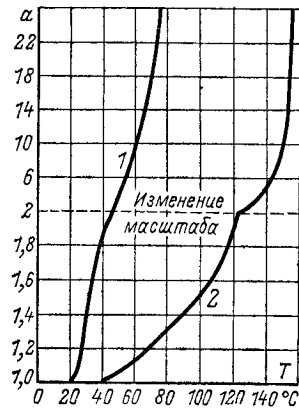


Рис. 8-17. График зависимости относительной интенсивности отказов трансформаторов от температуры окружающей среды.

1 — для трансформаторов повышенного напряжения (анодных); 2 — для трансформаторов низкого напряжения.

транзисторах, отличающихся малыми потребляемыми токами и низкими напряжениями питания. Уменьшить размеры трансформаторов и дросселей, работающих в таких условиях, можно при использовании магнитных материалов с высокой начальной проницаемостью, сердечников нетрадиционных (новых) форм, а также проводов небольшого сечения ($d \approx 40$ мкм) в тонкой изоляции и выполнении всех изоляционных прослоек и стенок каркаса минимальной толщины.

Для миниатюрных и микромодульных трансформаторов наиболее часто применяются кольцевые (тороидальные)

катушечные и обычные штампованные сердечники, из пластин, ширина стержня которых равна всего 2—3 мм. Для придания трансформатору возможно более плоской формы окно пластин делается узким и удлиненным.

Трансформаторы на кольцевых сердечниках малочувствительны к внешним наводкам, но имеют небольшой коэффициент заполнения окна (0,1 — 0,12) и не могут быть использованы при наличии подмагничивания, так как выполняются из сплавов с высокой проницаемостью.

Достоинством катушечного сердечника является достаточно высокое значение проницаемости (до 3000—5000) и простота намотки, а недостатком — увеличенные потери в магнитном материале.

Трансформаторы на шихтованном сердечнике позволяют наиболее полно использовать объем микромодуля. Достоинством их также является более полное использование окна ($f_m \leq 0,2$), высокая магнитная проницаемость (до 10 000) и возможность использования при наличии подмагничивания. Некоторым их недостатком является большая сложность изготовления.

Трансформаторы с объемным витком [8-12]. Недостатком трансформаторов обычной конструкции является большая емкость между обмотками, которая

ограничивает верхнюю границу полосы пропускания. Свободными от этого недостатка являются так называемые трансформаторы с объемным витком. Трансформатор состоит из двух кольцевых сердечников с обмотками, соосно расположенных в замкнутом экране (объемном витке) (рис. 8-18); для устранения емкости между обмотками (проходной емкости) между ними располагают электростатический экран.

При таком выполнении объемный виток является элементом индуктивной связи между обмотками, расположенными на кольцевых сердечниках, так как в нем за счет неизбежных полей рассеяния наводятся токи от первичной

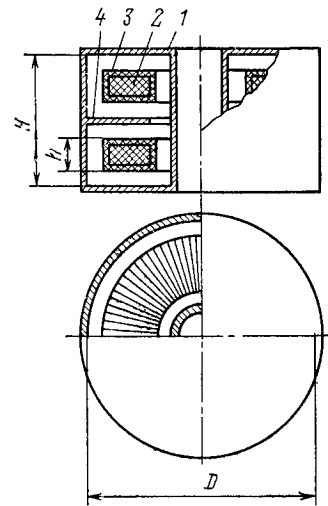


Рис. 8-18. Трансформатор с «объемным витком».

1 — объемный виток; 2 — кольцевой сердечник; 3 — обмотки; 4 — электростатический экран

обмотки, которые в свою очередь индуктируют напряженно во вторичной обмотке. Для уменьшения индуктивности рассеяния объемный виток выполняют из металла с небольшим удельным электросопротивлением — меди, латуни и его покрывают слоем серебра. Кольцевые сердечники выполняют обычно из низкочастотных ферритов с начальной проницаемостью, равной 100—600, а обмотки — из литцендрата. Наиболее удобные соотношения размеров получаются при $H/D = 1,3 \div 1,5$ и $3 \leq H/h \leq 4$.

Применяются такие трансформаторы в широкополосных выходных двухтактных каскадах при мощности до нескольких десятков ватт, при нижней границе полосы пропускания не ниже 50 кГц и верхней границе — до 10 МГц.

Типовые трансформаторы и дроссели. Общие технические требования на трансформаторы низкой частоты для радиовещательных и телевизионных приемников и им подобных устройств установлены ГОСТ 14234-74. Аналогичные требования на дроссели фильтров РЭА установлены ГОСТ 17597-72. Стандартами установлены электрические и конструктивные параметры выходного трансформатора ТВ-ЗЕШ для телевизионных приемников УНТ47/59 и ряда дросселей фильтров радиовещательных и телевизионных приемников. Так, например, нормализованные дроссели типа Д охватывают диапазон индуктивностей от 0,4 до 5,0 Г и токов от 0,08 до 0,38 А; сопротивление дросселей от 18 до 260 Ом.

8.7. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И КОНСТРУИРОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Импульсные трансформаторы предназначены для передачи кратковременных электрических импульсов достаточно большой мощности. Возникающие при этом искажения плоской части импульса определяются величиной индуктивности первичной обмотки L_1 , а искажения фронта — индуктивностью рассеяния L_s . Искажения импульсов также вызываются паразитными колебаниями, возникающими в контуре, образованном индуктивностью рассеяния L_s и собственной емкостью C_0 . Поэтому при выполнении импульсного трансформатора принимаются специальные меры для уменьшения паразитных параметров [8-1, 8-2, 8-16].

При прохождении импульса длительностью τ на обмотках трансформатора могут возникать очень высокие напряжения, определяемые передаваемой мощностью. Поэтому

к импульсным трансформаторам предъявляются требования высокой электрической прочности. Средняя мощность, определяющая нагрев трансформатора, получается сравнительно небольшой.

В импульсном режиме сердечник трансформатора периодически подвергается одностороннему намагничиванию. При достаточно длительном воздействии такого намагничивания процесс стабилизируется и будет определяться очень узкой гистерезисной петлей, называемой импульсной характеристикой (рис. 8-19). Отношение приращения индукции ΔB к соответствующему изменению напряженности магнитного поля ΔH называется импульсной магнитной проницаемостью

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H}.$$

Ее величина зависит от напряженности магнитного поля (рис. 8-20) и для каждого материала определяется экспериментально. Использование магнитных свойств материала должно производиться в пределах прямолинейного участка импульсной характеристики.

При импульсном намагничивании в пластинах сердечника возникают вихревые токи. Они задерживают нарастание магнитного поля и вызывают неравномерное его распределение по сечению пластин. Эти явления сопровождаются искажениями фронта импульса и уменьшением импульсной проницаемости. Можно показать, что кажущаяся проницаемость μ_k будет равна:

$$\mu_k = a\mu_{\Delta}. \quad (8-30)$$

Значение коэффициента a определяется в зависимости от величины отношения τ/τ_c по кривым, представленным на рис. 8-21, а величина τ_c рассчитывается по формуле

$$\tau_c = 10 \frac{\mu_{\Delta} \delta^2}{\pi r}, \quad (8-31)$$

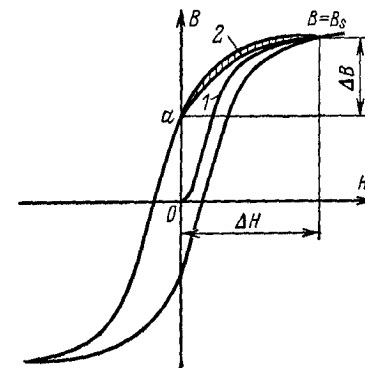


Рис. 8-19. Кривая намагничивания магнитного материала.

1 — начальная кривая; 2 — импульсная характеристика.

где ρ — удельное электросопротивление листа, Ом·м. 10^{-4}
а δ — его толщина, см.

Величину τ_c называют постоянной времени вихревых токов (мкс). Для ослабления их влияния на магнитную проницаемость толщина материала должна быть выбрана так, чтобы $\tau_c \leq \tau/3$. Для употребительных электротехнических сталей $\rho = 0,5 \cdot 10^{-6}$, Ом·м. Величина μ_k определяет индуктивность первичной обмотки трансформатора, которая может быть вычислена по формуле (8-4) при $\mu = \mu_k$.

Величину μ_k можно существенно повысить, если применить размагничивание сердечника от отдельного источ-

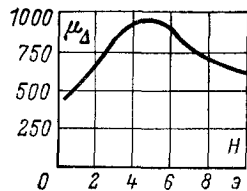


Рис. 8-20. Зависимость импульсной проницаемости от напряженности магнитного поля для электротехнической стали Э310.

ника, создавая поле, обратное тому, которое возникает в течение импульса. При этом начальная точка a перемещается по кривой намагничивания вниз, увеличивая тем самым ΔB (см. рис. 8-19).

Для импульсных трансформаторов применяются ленточные стержневые или кольцевые сердечники из электротехнических сталей Э310-Э330, пермаллоев, а также из ферритов. Толщина ленты зависит от длительности импульса. Приблизительно можно указать, что при длительности импульса порядка 0,25—1,0 мкс толщина ленты должна быть примерно 0,02—0,08 мм, для импульсов длительностью больше 1,0 мкс — 0,05—0,1 мм; изоляция ленты осуществляется методом катафореза.

Для маломощных трансформаторов обычно используют кольцевые сердечники, а для более мощных — стержневые, но удлиненной формы. При такой форме улучшаются условия охлаждения и за счет правильной укладки изо-

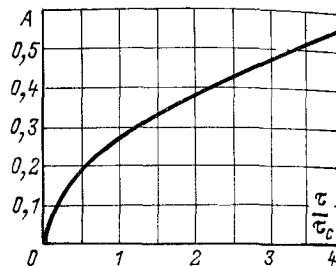


Рис. 8-21. График для расчета кажущейся проницаемости.

ляционных прослоек повышается электрическая прочность и снижается индуктивность рассеяния. Употребительны следующие соотношения размеров: $y_2 = 1,5 \div 2,0 y_1$; $b = (0,5 \div 1,0) y_1$ и $h = (1,5 \div 2,0) y_1$ [8-1].

В маломощных трансформаторах обмотки располагают на одном стержне, в более мощных — на двух стержнях. Обмотки выполняют так, чтобы получить возможно меньшие значения индуктивности рассеяния и собственной емкости. Для этого они делают однослойными и разделяют на секции. Обмотки располагают таким образом, чтобы между их выводами было возможно меньшее импульсное напряжение. Рекомендуется обмотку с меньшим числом витков располагать внутри, а с большим числом витков — снаружи катушки; начала обмоток выводят на одну сторону катушки, а концы — на другую.

Для получения малой величины индуктивности рассеяния одну из обмоток наматывают в два слоя, между которыми помещают вторую обмотку. Для значительного уменьшения коэффициента рассеяния (до 0,5—1,0% и даже меньше) первичная и вторичная обмотки наматываются одновременно двумя проводами, так что витки одной обмотки располагаются между витками другой. Вообще, чем меньше размеры трансформатора, тем меньше паразитные параметры. При выполнении обмоток большое внимание уделяется вопросам обеспечения необходимой электрической прочности.

Расчет импульсных трансформаторов. Точный расчет импульсных трансформаторов достаточно сложен и подробно рассматривается в специальной литературе [8-16]. При этом определяются условия, обеспечивающие минимальные размеры и масса трансформатора и выполнение заданных электрических параметров. Такие условия имеют особенно большое значение для мощных трансформаторов, так как способствуют значительному уменьшению их размеров, массы и стоимости. Маломощные трансформаторы имеют небольшие размеры, которые в ряде случаев определяются конструктивными соображениями, поэтому расчет на получение минимальных размеров проводится для них менее строго.

Рассмотрим особенности такого расчета. В последующих формулах будем выражать все размеры в сантиметрах, длительность импульса — в микросекундах, напряжение — в вольтах, ток — в амперах и индукцию — в теслах. Будем считать заданными: индуктивность первичной обмотки L_1 ,

коэффициент трансформации n , допустимые значения индуктивности рассеяния L_s и собственной емкости C_0 , напряжение на первичной обмотке (импульсное значение) U_1 , ток холостого хода (ток намагничивания) I_n и длительность импульса τ . Будем также считать, что определены значения μ_k и ΔB для выбранного магнитного материала.

Объем сердечника определяется по формуле

$$V_c = \frac{4\pi\mu_k U_1 I_n \cdot 10^{-7}}{\Delta B^2}. \quad (8-32)$$

Так как можно считать, что $V_c = l_c S_c$, то полученное значение V_c позволяет выбрать типовой сердечник и тем самым определить размеры l_c и S_c . Число витков первичной обмотки может быть определено по формуле

$$N_1 = \frac{0,8l_c \Delta B \cdot 10^4}{\mu_k I_n}. \quad (8-33)$$

Число витков вторичной обмотки $N_2 = nN_1$.

Индуктивность обмотки проверяется обычным способом.

Диаметры проводов определяются по действующему значению протекающего тока и допустимой плотности тока по формуле (2-11). Действующее значение тока связано с импульсным значением тока и скважностью $Q = 1/f$ следующим соотношением:

$$I_s = \frac{I}{\sqrt{Q}}, \quad (8-34)$$

где F — частота следования импульсов. При наличии постоянной составляющей I_0

$$I'_s = \sqrt{I_s^2 + I_0^2}.$$

В импульсных трансформаторах допускается высокая плотность тока (до 6—10 А/мм²). Это объясняется малым числом слоев и хорошими условиями охлаждения. Для более мощных трансформаторов плотность тока берется меньше.

Собственная емкость обмоток трансформатора складывается из емкости между витками и емкости между слоями. Емкость между витками обычно мала, и ею пренебрегают. Емкость между слоями зависит от количества слоев, их геометрических размеров и толщин, а также от диэлектрической проницаемости прокладок. Так как импульсный трансформатор, строго говоря, представляет собой систему с распределенными постоянными, то эквивалентная

динамическая емкость его обмоток будет отличаться от статической. Величина динамической емкости может быть определена по формуле

$$C_0 = \frac{\epsilon l_{ср} h}{3,6\pi} \sum_{MN} \frac{\alpha_{MN}}{\delta_{MN}}. \quad (8-35)$$

Здесь δ_{MN} — толщина прокладок между слоями, а α_{MN} — коэффициент приведения, равный

$$\alpha_{MN} = \frac{U_n^2 + U_n U_k + U_k^2}{3U_1^2},$$

где U_n и U_k — импульсные напряжения между обмотками в начале и конце обмоток; U_1 — импульсное напряжение на первичной обмотке. Для пояснения на рис. 8-22 изображена схема расположения слоев обмоток трансформатора. Напряжения U_n и U_k для этой схемы определяются следующим образом;

$$U_n: U_{\alpha-\beta} + U_{\beta-\theta} + U_{\theta-\sigma} + U_{\sigma-\epsilon} + U_{\epsilon-\delta} + U_{\delta-\epsilon};$$

$$U_k: U_{\alpha'-\beta'} + U_{\beta'-\theta'} + U_{\theta'-\sigma'} + U_{\sigma'-\epsilon'} + U_{\epsilon'-\delta'} + U_{\delta'-\epsilon'}.$$

Сумма этих напряжений входит в формулу (8-35); отдельные составляющие могут быть равны нулю.

Индуктивность рассеяния импульсных трансформаторов определяется обычным способом по формуле (8-13) или (8-15). Мощные трансформаторы проверяются на нагрев по удельной поверхности охлаждения.

В качестве межслоевой и межобмоточной изоляции используются обычно бумага, лакоткань, пленки неорганических диэлектриков. Выбор толщин прокладок мощных трансформаторов производится по конструктивным соображениям и с точки зрения получения минимальных индуктивности рассеяния и собственной емкости, а в мощных трансформаторах — исходя из электрической прочности. Ориентировочно можно принять величину допустимой напряженности для лакоткани равной 10 кВ/мм, а для бумаги — до 4 кВ/мм; величина воздушных зазоров и промежутков может быть определена из допустимой напряженности

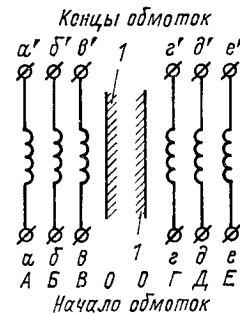


Рис 8-22. К расчету собственной емкости.

Γ — каркас

2—3 кВ/см. Маломощные трансформаторы пропитывают компаундами или лаками или герметизируют; мощные трансформаторы для обеспечения необходимой электрической прочности помещают в масло. Основные параметры импульсных трансформаторов установлены ГОСТ 18630-73.

8-8. ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА И КОНСТРУИРОВАНИЯ МАЛОМОЩНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ ПИТАНИЯ

Трансформатор питания состоит из сердечника, на котором расположено несколько обмоток. Одна из обмоток предназначена для включения в электрическую сеть — первичная или сетевая, другие обмотки — вторичные, вырабатывают необходимые напряжения — от нескольких единиц до нескольких сотен вольт. Общее количество обмоток обычно не превышает четырех-пяти. Мощность наиболее распространенных трансформаторов чаще всего лежит в пределах 30—200 В·А. Частота стационарной питающей сети обычно равна 50 Гц, напряжение сети 127 или 220 В. На подвижных объектах — самолетах, судах частота сети может быть равна 400 Гц и выше. На повышенных частотах размеры трансформаторов получаются значительно меньше, чем на частоте 50 Гц. В качестве примера укажем, что трансформатор, предназначенный для работы на частоте 400 Гц, имеет массу в 3—6 раз меньшую, чем равноценный трансформатор, но для частоты 50 Гц. Выигрыш получается тем больше, чем меньше мощность трансформатора [8-11, 8-15, 8-17, 8-18].

Номинальной мощностью трансформатора питания согласно ГОСТ 17436-72 называют сумму номинальных мощностей вторичных обмоток. Номинальная мощность определяется как произведение тока при номинальной нагрузке на номинальное напряжение. Ряд номинальных мощностей установлен ГОСТ 17463-72; ряд номинальных напряжений вторичных обмоток установлен ГОСТ 10763-64 (см. табл. П-27); ГОСТ 14233-74 устанавливает допустимые отклонения от номинальных напряжений: $\pm 0,15$ В при $U_2 \leq 7,5$ В и $\pm 2\%$ при $U_2 > 7,5$ В.

При проектировании трансформаторов питания считаются заданными номинальные напряжения и токи всех обмоток, частота питающей сети и условия эксплуатации. В результате расчета должны быть определены размеры сердечника, число витков обмоток, диаметры проводов

и размеры изоляционных прокладок и промежутков. При проектировании обеспечивают необходимый тепловой режим и определенную зависимость выходного напряжения от тока нагрузки и температуры. Эта зависимость определяется внутренним падением напряжения на сопротивлении обмоток. В некоторых случаях задается определенная величина тока намагничивания.

Вывод основных соотношений. Для вывода основных соотношений рассмотрим двухобмоточный трансформатор, плотности тока в обмотках которого одинаковы. Для любой обмотки трансформатора справедливы следующие соотношения:

$$E = 4,44 B_m S_c N f \cdot 10^{-4}$$

и

$$I = jq.$$

Как известно, габаритная (или эквивалентная) мощность трансформатора равна:

$$P_r = \frac{1}{2} (P_1 + P_{ном}),$$

где $P_{ном} = \Sigma P_2$ — суммарная мощность, снимаемая с вторичных обмоток трансформатора (номинальная мощность). Снебольшой погрешностью можно считать, что $P_r \approx \frac{1}{2} \Sigma EI$. Учитывая, что обычно $S_c \approx 0,9y_1y_2$, получаем

$$f_m = \frac{\Sigma qN}{100bh},$$

где q — сечение провода, мм². После простейших подстановок получим выражение, определяющее габаритную мощность трансформатора

$$P_r = 2B_m j f y_1 y_2 b h f_m \cdot 10^2. \quad (8-36)$$

Полученное выражение показывает, что габаритная мощность трансформатора пропорциональна произведению сечения сердечника на площадь окна. При неизменных размерах и частоте габаритная мощность пропорциональна индукции B_m и плотности тока j . Так как эти же факторы определяют к. п. д. трансформатора, а следовательно, и температуру перегрева, то их выбор имеет существенное значение.

В трансформаторах наименьшей массы или наименьшей стоимости размеры сердечника связаны определенными соотношениями [8-15]. Учитывая их и решая предыдущее

уравнение относительно основного размера сердечника y_1 , получаем:

$$y_1 = (0,75 \div 0,85) \sqrt[4]{\frac{P_r \cdot 10^2}{2B_m f y_1}} \quad (8-37)$$

Округленное значение y_1 позволяет определить по таблице размеры b и h окна типового сердечника.

Необходимая толщина сердечника y_2 может быть определена из уравнения (8-36):

$$y_2 = \frac{P_r \cdot 10^2}{2B_m f y_1 b h f_m} \quad (8-38)$$

На практике почти всегда используются унифицированные сердечники, например по ГОСТ 20249-74, размеры

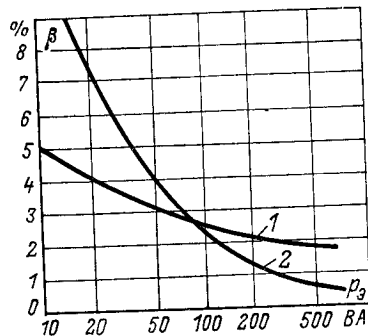


Рис. 8-23. График значений коэффициента β .

1 — для частоты 50 Гц, 2 — для 400 Гц

эффицента заполнения были приведены в табл. 8-1; выбор значений B_m и j будет рассмотрен ниже.

Число витков обмотки определяется необходимым напряжением с учетом внутреннего падения напряжения. Для первичной обмотки имеем $U_1 = E_1 - I_1 R_1$, а для вторичных $U_2 = E_2 + I_2 R_2$. Обозначая $\Delta U = IR$ и $\beta = \Delta U/U$, получаем:

$$\begin{cases} E_1 = U_1 (1 - \beta); \\ E_2 = U_2 (1 + \beta). \end{cases} \quad (8-39)$$

Величина внутреннего падения ΔU зависит от плотности тока и размеров трансформатора, т. е. от его мощности. На рис. 8-23 изображена зависимость коэффициента β от

габаритной мощности трансформатора при средних плотностях тока, указанных ниже. Если плотность тока в какой-либо обмотке будет отличаться от указанной, то значение β следует соответственно изменить.

С учетом (8-39) число витков любой обмотки равно:

$$N = \frac{E \cdot 10^4}{4,44 B_m S_c f} \quad (8-40)$$

При выбранном сердечнике и определенной частоте число витков обмотки зависит от индукции B_m .

Величина

$$N_0 = \frac{10^4}{4,44 B_m S_c f} \approx \frac{10^4}{4 B_m y_1 y_2 f} \quad (8-41)$$

может быть вычислена для каждого типоразмера сердечника; она называется «числом витков на 1 В». Тогда число витков обмотки будет равно: $N = N_0 E$. Точное значение сопротивления обмоток (и соответствующая поправка на внутреннее падение напряжения), а также окончательное число витков определяется после выбора диаметра проводов и расчета их размещения на каркасе. Число витков обмоток для низких напряжений (около нескольких вольт) может быть округлено с точностью до 0,5 витка, а число витков обмоток с более высоким напряжением — до одного витка.

Рассмотрим выбор исходных данных B_m и j .

Магнитная индукция B_m определяет размеры сердечника, число витков обмоток, ток намагничивания и величину потерь в сердечнике. Чем больше индукция, тем меньше размеры сердечника, меньше число витков обмоток, но больше ток намагничивания и величина потерь. Это увеличивает ток первичной обмотки, понижает к. п. д. и увеличивает потери в обмотке. При определенных условиях это может привести к недопустимому перегреву обмоток. Поэтому в маломощных трансформаторах индукцию выбирают не по величине потерь в сердечнике, как это делается в мощных трансформаторах, а по величине тока намагничивания. В трансформаторах повышенной мощности учитываются и потери в сердечнике. Зависимости рекомендуемых средних значений B_m от габаритной мощности для широко употребляемых электротехнических сталей приведены на рис. 8-24.

Плотность тока j определяет к. п. д., потери в обмотках, внутреннее падение напряжения и размеры трансформатора. Чем больше плотность тока, тем меньше

размеры трансформатора, но ниже его к. п. д. и больше внутреннее падение напряжения. При большей плотности тока могут наступить недопустимый перегрев трансформатора и большое внутреннее падение напряжения.

В маломощных трансформаторах плотность тока выбирается по соображениям перегрева обмотки и внутреннего падения напряжения. На рис. 8-25 изображены графики рекомендуемых средних значений плотности тока в зависимости от габаритной мощности, при которых температура перегрева не превышает 50°C . Увеличение допустимой

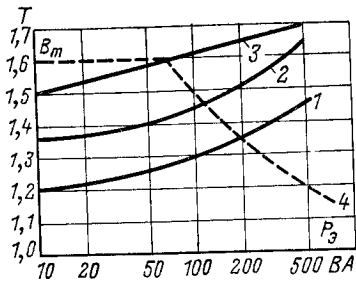


Рис. 8-24. График для выбора индукции в зависимости от эквивалентной мощности трансформатора.

1 — для Э41, Э43 (50 Гц); 2 — для Э310, шихтованный сердечник (50 Гц); 3 — для Э310, ленточный сердечник (50 Гц); 4 — для Э310, ленточный сердечник (400 Гц).

плотности тока при небольших мощностях объясняется более благоприятными условиями охлаждения таких трансформаторов. Плотность тока каждой обмотки зависит от условий ее охлаждения. Так, например, в наружных обмотках, расположенных ближе к охлаждающей поверхности, плотность тока может быть увеличена на 20—25%, в обмотке, расположенной ближе к сердечнику (первичной), — на 10—15%, а в обмотках, расположенных внутри катушки, — уменьшена на 15—20%. Плотность тока может быть увеличена на 10—15% в обмотке из толстого провода. Исходя из плотности тока j , по формуле (2-11) определяют диаметры проводов.

Токи во вторичных обмотках считаются заданными. Ток в первичной обмотке определяется пересчитанными то-

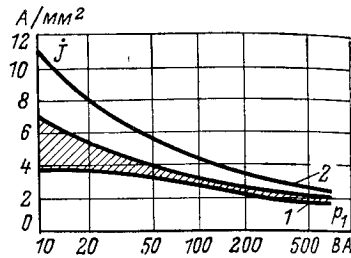


Рис. 8-25. График для выбора плотности тока в зависимости от эквивалентной мощности.

1 — при частоте 50 Гц; 2 — при частоте 400 Гц.

ками вторичных обмоток I_2' , активной составляющей тока, обусловленного потерями в сердечнике и обмотках I_1'' , и тока намагничивания при нагрузке I_1''' .

Пересчитанные токи вторичных обмоток проще всего определяются по суммарной мощности вторичных обмоток, известных из электрического расчета трансформатора:

$$I_1' = \frac{\sum_{k=2}^k P_2}{U_1};$$

активная составляющая тока за счет потерь в сердечнике P_c и обмотках P_m равна:

$$I_1'' = \frac{P_c + P_m}{U_1}.$$

Ток намагничивания при нагрузке может быть вычислен по формуле

$$I_1''' = \frac{H \sim l_c}{N_1}.$$

Определение P_c и P_m будет приведено ниже. Значение H для выбранной индукции может быть определено по графику, приведенному на рис. 8-26.

Полный ток первичной обмотки при нагрузке будет равен:

$$I_1 = \sqrt{(I_1' + I_1'')^2 + I_1'''^2}. \quad (8-42)$$

Ток холостого хода определяется потерями в сердечнике P_c , током I_{1x}'' и током намагничивания в режиме холостого хода I_{1x}''' :

$$I_{1x} = \sqrt{I_{1x}''^2 + I_{1x}'''^2}. \quad (8-43)$$

Определение этих составляющих следует производить при индукции холостого хода B_{mx} , равной

$$B_{mx} = B_m (1 + \beta).$$

Ток холостого хода маломощных трансформаторов может составлять 30—50% полного тока первичной обмотки.

Расчет к. п. д. и температуры перегрева. Для расчета к. п. д. и температурного режима трансформатора следует произвести расчет потерь, которые слагаются из потерь в сердечнике P_c и потерь в обмотках P_m .

Потери в сердечнике вызываются вихревыми токами и гистерезисом. Общая величина этих потерь зависит от материала сердечника, толщины пластин, индукции и массы сердечника. Поэтому величину потерь определяют по так называемым удельным потерям P_0 , т. е. потерям, отнесенным к 1 кг массы сердечника из данного материала. Общие потери в сердечнике будут равны:

$$P_c = P_0 G_c. \quad (8-44)$$

Потери получаются в ваттах, если удельные потери P_0 выражены в ваттах на килограмм, а масса сердечника G_c — в килограммах.

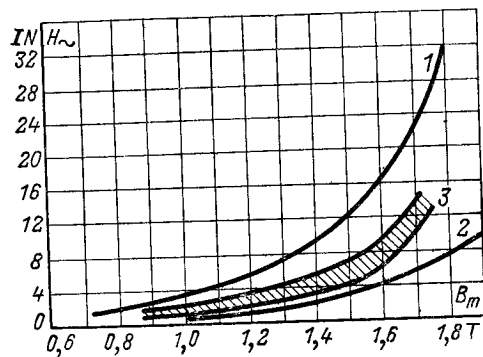


Рис. 8-26. График зависимости H_{\sim} от индукции.

1 — для стали Э41 и Э42 и 2 — для стали Э310 (шихтованные сердечники); 3 — для стали Э310 (ленточные сердечники); на кривой 3 меньшие значения H_{\sim} соответствуют меньшим величинам P_3 .

Объем сердечника, в котором возникают потери, приближенно равен: $V_c \approx l_c S_c$. Принимая плотность электротехнических сталей равной $7,6 \text{ г/см}^3$, получаем (кг):

$$G_c = 7,6 V_c \cdot 10^{-3}. \quad (8-45)$$

Величину удельных потерь для электротехнических сталей, используемых в маломощном трансформаторостроении, указывают при определенных значениях индукции B_m , частоты f и толщины листа δ . Пересчет этих потерь для других условий может быть произведен по следующим формулам:

при изменении индукции

$$P'_0 = P_0 \left(\frac{B'_m}{B_m} \right)^2; \quad (8-46)$$

при изменении частоты

$$P'_0 = P_0 \left(\frac{f'}{f} \right)^{1,3}; \quad (8-47)$$

при изменении толщины листа

$$P'_0 = P_0 \left(\frac{\delta'}{\delta} \right)^2. \quad (8-48)$$

В этих выражениях знаком «штрих» обозначены пересчитанные значения удельных потерь. Значения P_0 приведены в табл. П-21.

Потери в обмотках определяются известным соотношением

$$P_m = \sum I^2 R.$$

Выражая ток I через плотность тока j (А/мм^2), а сопротивление R — через длину и массу провода G_m (кг), получаем:

$$P_m = 2,5 j^2 G_m. \quad (8-49)$$

Масса отдельных обмоток определяется по формуле

$$G_m = 7 d^2 l \cdot 10^{-3}. \quad (8-50)$$

Масса провода G_m получается в килограммах, если диаметр d выражен в миллиметрах, а длина провода данной обмотки $l = N l_{cp}$ — в метрах. Формулы (8-49) и (8-50) выведены для медного провода; плотность меди принята равной $8,9 \text{ г/см}^3$; температура перегрева над окружающей средой — около 70° С . К. п. д. трансформатора может быть вычислен по формуле

$$\eta = \frac{\sum P_2}{\sum P_2 + P_c + P_m}. \quad (8-51)$$

Расчет размещения провода производится обычным способом, как было показано на рис. 8-14. В качестве межслоевой изоляции рекомендуются пропитанные лаком бумаги: для проводов диаметром меньше $0,3 \text{ мм}$ — конденсаторная бумага КОН-1 или КОН-2; для проводов диаметром от $0,3$ до $0,9 \text{ мм}$ — намоточная бумага, а для более толстых проводов — кабельная бумага К-120. В качестве межобмоточной и внешней изоляции также рекомен-

дуются кабельная бумага К-120; при испытательном напряжении до 1500 В — три слоя, а при испытательном напряжении 3000 В — пять слоев. В трансформаторах, предназначенных для работы в более тяжелых климатических условиях, для межслоевой, межобмоточной и внешней изоляции применяют стеклоткань.

Температура перегрева ΔT определяет тепловой режим трансформатора, от которого зависят его эксплуатационные характеристики, надежность, срок службы, а также размеры, масса и стоимость. Чем меньше допустимый перегрев, тем долговечнее и надежнее трансформатор, но тем больше его размеры и масса, выше стоимость. Поэтому температура перегрева должна быть выбрана в соответствии с классом нагревостойкости материалов по ГОСТ 8865-70 и температурой окружающей среды. Допустимые температуры перегрева для трансформаторов с обычной изоляцией (класс У или А), устанавливаются в пределах 45 — 70° С, а при использовании теплостойкой изоляции (класса Е или В) — 100° С и выше.

Температура перегрева зависит от мощности потерь, размеров трансформатора и состояния наружных поверхностей. Определить температуру перегрева можно по формуле

$$\Delta T = \frac{P_m(1 + \nu)}{\alpha_k S_{\text{охл.к}}(1 + \beta \sqrt{v})}, \quad (8-52)$$

где $\nu = P_c/P_m$; $\beta = S_{\text{охл.с}}/S_{\text{охл.к}}$ — отношение наружных охлаждаемых частей поверхности сердечника $S_{\text{охл.с}}$ и катушки $S_{\text{охл.к}}$; α_k — коэффициент теплоотдачи, Вт/(см²·°С). Величины $S_{\text{охл.с}}$ и $S_{\text{охл.к}}$ определяются по геометрическим размерам сердечника и катушки; величина ν может лежать в пределах 0,3 — 0,95, причем большие значения соответствуют сердечникам меньших размеров и сердечникам броневых типов. Коэффициент теплоотдачи α_k зависит от состояния наружных поверхностей; его значение лежит обычно в пределах от $0,9 \cdot 10^{-3}$ до $2 \cdot 10^{-3}$ Вт/(см²·°С); большие значения α_k соответствуют меньшим размерам сердечника.

Для понижения температуры перегрева применяется пропитка трансформаторов теплопроводящими компаундами, покрытие их непрозрачными эмалями с повышенным лучеиспусканием, заделка торцов обмоток теплопроводящими пастами. Теплоотводу от внутренних слоев цилиндрических обмоток способствует размещение между слоями пластинок из медной фольги, концы которых выво-

дятся наружу. В галетных обмотках между галетами помещают ребра охлаждения (радиаторы), также выступающие наружу. Способствует охлаждению и использование шасси для отвода тепла от сердечника. Например, располагая трансформатор с шихтованным сердечником на шасси «лежа», можно понизить его температуру на 5—7° С. Значительное охлаждение дают обдув трансформатора воздухом и испарение специальных жидкостей.

Элементы конструкции трансформаторов питания. Трансформаторы питания могут быть выполнены как на шихтованных, так и на ленточных сердечниках. Выбор того или иного типа производится с учетом получения минимальных размеров и массы стоимости и технологичности.

Установлено, что наименьшая масса и размеры получаются в стержневых трансформаторах; броневые трансформаторы имеют размеры и массу на 15—20% больше. Соответственно ниже получается и стоимость стержневых трансформаторов. При одинаковом внутреннем падении напряжения размеры и масса броневых трансформаторов получаются меньше, чем у стержневых, примерно на 10%. При одинаковой мощности ток намагничивания броневых трансформаторов получается больше, чем у стержневых, на 10—30%. Недостатком стержневых трансформаторов является наличие двух катушек и связанное с этим большое количество выводов, а недостатком броневых — меньшая поверхность охлаждения.

На основании изложенного можно заключить, что с точки зрения получения минимальных размеров, массы и стоимости для трансформаторов средних и больших мощностей можно рекомендовать стержневой сердечник, а для маломощных трансформаторов броневой сердечник. Для простейших маломощных трансформаторов можно использовать стержневой сердечник с одной катушкой. Кольцевые сердечники целесообразно применять для трансформаторов повышенных частот, при которых основной их недостаток — сложность намотки из-за малого числа витков становится несущественным.

Обмотки трансформаторов питания могут быть на каркасе или бескаркасные. Наиболее употребительны цилиндрические обмотки; однако некоторое применение находят галетные обмотки, при которых каждая галета представляет собой самостоятельную деталь, надеваемую при сборке на сердечник. Комбинация различных галет и схем их соединения позволяет получить необходимые токи и напряжения.

Рекомендуемые марки проводов и изоляционных материалов для трансформаторов питания

Класс нагрева по ГОСТ 8865 70	Температура нагрева, °С	Обмоточные провода	Межслоевая и внешняя изоляция	Материалы для каркасов	Пропиточные составы	Покровные составы
У	90	ПЭЛ, ПЭЛШО, ПВД	Бумаги различные	Картон	Цереция	—
А	105	ПЭВ, ПЭМВ, ПЭВЦ	Бумаги кабельная К, телефонная КТЦ, конденсаторная КОН, пропиточная ПП, Лакоткапи ЛУХ, ЛУХСМ, ЛП, ЛШС, ЛШСС	Гетинакс В, Пластмасса (ГОСТ 5689 60) классов А и В, например К 21-22 и др	Лаки 447, 447М, 458, 458М, ГФ 95, АФ 17, ФЛ 98, 100АСФ и др	Лаки 100 АСФ, СВ-1с, Эмали СВД; СПВ, ПКЭ, ОЭП-4171 I и др
Е	120	ПЭВЛ	Пленка лавсан ПЭТФ	Пластмассы (ГОСТ 5689 60) классов Е—В например К 14, 35, ФКПМ-15Т, полиамидная смола № 68	То же и эпоксицидные композиции, лауны, лак МЛ-2	Компаунды МБК с неорганическим наполнителем, лаки СВ-1с, МЛ-32, ЭП-096
В	130	ПЭТВ, ПЭМВ, ПЭЛРВ, ПЭТСО	Стеклоткань, стеклолакоткань, стеклоткань	Пластмассы класса В, К 41 5, АГ-4 (ГОСТ 10087 72), стекло текстолит	То же	Лак 100 АСФ
Ф	155	ПСД, ПСДК	То же	То же	То же	То же
Н	180	ПЭТКСО	То же, стеклотриакталента	Стеклотекстолит	Кремнийорганические смолы, лак КО-947	Лак К-55, эмаль ЭП 74Т
С	> 180	ПКСДКТ, ПСДКТ, ПНСДК, ПЭЖЬ	Слюдяная бумага	То же, материалы на основе слюды	—	—

Стягивание сердечника маломощных трансформаторов производится скобой или лентой. Стягивание сердечников мощных трансформаторов производится при помощи болтов.

Для защиты трансформаторов от климатических воздействий и повышения электрической прочности применяются пропитка обмотки, обволакивание и заливка в форму.

В табл. 8-4 указаны рекомендуемые изоляционные материалы и марки проводов для трансформаторов питания различного назначения.

Полное экранирование трансформаторов питания применяется редко. Для ослабления внешнего магнитного поля и связанных с ним наводок в некоторых случаях транс-

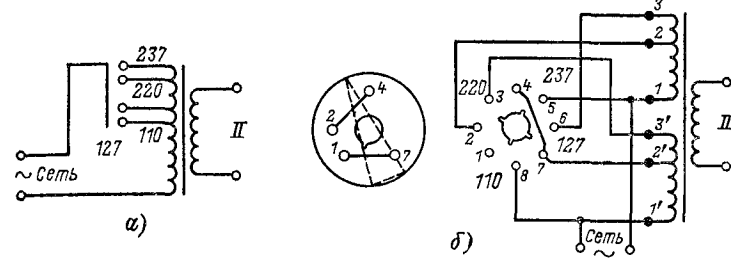


Рис. 8-27 Схемы переключения первичной обмотки

а — при помощи отводов, б — при помощи параллельного или последовательного соединения секций

форматор окружается замкнутой алюминиевой полосой толщиной 2—3 мм, обхватывающей обмотку и сердечник. В радиоприемных устройствах для устранения проникновения индустриальных помех между первичной и вторичными обмотками располагают электростатический экран в виде незамкнутого витка фольги или одного незамкнутого слоя изолированной проволоки. Один из концов экрана соединяется с корпусом прибора.

Переключение обмоток сети питания. Трансформаторы питания измерительных приборов, радиовещательной и телевизионной аппаратуры и некоторых других устройств должны быть универсальными, т. е. допускать включение в сеть со стандартными напряжениями 127 и 220 В, а также в сеть с пониженным напряжением 110 В и повышенным 237 В. Такое включение может быть выполнено двумя способами. В первом случае (рис. 8-27, а) первичная обмотка снабжается отводами, рассчитанными на соответ-

ствующее напряжение. Во втором случае первичная обмотка выполняется из двух отдельных частей (рис. 8-27, б), которые соединяются последовательно или параллельно. Для включения в сеть 237 В соединяются последовательно секции 1-2 и 1'-3': в сеть 220 В — 1-2 и 1'-2': для включения в сеть 127 В соединяются параллельно секции 1-3 и 1'-3': в сеть 110 В — 1-2 и 1'-2'.

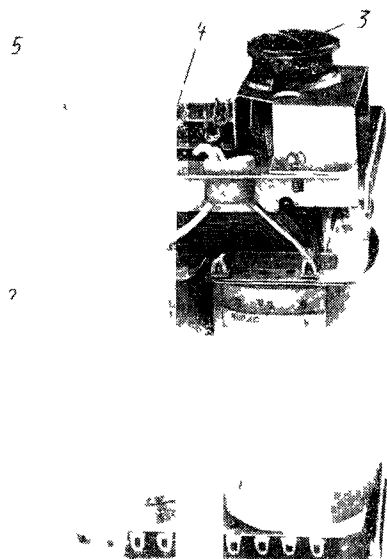


Рис. 8-28 Трансформатор питания.

1 — сердечник, 2 — обмотки, 3 — переключатель напряжения сети, 4 — пленка для предохранителей, 5 — сетевые контакты

Первый способ переключения проще в выполнении; второй способ позволяет лучше использовать провод первичной обмотки и тем самым несколько уменьшить размеры трансформатора. Его существенным недостатком является необходимость точного выполнения обеих половин первичной обмотки и большое число выводов, усложняющее процесс намотки и отрицательно сказывающееся на электрической прочности надежности трансформатора. Внешний вид трансформатора питания показан на рис. 8-28.

Особенности трансформаторов повышенной частоты.
К таким трансформаторам относятся трансформаторы питания обычного типа, предназначенные для включения в сеть с повышенной частотой — 400 Гц, 1000 Гц и выше, трансформаторы преобразователей постоянного напряжения на транзисторах, работающие на частотах выше 1000 Гц, и некоторые другие

Выше было показано, что при неизменных размерах сердечника и индукции габаритная мощность трансформатора пропорциональна частоте. Поэтому размеры трансформатора получаются тем меньше, чем выше частота. Это используется для уменьшения массы РЭА, устанавливаемой на подвижных объектах — самолетах, судах и т. п. Приведем сравнительные данные мощности трансформаторов (В·А) на частоте 50 Гц (P_{50}) и частоте 400 Гц (P_{400}), выполненных на типовых сердечниках.

	P_{50}	P_{400}
ШЛ12×12,5	9	80
ШЛ25×25	135	610
ШЛ40×40	690	2200

Выигрыш от использования повышенных частот получается тем больше, чем меньше мощность трансформатора, выше частота и выше использование магнитного материала. Поэтому кольцевые сердечники дают значительно больший выигрыш, чем броневые и стержневые.

Известно, что при повышении частоты резко увеличиваются потери в сердечнике и на частотах 400 Гц и выше, они становятся преобладающими. Для их относительного уменьшения потери в трансформаторах на повышенные частоты несколько перераспределяют. При этом отношение массы сердечника к массе провода (меди) получается больше, чем в трансформаторах на частоту 50 Гц. В [8-15] показано, что такие трансформаторы имеют меньший ток холостого хода, меньше внутреннее падение напряжения и больший к п. д.

Конструктивно трансформаторы для повышенных частот выполняются аналогично трансформаторам на частоту 50 Гц или маломощным низкочастотным. В них используются ленточные сердечники из электротехнических сталей Э310—Э330 толщиной 0,08-0,15 мм. Трансформаторы для более высоких частот выполняются на шихтованных сердечниках из пермаллоя 50Н. Так как обмотки обычно содержат небольшое число витков, то используют кольцевые сердечники, обеспечивающие более полное использование

магнитных свойств материалов. Основные расчетные формулы и рекомендации были приведены выше.

Порядок расчета трансформаторов. Рекомендуется следующая последовательность расчета трансформатора. После выбора исходных данных — индукции, плотности тока и коэффициента заполнения — по формулам (8-37) и (8-38) или по таблицам выбирается типоразмер сердечника и определяются потери. Число витков отдельных обмоток определяется по формуле (8-40). Диаметры проводов определяются в зависимости от плотности тока по формуле (2-11). После выбора толщин межслоевой и межобмоточной изоляции, а также величины изоляционных промежутков производится расчет размещения провода. Выбор типоразмера сердечника может считаться правильным, если обмотка полностью заполняет его окно с необходимыми зазорами. После определения потерь в обмотках определяется к. п. д. трансформатора и по формуле (8-52) проверяется тепловой режим. Недопустимо высокая температура перегрева свидетельствует о чрезмерно больших значениях плотности тока или величины индукции; слишком низкая температура перегрева свидетельствует о заниженных значениях плотности тока и величины индукции и о возможности уменьшения размеров трансформатора.

В некоторых случаях необходимо произвести быстрый расчет единичного экземпляра трансформатора питания на одном из имеющихся сердечников. Приведем метод такого расчета.

При средних значениях индукции, плотности тока и коэффициента заполнения при частоте 50 Гц из (8-36) можно получить:

$$(y_{1y_2}) \approx (1,3 \div 1,5) \sqrt{P_3}.$$

Это произведение определяет необходимое сечение сердечника. При тех же условиях число витков на 1 В может быть определено из (8-41):

$$N_0 = \frac{45 \div 55}{(y_{1y_2})}.$$

Для определения числа витков любой обмотки эту величину необходимо умножить на соответствующее напряжение. Меньшие значения численного коэффициента соответствуют лучшим сортам трансформаторной стали. Для учета внутреннего падения напряжения число витков первичной обмотки следует уменьшить примерно на 3—5%, а вторичных — соответственно увеличить.

Унифицированные трансформаторы питания [8-15; 8-18]. На базе нормализованных сердечников ШЛ, ПЛ, ШЛО и др. разработаны и выпускаются в массовом порядке унифицированные трансформаторы питания различных типов (ГОСТ 5.2078-73), в основном предназначенных для

РЭА специального назначения. Наиболее употребительными являются трансформаторы типов ТА, ТН и ТАН, предназначенные для устройства питания ламповой РЭА, и типа ТПП — для РЭА на транзисторах; они отличаются более низкими напряжениями. Трансформаторы выполняются в двух вариантах — для частоты 50 и 400 Гц; для частот 1000—5000 Гц предназначены типы ТО и ТП.

Унифицированные трансформаторы охватывают диапазон мощностей от 10 до 500 В·А: диапазон напряжений — от 1 до 400 В. Их конструкция допускает эксплуатацию в тяжелых климатических условиях.

Особенности автотрансформаторов. Для уменьшения размеров трансформаторов питания и сокращения числа обмоток используется автотрансформаторное присоединение основных потребителей, например выпрямительных цепей; вторичные обмотки в таких случаях предназначаются лишь для низковольтных нагрузок. Рассмотрим особенности работы автотрансформаторов без вторичных обмоток.

В теории трансформаторов доказывается, что мощность, передаваемая автотрансформатором в нагрузку, состоит из двух частей: мощности P_n , передаваемой непосредственно, и мощности трансформируемой P_T , т. е. $P_2 = P_n + P_T$. В непосредственной передаче мощности сердечник фактически не участвует, поэтому его размер определяют лишь трансформируемой частью мощности.

Величина трансформируемой мощности может быть определена следующим образом:

$$P_T = (1 - n) P_2, \quad (8-53)$$

где P_2 — полная мощность, снимаемая с выхода автотрансформатора, а n — коэффициент трансформации, который в этом случае определяется как отношение меньшего числа витков к общему количеству витков. По мощности P_T и производится выбор размеров сердечника.

Токи в частях обмотки (без учета тока холостого хода) могут быть определены на основании следующих соображений. В понижающем автотрансформаторе (рис. 8-29, а) по части обмотки 1-2 протекает ток I_{1-2} , а по части 2-3 — ток $I_{2-3} = I_1 - I_2$. В повышающем автотрансформаторе эти токи будут: $I_{1-2} = I_2$ и $I_{2-3} = I_1 - I_2$ (рис. 8-29, б).

Ток I_1 является током первичной цепи, а I_2 — током нагрузки. При наличии вторичных обмоток ток первичной цепи должен быть увеличен на величину дополнительного

тока, равного $U''I''/U_1$. По токам I_{1-2} и I_{2-3} определяются диаметры проводов.

Применение автотрансформаторов особенно выгодно при коэффициентах трансформации, близких к единице, когда трансформируемая мощность мала, а поэтому размеры автотрансформатора получаются небольшими. Небольшим

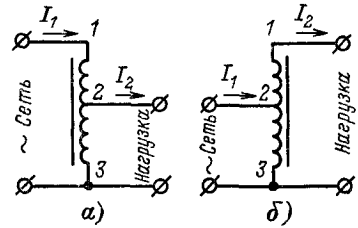


Рис. 8-29. Схемы автотрансформаторов.

а — понижающего; б — повышающего.

получается и внутреннее падение напряжения. Расчет автотрансформаторов не отличается от расчета трансформаторов; из-за отсутствия межобмоточной изоляции использование окна сердечника получается выше на 10—15%.

Пьезокерамические трансформаторы питания. Трансформаторы питания обычного (электромагнитного) типа при малых мощностях ($P \leq 5\text{ВА}$) и больших коэффициентах трансформации выполняют из очень тонкой проволоки, что усложняет процесс изготовления и снижает надежность. Свободными от этого недостатка являются преобразователи напряжения, основанные на использовании пьезоэффекта. Такой преобразователь состоит из пьезокерамической пластины, на которую нанесены группы пар контактов. К одной паре подводится первичное напряжение, другая пара используется для получения напряжения обратной связи; выходное напряжение снимается со специального электрода. Размеры пьезокерамической пластины выбирают так, что частота ее механического резонанса совпадает с частотой подводимого напряжения. Основным достоинством таких пьезокерамических трансформаторов является малая масса, размеры и повышенная надежность [8-20].

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ И ФИЛЬТРЫ

9-1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ЛИНИЯХ ЗАДЕРЖКИ

Линией задержки (ЛЗ) называется четырехполосник, осуществляющий задержку сигнала на заданное время без искажений его формы; при этом допускается измене-

ние амплитуды сигнала на выходе ЛЗ по отношению к амплитуде сигнала на ее входе.

По принципу действия устройства задержки можно разделить на два класса: электронные устройства формирования и пассивные устройства задержки.

Электронные устройства формирования формируют выходной сигнал, задержанный на определенное время, форма и длительность которого могут значительно отличаться от формы и длительности входного сигнала. Они могут быть выполнены на электровакуумных, полупроводниковых и газоразрядных приборах. В данной книге электронные устройства формирования не рассматриваются.

Пассивные устройства задержки не содержат электронных устройств. Задерживая сигнал на заданное время, они должны сохранять его форму. Пассивные устройства задержки можно разделить на электромагнитные ЛЗ и электромеханические (или акустические) ЛЗ. Электромагнитные ЛЗ могут быть выполнены на линиях с распределенными и с сосредоточенными постоянными. Электромеханические ЛЗ делятся на магнитоэлектрические и ультразвуковые. Классификация пассивных устройств задержки приведена в табл. 9-1.

Таблица 9-1

Пассивные устройства задержки

Электромагнитные ЛЗ		Электромеханические (акустические) ЛЗ	
ЛЗ с распределенными параметрами	ЛЗ с сосредоточенными параметрами	Магнитоэлектрические ЛЗ (МЛЗ)	Ультразвуковые ЛЗ (УЛЗ)
1. Коаксиальные ЛЗ	1. ЛЗ со звеньями типа К	1. МЛЗ на продольных колебаниях	1. УЛЗ на объемных волнах
2. Спиральные ЛЗ	2. ЛЗ со звеньями типа «т»	2. МЛЗ на колебаниях кручения	2. УЛЗ на поверхностных волнах
3. Магнитоэлектрические ЛЗ			3. Твердотельные СВЧ УЛЗ
4. Полосковые ЛЗ			
5. Волноводные ЛЗ			

Из табл. 9-1 видно, что существует большое количество способов осуществления задержки передаваемого сигнала. Выбор того или иного способа зависит от требуемого времени задержки.

Необходимые времена задержки соответствуют примерно длительности импульсов, используемых в радиоэлектронике: их диапазон достаточно широк: от 10^{-10} до

100 с. Весь интервал требуемых задержек делится условно на четыре диапазона:

Наносекундный	$10^{-10} \div 10^{-7}$ с
Микросекундный	$10^{-7} \div 10^{-4}$ с
Миллисекундный	$10^{-4} \div 10^{-2}$ с
Секундный — более	10^{-2} с

В каждом из диапазонов используется преимущественно один тип ЛЗ: в наносекундном — электромагнитные с распределенными параметрами, в микросекундном — электромагнитные с сосредоточенными параметрами, в миллисекундном — электромеханические (магнитострикционные или ультразвуковые), в секундном — специальные устройства задержки (электронно-лучевые трубки с накоплением заряда, магнитные носители, ферриты и др.). Устройства задержки секундного диапазона в данной книге не рассматриваются. ЛЗ характеризуются рядом параметров, важнейшими из которых являются:

Величина времени задержки. Под временем задержки t_3 понимают время между одинаковыми по уровню значениями входного и выходного импульсов. Обычно время задержки определяется временным интервалом между точками, соответствующими 50% амплитудного значения входного и выходного импульсов.

Время задержки однозначно определяется углом наклона фазовой характеристики ЛЗ

$$t_3 = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}, \quad (9-1)$$

где $\varphi(\omega)$ — фазовая характеристика ЛЗ, т. е. зависимость фазы выходного сигнала от частоты.

Полоса пропускания. Одним из условий неискаженной передачи сигнала является равномерность частотной характеристики ЛЗ. Обеспечить равномерную частотную характеристику в широкой полосе частот практически трудно, поэтому добиваются необходимой равномерности частотной характеристики в основной части спектра задерживаемого импульса, ограниченной полосой пропускания Л.

Иногда искажения передаваемого импульса оценивают с помощью переходной характеристики по длительности фронта импульса. Длительность фронта импульса t_ϕ определяется между уровнями импульса, соответствующими 10 и 90% его максимального значения. Чем меньше длительность фронта задержанного импульса, тем более высокие частоты пропускает ЛЗ. Известно, что полоса пропускания

связана с длительностью фронта импульса следующим соотношением:

$$П = \frac{0,36}{t_\phi}. \quad (9-2)$$

Линейность фазовой характеристики. Требования линейности фазовой характеристики также являются одним из условий неискаженной передачи сигнала. Допустимая нелинейность фазовой характеристики ЛЗ составляет обычно $\pm(5 \div 10)\%$ в рабочем диапазоне частот.

Волновое сопротивление ρ (или характеристическое сопротивление Z для ЛЗ с сосредоточенными параметрами). Для нормальной передачи задерживаемого сигнала сопротивление нагрузки и внутреннее сопротивление источника сигнала должны быть равны ρ (или Z), в противном случае появляются отраженные волны, ухудшающие многие параметры ЛЗ.

Коэффициент передачи. Вследствие того что ЛЗ обладает потерями, коэффициент передачи ЛЗ меньше единицы. Затухание передаваемого сигнала определяется как отношение мощности, развиваемой источником сигнала непосредственно на нагрузке, к мощности на той же нагрузке, когда между этой нагрузкой и источником сигнала включена ЛЗ. Обычно затухание выражается в децибелах.

Добротность — определяется произведением полосы пропускания на время задержки $Q = Pt_3$ или отношением t_3 к длительности фронта импульса t_ϕ .

Кроме того, немаловажными являются такие параметры ЛЗ, как ее габариты и масса, стабильность t_3 в диапазоне температур и во времени, максимально допустимая амплитуда задерживаемого импульса, надежность работы, стоимость, простота в эксплуатации. Иногда приходится вводить параметры, имеющие смысл только для ЛЗ определенного типа, например уровень паразитных сигналов в акустических ЛЗ, коэффициент перекрытия в ЛЗ с регулированием времени задержки и т. п.

Большинство перечисленных параметров находится в тесной взаимосвязи, а многие требования к параметрам оказываются противоречивыми.

9-2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

Электромагнитные ЛЗ могут быть как с сосредоточенными, так и с распределенными постоянными.

В устройствах задержки наносекундной длительности, к которым предъявляются жесткие требования к сохране-

нию формы задержанного сигнала, используются системы с распределенными постоянными. Идеальным устройством для создания запаздывания является длинная линия. Если длина линии сравнима с длиной волны, электромагнитное поле вдоль такой линии распространяется с конечной скоростью и вследствие этого импульс на выходе линии оказывается задержанным относительно входного импульса. Величина задержки сигнала зависит от конструкции линии и ее геометрической длины.

Применение цепей с сосредоточенными постоянными в наносекундном диапазоне практически невозможно из-за неизбежного наличия паразитных индуктивностей и емкостей. Преимуществом линий с распределенными постоянными является отсутствие в них дискретных элементов: катушек индуктивностей и конденсаторов. Поэтому при производстве не требуется сборка, что увеличивает надежность, упрощает технологию, уменьшает конструктивно-технологические разбросы и в результате обеспечивает большую точность изготовления.

Для задержки сигнала на время от единиц до десятков микросекунд ЛЗ с распределенными постоянными получают громоздкими и неудобными в эксплуатации, поэтому преимущественно используются ЛЗ с сосредоточенными постоянными.

Рассмотрим наиболее распространенные ЛЗ с распределенными и сосредоточенными постоянными.

Коаксиальные ЛЗ. В качестве ЛЗ могут быть использованы коаксиальные линии как жесткой, так и гибкой конструкции (кабели). Линия жесткой конструкции используется редко, так как конструктивно более удобны коаксиальные кабели. Конструкции и основные свойства коаксиальных линий были рассмотрены в гл. 6.

Затухание волны вдоль линии характеризуется комплексным коэффициентом передачи, равным

$$K = e^{-\gamma l} = |K| e^{j\varphi(\omega)},$$

где γ — постоянная распространения; $\varphi(\omega)$ — фазовая характеристика, определяемая выражением

$$\varphi(\omega) = \frac{\omega l}{v}; \quad (9-3)$$

v — скорость распространения фазы волны вдоль линии. Известно, что скорость распространения v зависит от погонных параметров индуктивности L_1 и емкости C_1 , а также

связана с относительной диэлектрической ϵ и магнитной μ проницаемостями:

$$v = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon \mu}}, \quad (9-4)$$

где c — скорость распространения света.

Время прохождения фронта волны по отрезку линии, или время задержки, может быть определено согласно (9-1), (9-3) и (9-4) как

$$t_3 = \left| \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} \right| = \frac{l}{v} = l \sqrt{L_1 C_1}. \quad (9-5)$$

Входящая в это выражение величина $\sqrt{L_1 C_1}$ называется погонным временем задержки (время задержки на единицу длины) и обозначается через t_{30} .

Учитывая, что волновое сопротивление линии определяется согласно (7-1), время задержки можно представить в виде

$$t_3 = l \rho C_1. \quad (9-6)$$

Значения волнового сопротивления ρ и погонной емкости C_1 радиочастотных кабелей, пригодных для передачи и задержки наносекундных импульсов, приведены в [1-30]. Волновые сопротивления коаксиальных ЛЗ лежат в пределах 50—100 Ом, а погонные емкости составляют 50—100 пФ. При таких значениях параметров ρ и C_1 и приемлемых габаритах коаксиальный кабель не может обеспечить задержку более 5—10 нс.

Кроме задержки, разработчика интересуют также искажения формы передаваемого импульса.

Идеальная ЛЗ, в которой отсутствуют потери в проводниках и диэлектрике, не искажает формы передаваемого импульса. В реальных коаксиальных линиях эти потери приходится учитывать. Они влияют в основном на затухание ЛЗ, ограничивая ее полосу пропускания.

Полоса пропускания кабеля зависит от его геометрической длины.

На рис. 9-1 приведены графики зависимости граничной частоты полосы пропускания различных кабелей от их длины [9-4]. Граничная частота полосы пропускания равна частоте, на которой коэффициент передачи линии уменьшается на 3 дБ относительно его значения на низких частотах. Как видно из графика рис. 9-1, одним из достоинств коаксиальных линий задержки являются весьма широкие

полосы пропускания — до десятков гигагерц. Чем уже полоса пропускания ЛЗ, тем больше искажения передаваемого импульса (9-2).

Об искажениях формы передаваемого импульса можно судить также по переходной характеристике. В качестве примера на рис. 9-2 приведены переходные характеристики кабеля РК-50-11-13, построенные для отрезков длиной 1, 5, 10 и 30 м. При задержке микросекундных импульсов с переходными процессами в кабеле можно не считаться

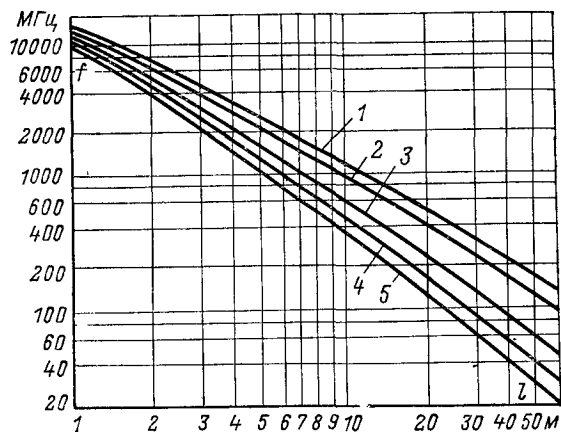


Рис. 9-1. График зависимости полосы пропускания коаксиальных кабелей от их длины.

1 — РК-50-11-13; 2 — РК-100-7-13; 3 — РК-76-4-13; 4 — РК-75-4-16; 5 — РК-50-2-13.

(особенно при малых длинах кабелей). При задержке же наносекундных импульсов переходный процесс в кабеле необходимо учитывать.

Для уменьшения искажений, связанных с потерями в проводнике и диэлектрике, применяют сверхпроводящие коаксиальные линии [9-9; 9-13]. Известно, что некоторые материалы при охлаждении до определенной температуры T_k , называемой критической, теряют свое сопротивление.

Кабель, у которого внутренний проводник выполнен из ниобия ($T_k = 9,22$ К), а внешний — из свинца ($T_k = 7,19$ К), становится сверхпроводящим при помещении его в ванну с жидким гелием ($T = 4,2$ К). При этом про-

димость свинца увеличивается в 10^{17} раз по сравнению с проводимостью при 0° С. Это практически исключает потери в проводниках. Существенно уменьшаются и потери в диэлектрике из-за работы при криогенных температурах. Благодаря этому характеристики линии передачи при температуре жидкого гелия приближаются к характеристикам идеальной линии и задерживаемый импульс практически не искажается. В настоящее время разработаны сверхпроводящие коаксиальные ЛЗ, имеющие добротность более 1000.

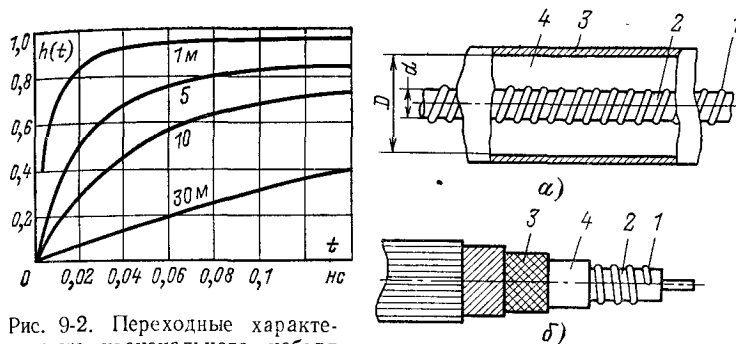


Рис. 9-2. Переходные характеристики коаксиального кабеля РК-50-11-13.

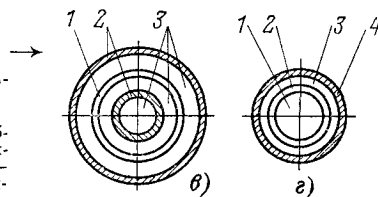


Рис. 9-3. Конструкции спиральных линий.

а — жесткая конструкция; б — гибкая конструкция (кабель задержки); в — двухэкранная; г — одноэкранная с наружной спиралью.

Недостатками сверхпроводящих коаксиальных ЛЗ являются необходимость применения криостата и специальных конструкций малогабаритных коаксиальных разъемов высокого качества. Неточное выполнение коаксиальных разъемов (появление неоднородности в линии) приводит к возникновению отражений, которые ввиду отсутствия затуханий в линии длительное время распространяются от конца к концу и искажают передаваемый импульс.

Спиральные ЛЗ. Погонная задержка для большинства коаксиальных кабелей не превышает 5 нс/м. Для получения больших задержек приходится применять кабели значительной длины, что неудобно. Поэтому коаксиальные кабели в качестве ЛЗ используются лишь при необходи-

мости получить задержку не больше нескольких десятков наносекунд.

Для увеличения времени задержки необходимо увеличивать погонные параметры линии (9-5). Однако увеличение погонной емкости приводит к уменьшению волнового сопротивления (7-1), поэтому увеличивать время задержки целесообразнее за счет увеличения погонной индуктивности. Одним из методов увеличения погонной индуктивности является использование линий с внутренним проводником в виде спирали. Замена прямого внутреннего проводника спиралью приводит к появлению аксиальной составляющей магнитного поля, что значительно увеличивает погонную индуктивность (см. гл. 6).

Спиральные ЛЗ могут быть выполнены в двух вариантах — в виде жесткой (рис. 9-3, а) и гибкой конструкции (кабель задержки, рис. 9-3, б). Спираль из медной проволоки 1 наматывается на центральный диэлектрический стержень 2 и помещается в сплошной медный экран 3. В гибкой конструкции этот экран выполняется в виде оплетки. Пространство между спиралью и экраном заполняется высокочастотным диэлектриком 4.

Спираль может быть выполнена как из изолированной, так и из неизолированной проволоки, круглого или прямоугольного сечения. Изолированная проволока позволяет осуществить сплошную однослойную намотку. Это увеличивает погонную индуктивность, но увеличивает потери за счет потерь в изоляции провода. Неизолированная проволока должна наматываться с шагом. Проволока прямоугольного сечения (лента) снижает потери на 15—25%. Волновое сопротивление спиральной линии велико — сотни и даже тысячи Ом, погонная емкость — 200—2000 пФ/м. Поэтому они обеспечивают задержку от нескольких сотых до 2—3 мкс/м. Время задержки равно:

$$t_s = l \frac{\sqrt{\epsilon}}{c} \sqrt{\frac{1-1/q^2}{4,6 \lg q}} \operatorname{ctg}^2 \psi, \quad (9-7)$$

где t_s — время задержки, с; ϵ — диэлектрическая проницаемость; l — длина линии, см; ψ — угол подъема спирали, град; $c = 3 \cdot 10^{10}$ см/с — скорость света; $q = D/d$; D и d — внутренний диаметр внешнего и наружный диаметр внутреннего проводников соответственно. С увеличением диаметра спирали и уменьшением ее шага время задержки увеличивается.

Волновое сопротивление спиральной линии определяется согласно (6-38).

Искажения формы передаваемого импульса в спиральных ЛЗ появляются по двум причинам. Одна из них обусловлена увеличением потерь с ростом частоты, другая — изменением погонной индуктивности L_1 с частотой. На низких частотах L_1 не зависит от частоты. С увеличением частоты, когда длина волны становится одного порядка с размерами катушки, токи в отдельных витках отличаются друг от друга по фазе, причем эти сдвиги фаз растут с частотой, а погонная индуктивность L_1 уменьшается. Изменение погонной индуктивности с частотой вызывает фазовые искажения, которые значительно преобладают над амплитудно-частотными в спиральной ЛЗ.

Для коррекции фазовой характеристики применяют добавочную емкость, которая выполняется в виде тонких медных пластин, проходящих вдоль оси спирали.

Применяют и другие конструкции спиральных линий. Изменение конструкции позволяет увеличить погонную задержку, уменьшить габариты ЛЗ, изменить величину волнового сопротивления.

Двухэкранный спиральный ЛЗ показан на рис. 9-3, в. Спираль 1 помещается в пространстве между двумя цилиндрическими экранами 2, соединенными на одном из концов. Экраны могут быть сплошными или составленными из полосок. Пространство между экранами 2 и спиралью 1 заполнено диэлектриком 3. Погонная емкость ЛЗ увеличивается вдвое по сравнению с одноэкранный ЛЗ.

Другим вариантом спиральной ЛЗ является линия открытого типа с наружной спиралью (рис. 9-3, г). На сплошной диэлектрический стержень 1 наносится металлическое покрытие 2 (сплошное или разрезанное по образующей цилиндра на ряд полосок), которое является обратным проводом. Стержень покрывается слоем диэлектрика 3, поверх которого наматывается спираль 4. Такая линия более проста конструктивно, чем двухэкранный, но излучает и подвержена влиянию внешних электромагнитных полей; достоинством ее является возможность получения достаточно простой регулировки времени задержки с помощью скользящего контакта, перемещаемого вдоль линии.

Основные характеристики кабелей задержки, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в [1-30].

Магнитодиэлектрическая ЛЗ. Увеличить время задержки можно согласно (9-5) путем уменьшения скорости распространения волны вдоль линии, которая в свою очередь зависит от ϵ и μ (9-4).

Использование материалов с высоким значением ϵ (у конденсаторной керамики, например, $\epsilon = 150$) позволяет существенно увеличить погонное время задержки и сократить тем самым длину линии. Однако при этом волновое сопротивление линии $\rho = \sqrt{\mu/\epsilon}$ значительно уменьшается (иногда до нескольких ом), что затрудняет согласование линии с другими элементами схем. Поэтому более целесообразно увеличивать погонную индуктивность (за счет

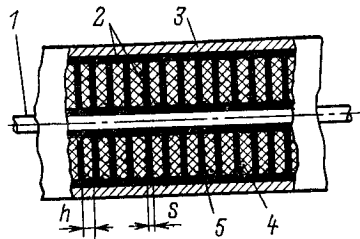


Рис. 9-4. Магнитодиэлектрическая ЛЗ.

за счет увеличения μ), а не емкость (за счет ϵ). Для этого пространство между внутренним и внешним проводниками ЛЗ заполняется ферритом. ЛЗ, предложенная Я. С. Ицхоки и получившая название магнитодиэлектрической ЛЗ, показана на рис. 9-4. На центральный проводник 1, покрытый слоем диэлектрика 2, надевается цилиндр, собранный из чередующихся тонких ферромагнитных 5 и диэлектрических 4 шайб. Разделение ферромагнитных шайб диэлектрическими снижает потери линии. Пространство между цилиндром из шайб и внешним проводником 3 заполняется диэлектриком 2.

Ферромагнитные шайбы толщиной S изготовляют из материала с большой магнитной проницаемостью. Магнитное поле локализуется главным образом в объеме ферромагнитных шайб, а электрическое — в диэлектрике 2. Это позволяет изменять индуктивность практически независимо от емкости. При увеличении толщины h диэлектрических слоев уменьшается емкость, увеличивая волновое сопротивление, так как индуктивность при этом остается постоянной. Таким образом, удается в десятки раз повысить как погонную индуктивность, так и погонную емкость ЛЗ.

Аксиальное электрическое поле между ферромагнитными шайбами приводит к некоторому затягиванию фронта задерживаемого импульса. Для уменьшения искажений следует увеличивать толщину диэлектрических шайб, хотя это и приводит к уменьшению индуктивности, так как общий

объем ферромагнитных шайб при этом уменьшается. Наиболее оптимальным является отношение $h/s \leq 9$.

Магнитодиэлектрическая ЛЗ позволяет осуществить задержки до 0,05—0,2 мкс/м. Ее недостатком является относительная узкополосность (несколько десятков мегагерц).

Полосковые ЛЗ. Кроме коаксиальных линий, в качестве ЛЗ могут быть использованы полосковые линии. Особенно хорошо такие ЛЗ komponуются со схемами, выполненными посредством печатного монтажа. Типы полосковых линий были рассмотрены в гл. 7. Полосковая линия, как и коаксиальная, является экранированной системой. Ее используют в начале наносекундного диапазона, обеспечивая погонную задержку примерно 5 нс/м.

Полосы пропускания полосковых ЛЗ весьма широки — до десятков гигагерц. Волновое сопротивление определяется геометрическими параметрами линии и имеет величину около десятков и сотен ом. По сравнению с коаксиальным кабелем полосковая линия имеет лучшую переходную характеристику.

Полосковая линия может иметь гибкую конструкцию, которую удобно свертывать в бухту, что выгодно в эксплуатационном отношении. Применяют и сверхпроводящие полосковые линии, которые получаются более компактными, чем кабельные. Охлаждение до криогенных температур позволяет получить добротность ЛЗ порядка $10^3 - 10^4$ при полосе пропускания до нескольких десятков гигагерц.

Волноводные ЛЗ. В диапазоне СВЧ в качестве ЛЗ используют металлические волноводы прямоугольного сечения.

Время задержки сигнала при прохождении через волноводную линию равно:

$$t_3 = \frac{l}{c \sqrt{1 - \frac{\lambda^2}{4a^2}}},$$

где l — длина волновода; a — ширина волновода; λ — длина волны; c — скорость света.

Основными недостатками волноводных ЛЗ являются большие габариты и масса, а также значительное затухание, особенно в сантиметровом диапазоне. Так, например, в 3-сантиметровом диапазоне ЛЗ, обеспечивающая время задержки 1 мкс и выполненная на волноводе, имеет массу 100 кг и потери 30 дБ.

Для уменьшения габаритов и удобства размещения в РЭА волноводы скручивают в архимедову спираль. Это приводит к дополнительным потерям, достигающим 50—70 дБ на 1 мкс задержки. Объясняется это тем, что в прямоугольном волноводе в качестве рабочей волны используется волна типа H_{01} , в спиральном же волноводе эта волна преобразуется в другие типы волн, возникающие в силу неоднородности геометрических размеров волновода, что и приводит к дополнительным потерям и искажениям сигнала.

Некоторого уменьшения массы ЛЗ можно достигнуть при использовании линии со встречными штырями, но они не получили распространения из-за большого затухания, сложности конструкции и малой прочности.

В настоящее время разрабатываются твердотельные СВЧ ЛЗ на кристаллах кварца, рубина, граната, сапфира и др. Они будут рассмотрены в § 9-3.

ЛЗ с сосредоточенными параметрами. При больших значениях требуемого времени запаздывания длинная линия приобретает очень большие размеры. Для осуществления задержек 1—10 мкс используют ЛЗ, в которых погонная индуктивность и емкость образованы дискретными элементами. ЛЗ с сосредоточенными параметрами часто называют искусственными линиями задержки, или ЛС-линиями. Они представляют собой многозвенные фильтры нижних частот (ФНЧ). ФНЧ должен пропускать колебания некоторой полосы частот (полосы прозрачности), которая занимает область от нуля до частоты среза ω_c . Для этого последовательная ветвь звена должна представлять собой индуктивное сопротивление, увеличивающееся с частотой:

$$Z_1 = j\omega L,$$

а параллельная ветвь — емкостное сопротивление, уменьшающееся с частотой:

$$Z_2 = \frac{1}{j\omega C}.$$

На рис. 9-5 показаны искусственные линии, составленные из Т-образных и П-образных звеньев.

Так как ЛЗ с сосредоточенными параметрами не имеют линейной протяженности, то понятие о скорости распространения носит условный характер. Сигнал на выходе

такой ЛЗ появляется одновременно с входным сигналом, но нарастание его на выходе происходит сначала медленно, а затем, через некоторый промежуток времени, который мы принимаем за время запаздывания t_z , выходной сигнал быстро достигает значительного уровня.

Существуют два типа искусственных линий задержки: типа k и типа m [9-2; 9-14].

Искусственные ЛЗ, изображенные на рис. 9-5, являются фильтрами типа k , в которых произведение сопротивления плеч $Z_1 Z_2$ равно некоторой постоянной величине k , не зависящей от частоты

$$Z_1 Z_2 = j\omega L \frac{1}{j\omega C} = \frac{L}{C} = k.$$

При анализе ЛЗ с фильтрами типа k полагают, что в

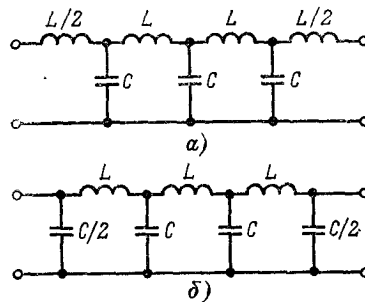


Рис. 9-5. Схемы искусственных ЛЗ, составленных из Т-образных (а) звеньев и П-образных звеньев (б).

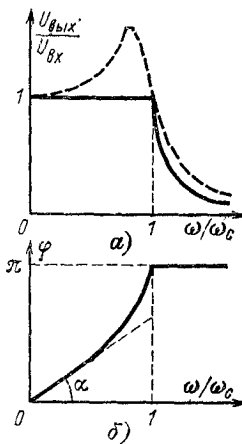


Рис. 9-6. Характеристики искусственных ЛЗ.

а — амплитудно-частотная; б — фазочастотная.

полосе прозрачности фильтр нагружен на постоянное характеристическое сопротивление (согласованный фильтр), а потери в элементах фильтра отсутствуют. Амплитудно-частотная характеристика согласованного фильтра в полосе частот от нуля до частоты среза ω_c идеальна, а при $\omega > \omega_c$ быстро падает (сплошная линия на рис. 9-6, а). Фазовая характеристика отличается от линейной даже при $\omega < \omega_c$ (рис. 9-6, б). Добиться полного согласования фильтра практически не удастся, так

как характеристическое сопротивление фильтра зависит от частоты

$$Z_T = \rho \sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}; \quad (9-8)$$

$$Z_{II} = \frac{\rho}{\sqrt{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2}}; \quad (9-8a)$$

$$\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}, \quad (9-9)$$

где ρ — волновое сопротивление; Z_I , Z_{II} — характеристические сопротивления Т-образного и П-образного звена фильтра соответственно. При этом реальная частотная характеристика ЛЗ отличается от идеальной (пунктирная кривая на рис. 9-6, а). Из этого рисунка видно, что фильтр близок к идеальному лишь для частот, достаточно малых по сравнению с частотой среза ω_c , которая определяется через параметры следующим образом:

$$\omega_c = \frac{2}{\sqrt{LC}}. \quad (9-10)$$

Фазовая характеристика также линейна лишь в узком диапазоне частот, не превышающем $(0,2 \div 0,3)\omega_c$. В этом диапазоне время задержки равно:

$$t_3 = \text{tg } \alpha_0.$$

С повышением частоты угол наклона фазовой характеристики меняется и время задержки, определяемое как

$$t_3 = \frac{d\varphi(\omega)}{d\omega} = \text{tg } \alpha,$$

возрастает.

Время задержки ЛЗ, составленной из n звеньев, равно:

$$t_3 = \frac{2n}{\omega_c} = n \sqrt{LC}. \quad (9-11)$$

ЛЗ со звеньями типа k можно применять там, где не предъявляется жестких требований к форме задерживаемого сигнала, так как неравномерность t_3 в полосе пропускания приводит к увеличению длительности фронта импульса и искажению формы передаваемого сигнала.

Длительность фронта передаваемого импульса можно найти из эмпирической формулы [9-6; 9-2]:

$$t_{\phi} = 1,13 \sqrt[3]{n \sqrt{LC}}. \quad (9-12)$$

При расчете ЛЗ время задержки t_3 и допустимое значение длительности фронта импульса t_{ϕ} заданы. Из (9-11) и (9-12) можно определить необходимое число звеньев

$$n = \left(1,13 \frac{t_3}{t_{\phi}}\right)^{3/2}. \quad (9-13)$$

Решая совместно (9-9) и (9-11), находим параметры линии при согласовании ее с нагрузкой $R_H = \rho$:

$$L = \frac{t_3 \rho}{n}; \quad C = \frac{t_3}{n \rho}.$$

Приведенные формулы показывают, что чем жестче требование к неискаженной передаче задерживаемого импульса (меньше t_{ϕ}), тем больше звеньев должна содержать ЛЗ и тем меньше должны быть параметры ЛЗ L и C . Предельным значением емкости являются паразитные емкости схемы. С другой стороны, с увеличением требуемого времени задержки параметры звена L и C нужно увеличивать.

В реальных фильтрах потерями пренебречь нельзя. Они растут с частотой и приводят к завалу частотной характеристики ЛЗ, т. е. к дополнительному искажению сигнала. Кроме того, при большом числе звеньев сигнал значительно ослабляется. Поэтому такие ЛЗ применяют для получения задержек не более 5—10 мкс, так как большие значения задержек требуют большого числа звеньев, что значительно увеличивает габариты ЛЗ и ослабление передаваемого сигнала.

Недостатками ЛЗ со звеньями типа k являются малое время задержки, плохое использование полосы прозрачности (модуль коэффициента передачи остается постоянным в пределах $\sim 0,2\omega_c$) и сильное изменение характеристического сопротивления в полосе прозрачности, что затрудняет согласование ЛЗ с нагрузкой. Устранить указанные недостатки можно за счет усложнения схемы, введения дополнительных элементов. Звенья типа m , например, можно получить из звеньев типа k , перенося часть индуктивности в параллельные плечи (рис. 9-7, а и б) или, наоборот, часть емкости в последовательные плечи (рис. 9-7, в). В первом случае звено носит название последовательно-производного звена, во втором — параллельно-производного звена.

Свое название звенья типа m получили по расчетному параметру m , который характеризует изменение индуктив-

ности L_1 последовательного плеча в звене типа m по сравнению с индуктивностью L того же плеча в звене типа k :

$$m = \frac{L_1}{L}. \quad (9-14)$$

Параметр m является постоянным заданным числом. Для того чтобы полоса пропускания у звена типа m оставалась такой же, как и у звеньев типа k , необходимо

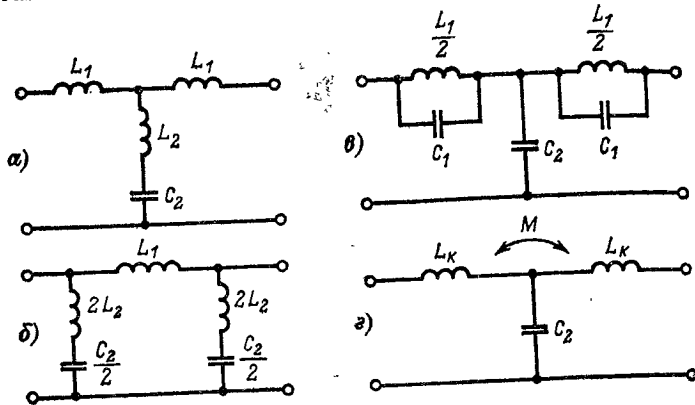


Рис. 9-7. Схемы звеньев типа m .

а — последовательно-производное Т-образное; б — последовательно-производное П-образное; в — параллельно-производное Т-образное; г — введение магнитной связи для реализации отрицательной индуктивности.

выдерживать следующие соотношения в схемах последовательно-производных звеньев (рис. 9-7, а и б):

$$L_1 = mL; \quad (9-15)$$

$$L_2 = \frac{1-m^2}{4m} L; \quad (9-15a)$$

$$C_2 = mC. \quad (9-15b)$$

В схеме параллельно-производного звена (рис. 9-7, в) параметры L_1 и C_2 определяются аналогично (9-15), (9-15, б) а

$$C_1 = C \frac{1-m^2}{2m}. \quad (9-16)$$

Параметр m может быть выбран либо из условия постоянства характеристического сопротивления, либо из условия постоянства задержки в полосе пропускания.

Первое условие выполняется при $m = 0,6$. При этом значительно уменьшаются искажения из-за отражений.

Второе условие выполняется при $m = 1,27$. Однако при $m > 1$ индуктивность L_2 (9-15, а) и емкость C_1 (9-16) должны быть отрицательными. Отрицательную емкость можно синтезировать с помощью усилителей с обратной связью, но это весьма сложно. Отрицательная индуктивность может быть реализована введением магнитной связи между катушками последовательного плеча так, чтобы их магнитные потоки действовали навстречу друг другу (рис. 9-7, в). При этом имеем:

$$L_k = L \frac{1+m^2}{4m}; \quad (9-17)$$

$$M = L \frac{m^2-1}{4m}. \quad (9-18)$$

ЛЗ, составленная из звеньев типа m , позволяет значительно снизить искажения импульсов при той же частоте среза, что и в ЛЗ, составленных из звеньев типа k .

Достоинством ЛЗ со звеньями типа m также является увеличение времени задержки на звено в m раз

$$t_3 = nm \sqrt{LC}. \quad (9-19)$$

Увеличение времени задержки позволяет уменьшить требуемое число звеньев в m раз по сравнению с числом звеньев типа k .

Общее время задержки и длительность фронта переходной характеристики ЛЗ, состоящей из n звеньев типа m при $m = 1, 2$, согласно [9-6] равны;

$$t_3 = 1,2n \sqrt{LC}; \quad (9-20)$$

$$t_\phi = 1,15 \sqrt[3]{n} \sqrt{LC}. \quad (9-21)$$

Отсюда необходимое число звеньев ЛЗ при заданных t_ϕ и t_3 может быть вычислено по формуле

$$n = 0,94 \left(\frac{t_3}{t_\phi} \right)^{3/2}. \quad (9-22)$$

При условии согласования ($R_n = \rho$) из (9-9) и (9-20) определяем величины L и C :

$$C = \frac{t_3}{1,2n\rho}; \quad (9-23)$$

$$L = \frac{t_3\rho}{1,2n}. \quad (9-24)$$

Зная величины L и C , можно найти параметры звеньев типа m согласно выражениям (9-15) — (9-18).

Конструктивно Т-образное звено при $m = 1,27$ представляет собой однослойную катушку с отводом от средней точки, к которому присоединяется конденсатор (рис. 9-8, а). Рассмотрим особенности конструктивного расчета катушки.

По известным из электрического расчета значениям L_k (9-17) и M (9-18) находим отношение l/D из графика рис. 9-8, б [9-11]. Диаметр сердечника задаемся произвольно, а по найденному значению l/D определяем длину

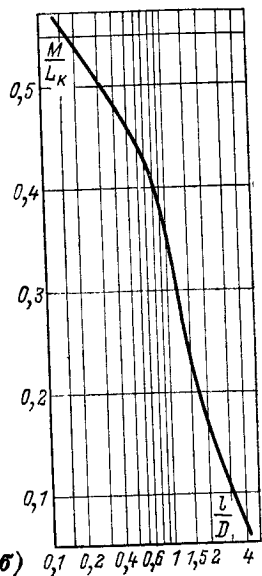
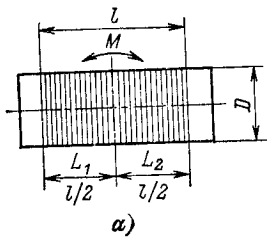


Рис. 9-8. К расчету катушек с взаимной индуктивностью.

намотки l . Число витков определяется по формуле (4-21) обычным образом.

Диаметр обмоточного провода выбирается равным $d_0 \leq l/N$.

При больших значениях индуктивности катушки выполняются на кольцевых сердечниках из феррита. Если получить требуемые значения L_k и M на одном сердечнике не удастся, то используются два или три сердечника на звено (рис. 9-9). На каждый сердечник наматывается только часть витков одной катушки N_2 и основная часть витков N_1 другой катушки.

При $m = 1,27$ характеристическое сопротивление фильтра в полосе частот оказывается непостоянным. Для уве-

личения постоянства на входе и выходе ЛЗ включают корректирующие Г-образные звенья с $m = 0,6$, которые устраняют искажения за счет отражений. Однако корректирующие звенья уменьшают постоянство t_3 в полосе частот.

Промышленность выпускает несколько типов искусственных ЛЗ, основные данные которых приведены в приложении (см. табл. П-28). В них применены катушки с сердечниками из магнитоэлектрика (карбонильного железа, альсифера) или феррита и конденсаторы типов КТК и КСО, которые размещаются внутри корпуса ЛЗ. Большинство ЛЗ герметизируется.

Регулировка времени задержки. Существуют области применения ЛЗ, где время задержки необходимо изменять. Изменение времени задержки может быть плавным и дискретным.

В электромагнитных ЛЗ переменную задержку можно осуществить двумя способами: изменением геометрической длины линии или изменением электрической длины (т. е. изменением скорости распространения волн).

Рассмотрим различные способы осуществления переменной задержки изменением геометрической длины линии.

Первый из них состоит в конструировании раздвижных (телескопических) линий с воздушным заполнением. Для получения задержки 1—2 нс длина линии должна быть равна 30—60 см. При этом необходимо обеспечить хорошее качество контактов и точность выполнения переходов одного сечения линии к другому.

Второй способ позволяет получать дискретные значения времени задержки. Он осуществляется с помощью переключателей, направляющих сигнал через или в обход отдельных участков линии, по которой распространяется сигнал. В качестве таких переключателей в диапазоне СВЧ используются $p-i-n$ диоды. Недостатком таких схем является трудность согласования диодов с линией.

Изменение электрической длины линии возможно при использовании переменной емкости или индуктивности. В первом случае ЛЗ нагружается варактором, емкость которого меняется напряжением смещения. Данный способ применим лишь для получения наносекундных задержек.

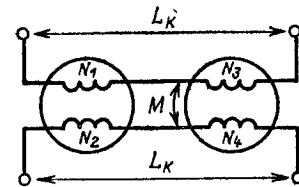


Рис. 9-9. Катушки с взаимной индуктивностью на кольцевых сердечниках.

Во втором случае используется спиральная ЛЗ, в которой спираль наматывается на ферромагнитный сердечник. Изменением магнитного смещающего поля получают изменение погонной индуктивности и, следовательно, времени задержки. Свойства магнитного материала позволяют применять такую ЛЗ на частотах, не превышающих 1—2 ГГц.

В искусственных ЛЗ с дискретными элементами чаще всего применяется ступенчатая регулировка времени задержки, которая достигается механическим переключением

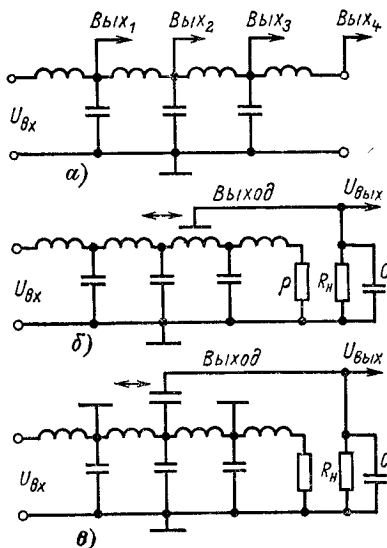


Рис. 9-10. Регулируемые ЛЗ.

а — с механическим переключением отвода; б и в — с механическим перемещением емкостного токосъема.

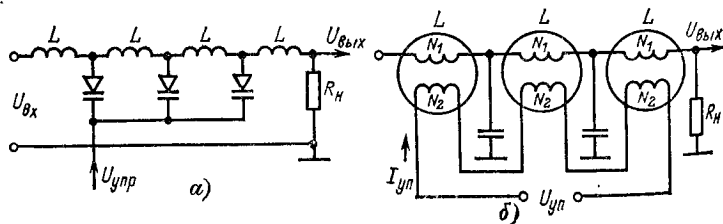


Рис. 9-11. Регулируемые ЛЗ с электрическим управлением.

а — регулировка емкостями звеньев; б — регулировка индуктивностями звеньев.

Плавное электрическое управление временем задержки может быть осуществлено изменением емкости конденсаторов или индуктивности катушек линии. В качестве электрически управляемой емкости применяют варикапы (рис. 9-11, а), а в качестве электрически управляемой индуктивности — катушки на кольцевых сердечниках с дополнительной обмоткой подмагничивания (рис. 9-11, б). Изменяя ток подмагничивания, можно изменять индуктивность основной обмотки.

9-3. ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИЕ ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

Значительно большее время задержки можно получить, используя конечную скорость распространения ультразвуковых колебаний в твердой или жидкой среде. ЛЗ, основанные на этом принципе, называются электромеханическими или акустическими.

Скорость распространения механических колебаний в звукопроводе зависит от свойств среды и в 10^4 — 10^5 раз меньше скорости света, что позволяет получить задержку до нескольких миллисекунд при приемлемых габаритах ЛЗ.

Основными элементами электромеханической ЛЗ являются звукопровод и электромеханические преобразователи. Один преобразователь на входе ЛЗ преобразует электрические колебания в механические (акустические), другой (на выходе ЛЗ) производит обратное преобразование.

Для преобразования электрических колебаний в механические (акустические) используют два физических эффекта — пьезоэлектрический и магнитострикционный. ЛЗ, использующие пьезоэлектрический эффект, получили название ультразвуковых ЛЗ, во втором случае ЛЗ называются магнитострикционными. Магнитострикционные ЛЗ используются на частотах, не превышающих 5—6 МГц. На более высоких частотах используют ультразвуковые ЛЗ.

Акустические ЛЗ вносят значительное ослабление сигнала до 50—80 дБ, которое обусловлено затуханием волн в звукопроводе и двукратным преобразованием электромагнитных волн в акустические и обратно. Поэтому акустические ЛЗ часто используются в сочетании с усилительными приборами для компенсации ослабления.

Рассмотрим основные типы электромеханических ЛЗ. **Магнитострикционные ЛЗ (МЛЗ).** Магнитострикционной ЛЗ называется устройство, в котором для временной за-

держки электрического сигнала используются прямой и обратный эффекты магнитострикции.

Магнитострикционный эффект — это свойство некоторых металлов (никель, железо, кобальт) деформироваться при намагничивании и, наоборот, изменять свою магнитную индукцию при деформации.

Магнитострикционные ЛЗ могут быть двух типов: работающие на продольных колебаниях и на колебаниях кручения.

Магнитострикционные ЛЗ, работающие на продольных колебаниях, конструктивно наиболее просты. Устройство такой ЛЗ показано на рис. 9-12.

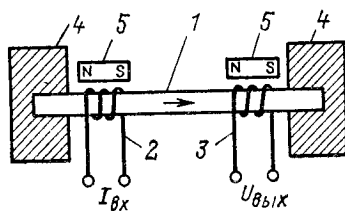


Рис. 9-12. Устройство магнитострикционной ЛЗ.

На звукопроводе 1 расположены входная 2 и выходная 3 катушки преобразователей. Сигнал, подлежащий задержке, подается в катушку входного преобразователя 2 в виде импульса тока. Протекающий по катушке 2 ток создает в ней магнитное поле. В результате прямого эффекта магнитострикции в звукопроводе под катушкой образуется продольная ультразвуковая волна, которая распространяется по звукопроводу в обе стороны. Эта акустическая волна при прохождении под катушкой выходного преобразователя 3 вследствие обратного магнитострикционного эффекта создает в ней э. д. с. (задержанный сигнал), величина которой пропорциональна механической деформации. Для поглощения паразитных сигналов, отраженных от концов звукопровода, к концам ЛЗ подключаются демфирующие устройства (звукопоглощающие нагрузки) 4. Над катушками входного и выходного преобразователей устанавливаются постоянные магниты 5, выполняющие роль постоянного магнитного смещения.

Рассмотрим подробнее элементы, составляющие ЛЗ. Звук о провод выполняется из материала, который должен обладать возможно более резко выраженной магнитострикцией, высоким удельным сопротивлением, малыми температурными изменениями линейных размеров, малым затуханием звуковых колебаний. Наиболее приемлемым материалом, отвечающим этим требованиям, является никель либо железоникелевые сплавы.

В последнее время разработаны магнитострикционные ферриты.

Звукопровод выполняется в виде круглого стержня. Диаметр стержня для предотвращения искажений передаваемого сигнала выбирается меньше $1/3$ длины волны в нем. На частоте 5 МГц (длина волны в никеле при этом 5 мм) диаметр стержня не может быть больше 1 мм. Фактически звукопровод делается проволочным. Диаметр выбранного звукопровода влияет на уровень выходного сигнала.

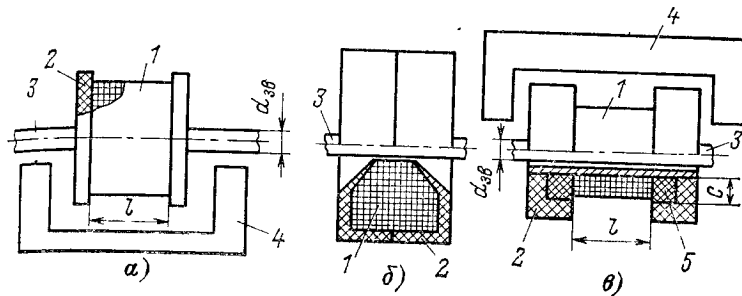


Рис. 9-13. Конструкции преобразователей.

а — простейшего типа, б — с броневым ферритовым сердечником; в — с ферритовыми кольцами; 1 — катушка; 2 — каркас катушки; 3 — звукопровод; 4 — постоянный магнит; 5 — ферритовые кольца

Длина звукопровода l_3 выбирается исходя из требуемой величины задержки

$$l_3 = vt_3,$$

где v — скорость распространения продольных волн по звукопроводу, см/с:

$$v = \sqrt{\frac{E}{\rho}};$$

E — модуль упругости материала звукопровода (модуль Юнга), дин/см²; ρ — удельная плотность материала звукопровода (г/см³).

Для уменьшения объема, занимаемого ЛЗ, звукопровод обычно свертывают в объемную винтовую или плоскую спираль.

Устройство преобразователя показано на рис. 9-13, а. Он представляет собой узел, состоящий из катушки индуктивности 1, намотанной на каркас 2 и расположенной на отрезке звукопровода 3. Оптимальная

длина катушки l должна быть меньше половины длины ультразвуковой волны в звукопроводе. При другой длине катушки эффективность преобразователя снижается. Индуктивность катушки обычно составляет десятки микрогенри.

Конструкция преобразователя влияет на полосу пропускания ЛЗ; для ее расширения желательно сосредоточить магнитное поле на весьма малом участке звукопровода, приблизив закон распределения поля в катушке возбуждения к прямоугольному. Для этого обмотку катушки возбуждения 1 располагают между ферритовыми кольцами 5 , укрепленными в боковой щечке каркаса 2 (рис. 9-13, а), что увеличивает максимальную частоту линии на 20—25%, а коэффициент передачи в 1,3—1,5 раза, но и в этом случае полоса пропускания обычно не превышает 1,5 МГц [9-12]. Другим способом расширения полосы пропускания ЛЗ является использование магнитострикционных преобразователей на броневых сердечниках (рис. 9-13, б). Каркас катушки 2 выполнен из магнитодиэлектрика с малыми потерями и служит экраном для обмотки 1 , которая размещена внутри каркаса. Индуктивность рассеяния устройства близка к нулю. Распределение магнитного поля близко к прямоугольному и сосредоточено на малом участке, что и приводит к расширению полосы пропускания.

Постоянные магниты, создающие начальную намагниченность преобразователей H_0 , введены для того, чтобы частота звуковых колебаний совпадала с частотой подводимых электромагнитных колебаний. Это иллюстрирует рис. 9-14, где представлена зависимость относительного изменения длины звукопровода $\Delta l/l$ от величины подмагничивающего поля H . Из рисунка видно, что при отсутствии магнитов ($H_0 = 0$) звукопровод будет совершать колебания с удвоенной частотой относительно частоты возбуждающего колебания. Преобразованный выходной сигнал оказывается сильно искаженным. При наличии постоянного магнита ($H_0 \neq 0$) рабочая точка сдвигается вправо. Преобразователь находится под воздействием двух полей — постоянного H_0 и переменного H_m . Колебания звукопровода полностью соответствуют поданному на вход преобразователя переменному электрическому сигналу. Для неискаженной передачи необходимо, чтобы работа происходила на линейном участке характеристики. Обычно используют постоянные кольцевые магниты, имеющие компактную конструкцию.

Звукопоглощающие насадки, используемые для устранения отражений от концов звукопровода, представляют собой оконечные грушевидные нагрузки из эластичных материалов (битум, пористая резина, свинец, синтетические смолы и др.).

Для крепления звукопровода служат держатели, которые не должны поглощать и отражать ультразвуковой сигнал. Обычно используются литые резиновые держатели, выполненные из фторопласта-4.

Звукопровод и катушка преобразователя чувствительны к электромагнитным наводкам, и поэтому магнитострикционные ЛЗ обычно помещают в экран.

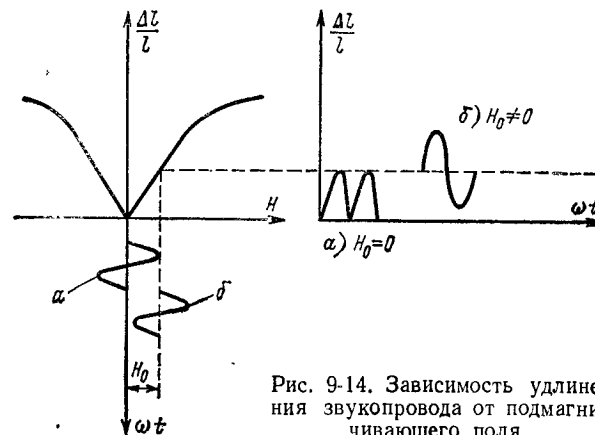


Рис. 9-14. Зависимость удлинения звукопровода от подмагничивающего поля.

Недостатком магнитострикционных ЛЗ, работающих на продольных волнах, является недостаточная температурная стабильность и наличие дисперсии (зависимость времени задержки от частоты), которая приводит к искажениям передаваемого импульса. Дисперсия при распространении отсутствует у волн кручения. Поэтому на практике чаще используют магнитострикционные ЛЗ с колебаниями кручения проволочного звукопровода.

Конструкция магнитострикционной ЛЗ с колебаниями кручения звукопровода схематически изображена на рис. 9-15. К концам проволочного звукопровода 1 приварены никелевые полоски 2 , помещенные в поле смещающего магнита 3 . Полоски крепятся в демпфирующих устройствах 4 . Входные импульсы тока в катушке 5 возбуждают продольные волны в двух никелевых лентах; обмотки ка-

тушки 5 расположены так, что в одной ленте возбуждается сжимающая волна, а в другой — растягивающая. Это создает вращающий момент в основном звукопроводе 1, который образует волну напряжения кручения. На другом конце звукопровода аналогично производится обратное преобразование.

Величина задержки на единицу длины звукопровода значительно возрастает по сравнению с задержкой для продольных колебаний.

Достоинством ЛЗ с крутильными колебаниями по сравнению с продольными является также то, что основной звукопроводящий стержень может не обладать магнитострикционным эффектом. Это позволяет выбрать материал, обеспечивающий большую задержку, и обеспечить необходимую температурную стабильность линии.

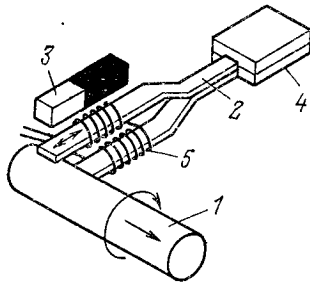


Рис. 9-15. Магнитострикционный преобразователь с колебаниями кручения.

1 — звукопровод; 2 — никелевые полоски; 3 — постоянный магнит; 4 — демпфирующее устройство; 5 — катушка возбуждения.

Магнитострикционные ЛЗ, являющиеся частоты 5—6 МГц. Общее ослабление сигнала может достигать 50—80 дБ.

Магнитострикционные ЛЗ могут быть изготовлены с любым числом отводов либо с плавно изменяющейся величиной задержки, причем полоса пропускания такой ЛЗ меняется незначительно с изменением величины задержки. Это выгодно отличает магнитострикционные ЛЗ от других видов ЛЗ. Так, в ЛЗ с сосредоточенными параметрами получение переменной задержки сопровождается сужением полосы пропускания, в ультразвуковых же ЛЗ получение переменной задержки связано со сложностью и малой эксплуатационной надежностью.

Магнитострикционные ЛЗ вносят значительные низкочастотные искажения, реакция ее на видеоимпульс напоминает реакцию дифференцирующей цепи. Для неиска-

женной задержки видеоимпульс преобразуют в радиоимпульс.

Ультразвуковые линии задержки (УЛЗ). На частотах выше 5—6 МГц применяются ультразвуковые ЛЗ, в которых для преобразования электромагнитных волн в механические (ультразвуковые) используется пьезоэлектрический эффект. В качестве электромеханических преобразователей служат кварцевые или пьезокерамические пластины. В звукопроводе могут быть возбуждены и распространяться как объемные, так и поверхностные волны. В соответствии с этим различают УЛЗ на объемных волнах и на поверхностных волнах. Рассмотрим УЛЗ на объемных волнах.

На практике находят применение несколько разновидностей УЛЗ:

- с одним преобразователем;
- с двумя преобразователями;
- многоотводные.

В УЛЗ с одним преобразователем преобразователь работает поочередно в качестве излучающего и приемного элемента линии (рис. 9-16, б). Ультразвуковая волна распространяется прямолинейно и отражается от ненагруженного конца звукопровода.

В УЛЗ с двумя преобразователями один из преобразователей выполняет функции входного, второй, установленный на другом конце волновода, — выходного (рис. 9-16, а, в, г).

Многоотводные ЛЗ имеют один входной и несколько выходных преобразователей, расположенных по звукопроводу так, что обеспечивается задержка одного и того же преобразуемого сигнала на разные временные интервалы (рис. 9-16, д, е). Материал, используемый для преобразователя, должен удовлетворять ряду требований: иметь малые потери преобразования, хорошую температурную стабильность, механическую прочность и др. На частотах до десятков мегагерц наиболее полно этим требованиям удовлетворяет кварц. Выбор среза кварцевой пластины определяется видом волн, распространяющихся в звукопроводе. В УЛЗ могут использоваться как продольные, так и поперечные колебания. Скорость распространения поперечных волн на $1/3$ меньше, чем продольных, поэтому в ЛЗ на большое время задержки используют поперечные волны, что значительно уменьшает размеры и массу звукопровода.

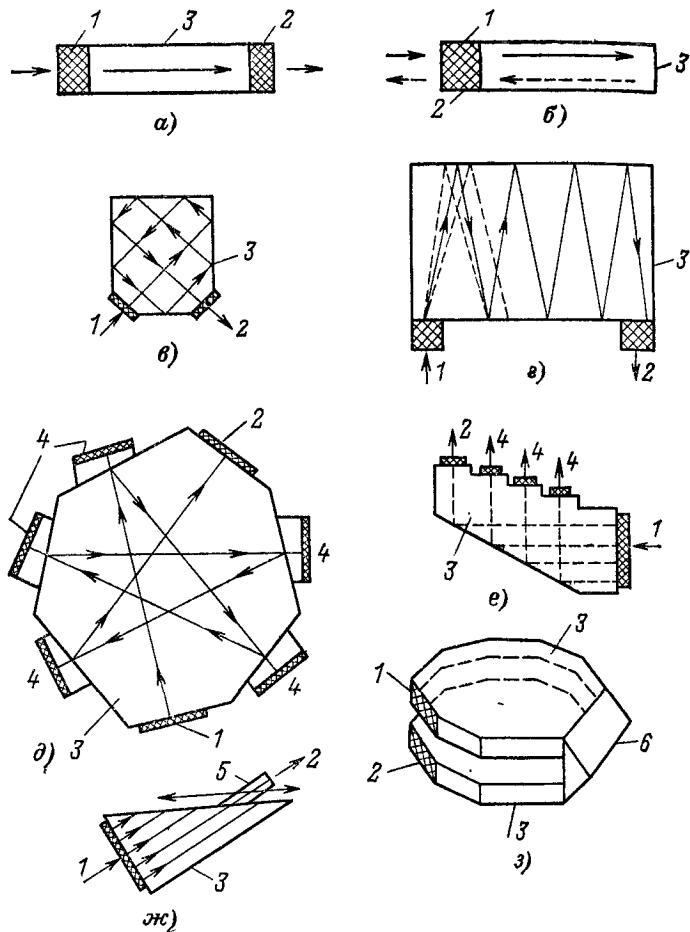


Рис. 9-16. Варианты выполнения УЛЗ.

а — стержневой звукопровод с двумя преобразователями; б — с одним преобразователем; в — прямоугольный звукопровод; г — то же (непересекающиеся направления луча); д — многоугольный звукопровод; е — с дискретным изменением времени задержки; ж — с плавным изменением времени задержки; з — с многослойным звукопроводом; 1 — входной преобразователь; 2 — выходной преобразователь; 3 — звукопровод; 4 — отводы; 5 — клин; 6 — призма.

Продольные волны в звукопроводе возбуждаются кварцевой пластиной, имеющей Х-срез (пластины, вырезанные из кристалла кварца вдоль механической и перпендикулярно электрической оси), а для возбуждения поперечных колебаний используются пластины с Y-срезом, а также пластины с температурно-стабильными срезами АТ, АС и ВС. Толщина пластины d (мм) зависит от резонансной частоты f_0 (МГц):

$$d = \frac{k}{f_0},$$

где $k = 2,6 \div 4$ — коэффициент, зависящий от среза. С повышением частоты толщина пластины уменьшается и ее изготовление становится сложным. На частоте 100 МГц толщина пластины составляет 20—30 мкм. Поэтому применяют более толстые пластины, возбуждаемые на нечетных гармониках. Иногда преобразователи изготавливаются из пьезокерамики (например, ЦТС-23, ЦТС-24).

Материал звукопровода должен быть по возможности более однородным, так как неоднородности приводят к отражению волн и появлению паразитных сигналов на выходе ЛЗ. Чаще всего применяются звукопроводы из магниевых сплавов и плавленного кварца. В последнее время получили распространение стеклянные звукопроводы.

Применение магниевых УЛЗ ограничено значительным затуханием в магниевых звукопроводах, которое растет с частотой (10—12 дБ/м на частоте 10 МГц и 7—12 дБ/мкс на частоте 100 МГц). Поэтому при работе с частотами примерно до 100 МГц основным материалом звукопровода является плавленный кварц. Его затухание составляет 0,03 дБ/м на частоте 10 МГц и 0,3 дБ/мкс на частоте 100 МГц.

Достоинством ЛЗ с кварцевым звукопроводом является также меньший уровень ложных сигналов, так как плавленный кварц является более однородной задерживающей средой, чем магниевые сплавы. Время задержки УЛЗ с кварцевыми звукопроводами колеблется в пределах $1-10^4$ мкс. Недостатком УЛЗ с кварцевым звукопроводом являются большой температурный коэффициент задержки — $(65-89) \cdot 1/^\circ\text{C}$, ограниченная возможность изготовления больших размеров звукопровода и высокая стоимость по сравнению с УЛЗ на основе магниевых сплавов.

Звукопровод может быть изготовлен также из термостабильного стекла С62-1 или специального сплава ЭП-218.

Примером УЛЗ со стеклянным звукопроводом может служить ЛЗ на 64 мкс, используемая как элемент памяти в блоке цветности цветных телевизоров. Они имеют затухание 14 дБ на частоте 4,3 МГц. Конструкция звукопровода ЛЗ определяет как электрические параметры ЛЗ (затухание и уровень ложных сигналов), так и размеры и массу ЛЗ.

Если время задержки не превышает десятков микросекунд, возможно использование звукопровода в виде стержня 1, в котором акустический луч распространяется от входного преобразователя 2 к выходному 3 по прямой (рис. 9-16, а). Длина такой УЛЗ l пропорциональна скорости распространения волн v и времени задержки:

$$l = vt_3.$$

В таком виде УЛЗ может быть использована лишь для малых задержек, так как размеры линии растут пропорционально t_3 . Например, для получения $t_3 = 1000$ мкс длина магнитного звукопровода должна быть равна 3,14 м (при поперечных волнах) и 5,8 м (при продольных волнах). Для уменьшения размеров ЛЗ используется многократное отражение акустических волн. На рис. 9-16, в, г, д, показаны возможные варианты конфигураций звукопровода при многократном отражении сигнала.

В некоторых конструкциях представляется возможным осуществить дискретную регулировку времени задержки (рис. 9-16, в, е). Звукопровод с плавной регулировкой задержки изображен на рис. 9-16, ж. Здесь звукопровод имеет форму клина, а выходной преобразователь перемещается.

Для получения задержки в несколько миллисекунд применяют многослойный звукопровод. Для этого два или несколько звукопроводов накладывают друг на друга, а их соединение производится с помощью призмы (рис. 9-16, з).

В УЛЗ могут появиться ложные сигналы, причиной появления которых являются неоднородности в материале звукопровода, неточность выполнения звукопровода и др. Паразитные сигналы могут быть кратными и не кратными. Кратные паразитные сигналы возникают в результате многократных отражений ультразвуковых колебаний от концевых устройств; уменьшить их амплитуду можно применением в ЛЗ двусторонней нагрузки преобразователей. Причиной не кратных паразитных сигналов является то,

что ультразвуковой пучок падает на отражающую поверхность в нескольких точках под разными углами (пунктирная линия на рис. 9-16, з). Для устранения этого вида ложных сигналов в звукопроводе на пути распространения паразитных акустических лучей высверливают отверстия.

Для получения больших задержек (до миллисекунд) кварцевые УЛЗ конструируются с использованием поверхностных волн, скорость которых меньше объемных. Поверхностные волны распространяются на небольшой толщине материала звукопровода (до 90% энергии сконцентрировано в поверхностном слое, равным длине звуковой волны).

Поверхностные волны могут распространяться по выпуклым поверхностям при небольших радиусах закругления, что позволяет создавать компактные конструкции звукопровода. Конструктивно звукопровод УЛЗ на поверхностных волнах может быть выполнен и в виде цилиндра с ленточной резьбой в виде спирали Архимеда. Но изготовить такую конструкцию из плавящегося кварца трудно, поэтому в основном используются звукопроводы в виде плоских пластин с выполненной на них спиральной резьбой. На рис. 9-17, а показана кварцевая ЛЗ на поверхностных волнах. Она представляет собой плоский спиральный звукопровод и два клиновидных преобразователя. Общая длина волновода определяется необходимой задержкой сигнала t_3 :

$$l = t_3 v_{\text{пов.}}$$

Для УЛЗ на поверхностных волнах созданы специальные клиновидные преобразователи (рис. 9-17, б). К клину 1 из плавящегося кварца прикреплена с помощью клея преобразовательная кварцевая пластина 2, которая создает в теле клина объемную акустическую волну. Эта волна падает на поверхность звукопровода под углом α . При этом объемная волна вследствие эффекта рефракции преобразуется в поверхностную волну 3, распространяющуюся по звукопроводу 4. На выходе ЛЗ подобный же преобразователь преобразует поверхностную волну в объемную, которая в свою очередь преобразуется в электрический сигнал.

Недостатком УЛЗ на поверхностных волнах является несколько меньшая полоса пропускания, чем у ЛЗ на объемных волнах. Для расширения полосы пропускания, на входе и выходе такой УЛЗ используются корректирующие резонансные цепи.

Для эффективного преобразования одной волны в другую необходимо выполнить условие

$$\alpha = \arcsin \frac{v_{об}}{v_{пов}},$$

где $v_{об}$ — скорость звука в материале клина; $v_{пов}$ — скорость распространения поверхностных волн.

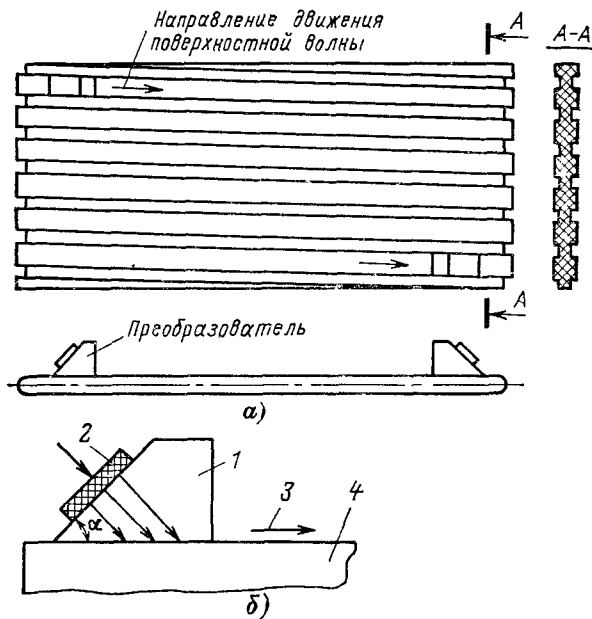


Рис. 9-17. УЛЗ на поверхностных волнах.

а — общая конструкция; б — преобразователь УЛЗ; 1 — клин из кварца; 2 — кварцевая пластина; 3 — поверхностная волна; 4 — звукопровод.

Обычно УЛЗ предназначаются для работы в электрических цепях с радиопульсами, собственная частота пьезопреобразователя при этом выбирается равной или близкой частоте заполнения радиопульсов. Повышение частоты заполнения радиосигналов, а следовательно, и собственной частоты пьезопреобразователя ведет к значительному увеличению затухания ультразвукового сигнала в звукопроводе. УЛЗ с звукопроводом на основе магниевых сплавов работают на частотах 10—20 МГц, а на основе плавного кварца — на частотах 30—40 МГц.

При подаче на вход УЛЗ видеосигнала преобразователь ведет себя как дифференцирующая цепочка, вызывая недопустимо большие искажения видеопульса. Поэтому для задержки видеопульса его предварительно преобразуют в радиопульс с соответствующей частотой заполнения [9-71].

Искажения задерживаемого сигнала зависят от полосы пропускания УЛЗ. Полоса пропускания Δf кварцевого преобразователя зависит от акустического сопротивления материала звукопровода $R_{а.з}$ и преобразователя $R_{а.п}$:

$$\Delta f = f_0 \frac{4}{\pi} \arctg \frac{R_{а.з}}{R_{а.п}}.$$

Для расширения полосы пропускания необходимо условие $R_{а.з} > R_{а.п}$, но при неравенстве этих величин происходит отражение волн от границы раздела звукопровода и преобразователя, что увеличивает потери преобразования.

Затухание в УЛЗ зависит от структуры материала звукопровода, потерь в ней и от конструкции ЛЗ. Обычно, чем шире полоса пропускания ЛЗ, тем больше ее затухание. Затухание в магниевых сплавах 0,07—0,1 дБ/см, в плавном кварце — 0,04—0,05 дБ/см (на частоте 10 МГц). Общее затухание УЛЗ лежит в пределах от 35 до 80 дБ.

Во всех рассмотренных выше УЛЗ одним из требований является постоянство времени задержки в полосе частот. Но существует класс дисперсионных УЛЗ, представляющих собой акустическую цепь, в которой задержка акустических сигналов является зависимой от их частоты. Они предназначены для сжатия сигналов с внутримпульсной линейной частотной модуляцией и применяются в радиолокации, панорамных приемниках, устройствах для спектрального анализа и т. п. Дисперсионные УЛЗ описаны в [9-12].

Твердотельные СВЧ ЛЗ. Ультразвуковые ЛЗ могут быть использованы в диапазоне СВЧ. Принципиальные отличия таких УЛЗ от более низкочастотных УЛЗ состоят в следующем.

Максимальная частота акустических волн, которые можно возбудить в кристалле, соответствует длине акустической волны порядка атомных расстояний в кристаллической решетке, т. е. равна 10^7 МГц. На таких частотах проявляется квантовый характер звуковых волн, и такой квант назван фононом. Длины волн СВЧ фононов λ чрезвычайно малы, около 1—10 мкм. Поверхности звукопро-

вода должны обрабатываться с точностью, равной $1/10$; такой чистоты поверхности можно добиться только с помощью методов оптической полировки. Любые неоднородности материала звукопровода с размерами, близкими к длине волны, вызывают рассеяние и отражение волн. В связи с этим обычные материалы, применяемые на более низких частотах, в диапазоне СВЧ оказываются непригодными, так как распространение акустических волн в них сопровождается большим затуханием. Только некоторые монокристаллические материалы [рубин (Al_2O_3), кварц (SiO_2), железиттриевый гранат, или ЖИГ ($Y_3Fe_5O_{12}$) и др.] оказываются пригодными для передачи СВЧ энергии

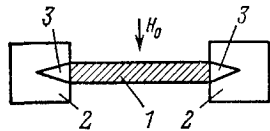


Рис. 9-18. СВЧ линия задержки на кристалле ЖИГ.

1 — кристалл ЖИГ; 2 — резонатор; 3 — диэлектрические согласующие клинья.

с помощью акустических волн. Такие ультразвуковые СВЧ линии задержки получили название твердотельных. Преобразование электромагнитных волн СВЧ в акустические (гиперзвуковые) может быть осуществлено либо непосредственным воздействием на звукопровод достаточно сильного электромагнитного поля, либо с помощью СВЧ преобразователей на основе тонких пленок магнитных или пьезоэлектрических материалов. На рис. 9-18 схематически изображено устройство твердотельной СВЧ ЛЗ, в качестве рабочего тела которой использован монокристалл ЖИГ.

Намагниченный до насыщения цилиндр 1 из ЖИГ возбуждается на одном конце электромагнитной волной от короткозамкнутого отрезка прямоугольного волновода 2. На другом конце цилиндра происходит обратный процесс. Согласование с волноводами осуществляется с помощью диэлектрических клиньев 3. Для уменьшения потерь резонаторы изготавливаются с высокой добротностью.

Может быть использован и кварцевый стержень, являющийся одновременно и возбудителем гиперзвуковых колебаний и средой задержки. К обработке и установке стержня предъявляются весьма жесткие требования (концевые поверхности должны быть параллельными друг другу с точностью до $0,001^\circ$, а ось стержня ориентирована относительно оси кристалла с точностью до $0,01^\circ$).

Твердотельные СВЧ ЛЗ позволяют получить задержку до 10—100 мкс в зависимости от частотного диапазона.

Общее затухание может быть весьма малым (до 20 дБ), но при жестких ограничениях полосы пропускания. При существенном увеличении затухания полоса пропускания ЛЗ может быть увеличена до октавы.

Дисперсия скорости распространения фононов в СВЧ диапазоне полностью отсутствует, и поэтому задержка, обеспечиваемая твердотельной СВЧ ЛЗ, постоянна в широком диапазоне частот. Скорость распространения фононов, а следовательно, и задержка практически не зависят от температуры.

Твердотельные СВЧ ЛЗ имеют размеры и массу в 100—1000 раз меньше, чем электромагнитные ЛЗ соответствующего диапазона частот.

9-4. ФИЛЬТРЫ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ ИЗБИРАТЕЛЬНОСТИ

Фильтром сосредоточенной избирательности (ФСИ) называют пассивный полосовой фильтр с высокой избирательностью, выполненной в виде отдельного элемента схемы. Такой фильтр называют также фильтром сосредоточенной селекции (ФСС). Характерной особенностью является согласование по сопротивлению со входом и выходом.

В ФСИ используют как электрические, так и механические избирательные элементы. Применяемые ФСИ могут быть разделены на:

многозвенные LC-фильтры;

электромеханические фильтры (ЭМФ);

пьезокерамические фильтры (ПКФ);

пьезомеханические фильтры (ПМФ);

пьезоэлектрические (кварцевые) фильтры (ПЭФ).

Основными характеристиками ФСИ являются:

средняя частота полосы пропускаемых частот f_0 , равная промежуточной частоте;

полоса пропускаемых частот $P_{0,7}$ (на уровне — 3 дБ)

или $P_{0,5}$ (на уровне — 6 дБ);

неравномерность резонансной кривой в полосе пропускания;

избирательность σ при заданной расстройке Δf либо

коэффициент прямоугольности $K_{П0,1} = P_{0,1}/P_{0,7}$ или

$K_{П0,01} = P_{0,01}/P_{0,7}$;

затухание в полосе пропускания;

входное и выходное характеристические сопротивления;

интервал рабочих температур: габариты, масса и стоимость.

ФСИ в основном применяются в усилителях промежуточной частоты радиоприемных устройств. Определяющим при выборе того или иного типа фильтра является рабочая частота f_0 и относительная узкополосность фильтра, т. е. отношение Π/f_0 .

Рассмотрим принцип действия и особенности ФСИ, выполненных на LC-контурах, ЭМФ, ПКФ и ПМФ. Кварцевые (ПЭФ) в данной главе не рассматриваются. Им посвящена подробная монография [9-8].

Многозвенные LC-фильтры. Такой фильтр представляет систему Т- или П-образных звеньев, согласованных между собой по характеристическому сопротивлению. Чаще всего применяются трехэлементные П-образные звенья с емкостной связью (рис. 9-19).

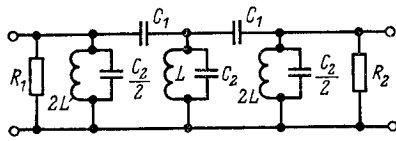


Рис. 9-19. Звенья ФСС с емкостной связью.

Применение ФСИ считается целесообразным, если добротность контуров ФСИ Q_0 имеет величину выше некоторого критического значения $Q_{кр}$, определяемого по формуле:

$$Q_0 \geq Q_{кр} = 2,82 \frac{f_0}{\Pi_{0,7}}$$

Полоса пропускания обычных полосовых усилителей определяется добротностью контуров. В ФСИ полоса пропускания слабо зависит от добротности контуров, а определяется выбором величин L и C . Поэтому добротность контуров ФСИ стремятся увеличить до конструктивно выполнимой величины. Чем выше добротность контуров ФСИ, тем ближе форма его резонансной кривой к прямоугольной и меньше ослабление передаваемого сигнала.

Расчет многозвенных фильтров заключается в определении количества и параметров звеньев (L , C_1 и C_2), характеристического сопротивления и величины ослабления сигнала. Расчет ведется с помощью методов, разработанных в теории электрических фильтров.

Достоинством ФСС является простота настройки, так как все контуры настраиваются на одну частоту. Катушки

фильтров обычно выполняют на броневых сердечниках типа СБ или Б. Для исключения паразитной связи контуры экранируют (рис. 9-20), поэтому размеры фильтра получаются достаточно большими.

Электромеханические фильтры (ЭМФ). Для улучшения показателей фильтров требуется увеличивать добротность входящих в них контуров. Добротность реально реализуемых электрических фильтров не превышает нескольких сотен, поэтому было предложено электрические резонаторы заменить механическими, добротность которых значительно

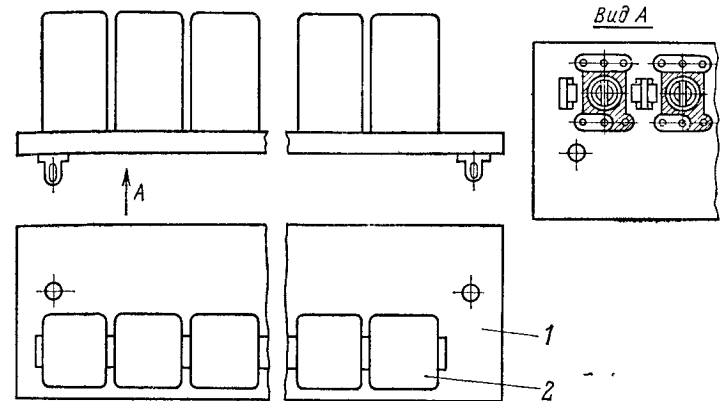


Рис. 9-20. Конструкция фильтра сосредоточенной избирательности (ФСИ).

1 — основание; 2 — контур (КИСБ, ИФМ и им подобные)

выше. Фильтр с механическими резонаторами называется электромеханическим (ЭМФ).

Для преобразования электрических колебаний в механические и обратно на входе и выходе резонаторов устанавливаются электромеханические преобразователи. Входной преобразователь преобразует электрические сигналы в механические колебания, которые, проходя через механические резонаторы, фильтруются, а затем вновь преобразуются в электрические сигналы при помощи выходного преобразователя. Механические резонаторы соединены между собой механическими связками и эквивалентны системе связанных контуров.

Достоинством ЭМФ является более высокая избирательность и возможность получения более узких полос пропу-

скания, чем у LC-фильтров, малые габариты и масса, а также меньшая стоимость по сравнению с кварцевыми фильтрами. Недостатками ЭМФ являются ограниченность частотного диапазона — от 10—20 кГц и относительная сложность технологии изготовления. Ряд ЭМФ стандартизован (например, ГОСТ 5. 1383-72). Рассмотрим подробнее работу ЭМФ.

Преобразование электромагнитных колебаний в механические осуществляет входной преобразователь, состоящий из катушки 1 и помещенного внутри нее стержня 2 (рис. 9-21). Стержень изготовлен из материала, обладающего хорошими магнитострикционными свойствами (железо-

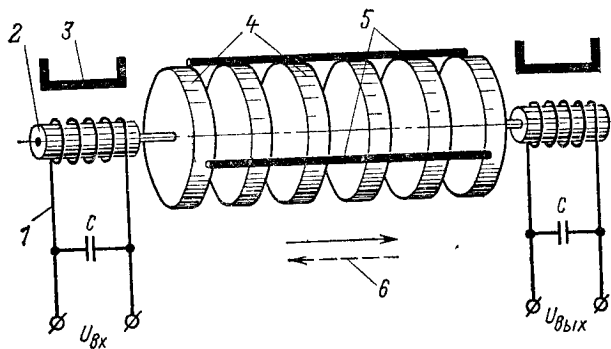


Рис. 9-21. Устройство ЭМФ.

1 — преобразователь; 2 — катушка; 3 — магнит; 4 — резонаторы; 5 — связки;
6 — направление колебаний.

никель, железоникелевые сплавы). Под действием электромагнитного поля катушки в стержне возникают продольные механические колебания. Для того чтобы исключить возможность механических колебаний с удвоенной частотой, применяется постоянный магнит (см. объяснение к рис. 9-14).

Механические колебания стержня преобразователя передаются резонаторам 4. Они могут быть разнообразны по форме (диски, пластины, стержни) и по типу используемых колебаний (продольные, изгибные, продольно-поперечные, колебания кручения и др.) [9-5].

От материала, из которого изготовлены механические резонаторы, зависит их добротность, температурная и временная стабильность ЭМФ. Обычно используются специаль-

ные железоникелевые сплавы эльвинварного типа, ТКЧ которых не превышает $(3 \div 7) \cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$. Добротность таких резонаторов 5—10 тыс. Такая высокая добротность позволяет реализовать ЭМФ с коэффициентом прямоугольности, близким к единице, и малым затуханием в полосе пропускания. Количество дисков лежит обычно в пределах 5—13. Чем больше их число, тем выше избирательность ЭМФ.

Механические резонаторы не образуют единой жесткой конструкции, а являются системой связанных резонаторов. Эта связь осуществляется с помощью специальных связей 5. Чаще всего связка выполняется в виде тонких проволочек, которые привариваются к диску в двух точках. Чем больше число проволочек и их диаметр, тем шире полоса пропускания фильтра.

Средняя частота фильтра определяется толщиной дискового резонатора. С увеличением рабочей частоты размеры дискового резонатора уменьшаются, но возрастают требования к точности изготовления элементов. На частоте 1 МГц размеры резонатора изготавливаются с точностью 1 мкм. При очень низких частотах значительно возрастают габариты ЭМФ. Выбор типа колебаний, конфигурации резонаторов и связок обусловлен диапазоном рабочих частот, технологическими и эксплуатационными соображениями. Последний резонатор связан с выходным магнитострикционным преобразователем, устройство которого подобно входному. В результате обратного магнитострикционного эффекта в обмотке выходного преобразователя возникает электрическое напряжение.

Для увеличения эффективности ЭМФ катушки преобразователей настраиваются конденсаторами С в резонанс с частотой электрических колебаний.

Промышленность выпускает ряд высокочастотных дисковых ЭМФ, данные которых приведены в табл. 9-2.

Например, тип ЭМФ-9Д-500-3В расшифровывается следующим образом: ЭМФ — электромеханический фильтр; 9Д — дисковый, девятирезонаторный; 500 — рабочая частота, кГц; 3 — полоса пропускания, кГц; В — верхняя боковая, полоса пропускания. Диаметр резонаторов 8,5 мм, толщина 1,85 мм. Расстояние между ними 1 мм. Диаметр стержня преобразователей 0,12 мм, его длина 10,5—11 мм. Связки выполнены из проволочек диаметром 0,25 мм.

При увеличении нагрузочных сопротивлений параметры фильтра сохраняются, что весьма существенно для ЭМФ, включенных в каскады, охваченные АРУ.

Параметры электромеханических фильтров

Параметры	ЭМФДП-9Р-500-8С	ЭМФ-9Д-500-3В	ЭМФП-5-465-6	ЭМФП-5-465-9	ЭМФП-5-465-13	ФЭМЦ-2	ФЭМЦ
Средняя частота пропускания, кГц	500	500	465 ± 1,5	465 ± 1,5	465 ± 1,5	300	300
Полоса пропускания, кГц, по уровню 3 дБ	8*	3,1*	5,6—6,4	8,4—9,6	12,2—13,8	0,450	0,725
Загущание в полосе пропускания, дБ	—	15	8,5	7,0	8,0	3—10	5
Загущание при расстройке ± 10 кГц, дБ	—	60	56	42	26	—	—
Входное и выходное сопротивление, кОм	—	20 ± 5	10	10	10	—	10
Емкость настройки входного и выходного преобразователя, пФ	—	50	$\frac{300}{1500}$	$\frac{300}{2200}$	$\frac{300}{3300}$	$\frac{740^{**}}{770}$	100
Габаритные размеры, мм	10×18×62	∅ 15 1 90	5×5×30	5×5×30	5×5×30	∅ 10 1 116	—
Масса, г	—	—	2,5	2,5	2,5	—	—

* Полоса пропускания определяется по уровню 6 дБ.

** Числитель — входная емкость, знаменатель — выходная емкость.

Для радиовещательных приемников выпускаются ЭМФ на стандартную промежуточную частоту 465 кГц, имеющие пластинчатые резонаторы, работающие с продольными колебаниями.

В табл. 9-2 приведены параметры трех типов таких ЭМФ на полосы пропускания 6; 9 и 13 кГц. Например, тип фильтра ЭМФП-5-465-6 расшифровывается следующим образом: ЭМФП — электромеханический фильтр с пластинчатыми резонаторами; 5 — число резонаторов; 465 — рабочая частота, кГц; 6 — полоса пропускания, кГц.

В специальных связных приемниках требуются прецизионные ЭМФ с относительной полосой пропускания не более 0,3—0,4%. Реализовать такие полосы позволяют ЭМФ стержневого типа. Они состоят из цилиндрических резонаторов, в которых возбуждаются крутильные колебания.

Возбудить крутильные колебания в цилиндрическом резонаторе можно различными способами. Наиболее распространенные способы показаны на рис. 9-22. На рис. 9-22, а показана конструкция с проволочными преобразователями 1. Входной сигнал создает в катушке 2 ток, направление которого таково, что знак линейных приращений проволочных преобразователей различен. Проволочки жестко связаны с цилиндрическим резонатором и создают в нем крутильные колебания.

Другим возможным вариантом создания крутильных колебаний является использование в качестве преобразователя ферритового цилиндра (рис. 9-22, б).

Крутильные колебания в магнитострикционных ферритовых преобразователях возбуждаются вследствие взаимодействия двух полей: постоянного H_0 , которое получается в результате предварительного намагничивания магнитострикционного феррита концентрическим магнитным потоком, и переменного H_{\sim} продольного поля в катушке возбуждения. При взаимодействии этих полей в сердечнике

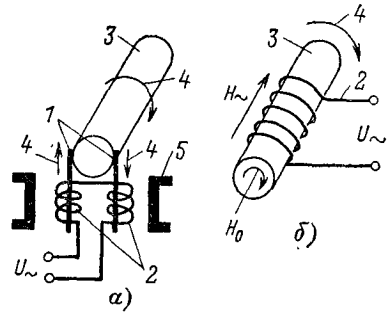


Рис. 9-22. Преобразователи крутильных колебаний.

1 — проволочные преобразователи; 2 — катушка; 3 — цилиндрический резонатор; 4 — направление колебаний; 5 — магнит.

преобразователя возникает усилие скручивания, которое через связки возбуждает последующие механические резонаторы.

Конструкция ЭМФ стержневого типа показана на рис. 9-23. Резонаторы 1 и связки 2 выточены из цельного материала. На конечных связках крепятся сердечники преобразователя — магнитострикционные ферриты 3. Такие фильтры являются наиболее технологичными и простыми по конструкции по сравнению с дисковыми и пластинчатыми. ЭМФ стержневого типа не боятся транспортной тряски и других механических воздействий, что делает возможным их использование в бортовой аппаратуре. У многих других видов ЭМФ в условиях тряски возникают виброшумы,

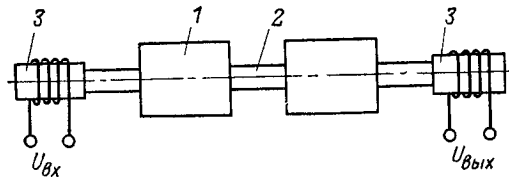


Рис. 9-23. Устройство ЭМФ стержневого типа.

уровень которых затрудняет или исключает возможность использования ЭМФ.

В табл. 9-2 приведены параметры ЭМФ стержневого типа. Буква Ц указывает на цилиндрический тип используемых механических резонаторов.

Включать ЭМФ следует таким образом, чтобы через катушку преобразователя не протекала постоянная составляющая анодного или коллекторного тока усилителя, нагрузкой которого является ЭМФ. В противном случае создается дополнительное магнитное поле, которое приводит к увеличению затухания и повышению неравномерности частотной характеристики в полосе пропускания фильтра. Аналогичное действие на ЭМФ оказывает внешнее магнитное поле, поэтому не следует размещать фильтры вплотную друг к другу и близко к громкоговорителям, магнитоэлектрическим измерительным приборам и т. п., в противном случае ЭМФ следует заэкранировать. Расчет ЭМФ приведен в [9-1; 9-5].

Пьезокерамические фильтры. В пьезокерамических фильтрах (ПКФ) используются механические резонаторы с большой добротностью, выполненные из пьезокерамики,

а преобразование электрической энергии в механическую и обратно основано на пьезоэлектрическом эффекте.

Резонаторы из пьезокерамики (титанат бария, титанат цирконата свинца) выполняются чаще всего в форме диска. Эквивалентная электрическая схема такого резонатора показана на рис. 9-24, а. Индуктивность L пропорциональна массе материала резонатора, а емкость C обратно пропорциональна его механической жесткости. Потери в материале отражаются сопротивлением $r \cdot C_0$ — статическая емкость резонатора.

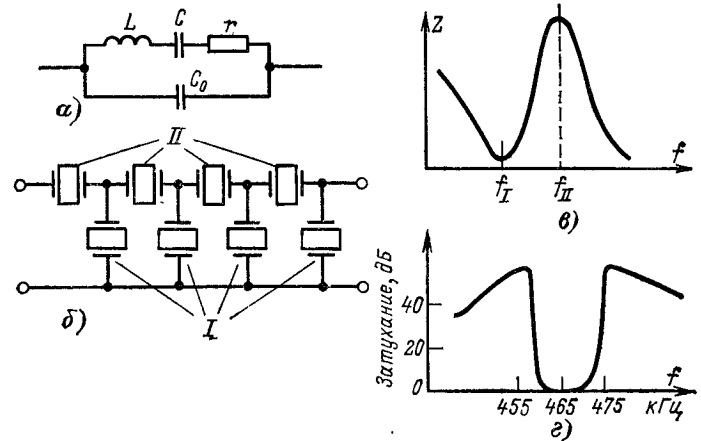


Рис. 9-24. Пьезокерамический фильтр.

а — схема замещения звена; б — схема соединения звеньев; в — зависимость сопротивления резонатора от частоты; г — характеристика избирательности фильтра.

Избирательные свойства резонатора характеризуются зависимостью его сопротивления от частоты (рис. 9-24, в). На частоте последовательного резонанса при

$$f_I = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

сопротивление резонатора наименьшее — R_I . На частоте параллельного резонанса при

$$f_{II} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}}$$

сопротивление максимально — R_{II} .

Для обеспечения необходимой избирательности резонаторы соединяют в звенья, образуя многозвенный цепочный фильтр (рис. 9-24, б). Элементы *I* построены на частоту f_1 (элементы связи), а элементы *II* на частоту f_{11} и ведут себя как параллельные резонансные контуры (рис. 9-24, в).

По сравнению с фильтрами других типов ПКФ имеют меньшие размеры и массу, при этом значительно дешевле, чем ЭМФ и кварцевые фильтры. По температурной и временной стабильностям ПКФ не хуже ЭМФ и уступают лишь кварцевым фильтрам.

Недостатком ПКФ является уменьшение его затухания при больших расстройках (вид частотной характеристики показан на рис. 9-24, г).

Такая форма частотной характеристики при высокой избирательности в отношении соседних каналов не обеспечивает достаточной фильтрации частоты гетеродина в супергетеродинном приемнике. Основные параметры ПКФ, выпускаемых отечественной промышленностью, приведены в табл. 9-3.

На частотах свыше 1 МГц дисковые резонаторы имеют очень малые размеры, неудобные для производства. Поэтому на таких частотах используют кольцевые пьезокерамические резонаторы. В табл. 9-3 приведены сведения о ПКФ на частоты 1,2—2,8 МГц. Размеры таких фильтров $40 \times 11,5 \times 9,2$ мм.

Для создания сетки опорных частот в однопольной телефонии разработаны малогабаритные пьезокерамические гребенчатые фильтры типа ПФ1Г-1-15 в диапазоне 270—420 кГц с кратностью следования частот 10 кГц.

Полосы пропускания фильтра увеличиваются пропорционально частоте и лежат в пределах от 2,5 до 4 кГц. Затухание в полосе пропускания фильтра менее 10 дБ, затухание в полосе задерживания более 60 дБ. Неравномерность затухания в полосе пропускания ± 2 дБ. Входное сопротивление фильтра 400 Ом, выходное — 1 кОм.

Габаритные размеры фильтра $75 \times 35 \times 12$ мм, масса 75 г. Известны малогабаритные ПКФ на частоты 30—200 МГц, разработанные для интегральных схем. Резонатор выполнен из титаната свинца и имеет толщину 120 мкм. Недостатком этих фильтров является сложность их изготовления. При толщине резонатора 120 мкм отклонение размера пластины на 0,5 мкм приводит к погрешности настройки ± 100 кГц.

Таблица 9-3

Параметры пьезокерамических фильтров

Параметры	ПФ1П-1М	ПФ1П-2	ПФ1П-011	ПФ1П-013	ПФ1П-015	ПФ1П-017	1450-50	1600-40	2790-112
Средняя частота полосы пропускания, кГц	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	1451,3	1603,5	2790
Полоса пропускания по уровню 6 дБ, кГц	7—9,5	8,5—12,5	7—10,5	9,5—13,5	7,0—10,5	9,5—13,5	50,3	41	112
Затухание в полосе пропускания, дБ	8	8	—	—	—	—	2	2	3
Затухание на частоте ± 10 кГц, дБ	46	40	12	9	12	9	—	—	—
Входное сопротивление, кОм	1,2	1,2	2	2	2	2	2	—	—
Выходное сопротивление, кОм	0,6	0,6	1	1	1	1	1	—	—
Габаритные размеры, мм:	37×24×11								
диаметр	8,5								
высота	9								
Масса, г	10								

Параметры пьезомеханических фильтров

Параметры	Одно- звенный ПФ1П-4-1	Двух- звенный ПФ1П-4-2	Трехзвенные	
			ПФ1П-4-3	ПФ1П-5-3
Средняя частота полосы пропускания, кГц	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2	465 ± 2
Полоса пропускания на уровне 6 дБ, кГц	7—10	7—10	7—10	9—14
Затухание в полосе пропускания, дБ	3,5	7	12	12
Затухание при расстройке на ± 10 кГц, дБ	16	24	34	26
Нагрузочные сопротивления, кОм:				
$R_{вх}$	2	2	2	2
$R_{вых}$	1	1	1	1
Габаритные размеры:				
диаметр, мм	9	9	9	9
длина, мм	9	16,5	23,5	23,5
масса, г	1,8	3,3	4,7	4,7

его аналогична характеристике ЭМФ. Параметры некоторых ПФМФ приведены в табл. 9-4, а внешний вид на рис. 9-26.

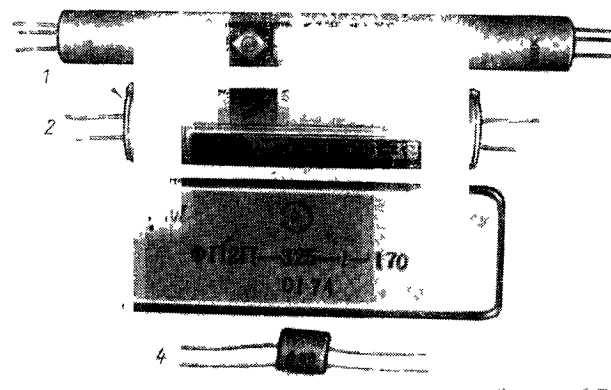


Рис. 9-26 Внешний вид фильтров.

1 — электромеханический ФЭМЦ-2, 2 — электромеханический ЭМФ-9Д-500-ЗВ;
3 — пьезокерамический ФП2П-325-1-170, 4 — пьезомеханический ПФ1ПВ.

Пьезомеханические фильтры. Пьезомеханический фильтр (ПМФ) сочетает свойства электромеханического и пьезоэлектрического фильтров. Звено его состоит из двух пьезоэлектрических резонаторов 1, механически соединенных между собой металлической или диэлектрической связкой 2 (рис. 9-25, а). Резонаторы являются одновременно и преобразователями. Резонаторы и связки имеют форму дисков и совершают радиальные колебания. Резонаторы изготавливаются из пьезокерамики ЦТС-60 в (титанат-цирконат свинца). Материалом для связок служит гетинакс или латунь.

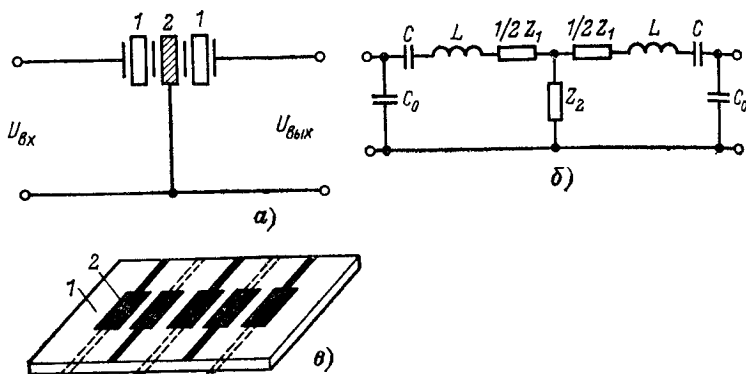


Рис. 9-25. Звено пьезомеханического фильтра.

а — принципиальная схема, б — схема замещения; в — монолитный фильтр;
1 — основание; 2 — металлизация

На рис. 9-25, б приведена эквивалентная схема звена фильтра. Эквивалентом связки является Т-образный четырехполюсник с сопротивлениями в продольных плечах $\frac{1}{2} Z_1$ и в поперечном плече Z_2 , а пьезоэлектрические резонаторы представлены динамическими емкостью C , индуктивностью L и статической емкостью C_0 . Величины Z_1 и Z_2 определяются размером связки. Звенья соединяются последовательно, число их может быть различным — от 1 до 4.

Требуемые полоса пропускания и избирательность ПМФ достигаются выбором соответствующих параметров резонаторов, физическими свойствами связок, а также их конфигурацией. ПМФ имеют некоторые преимущества перед ПКФ: меньшие размеры и массу, меньшее затухание в полосе пропускания и, кроме того, характеристика затухания

Особенно небольшие размеры имеют монолитные пьезомеханические фильтры. Подобно интегральным схемам они выполняются на одной тонкой пьезокерамической пластине 1 (рис. 9-25, в), на которую нанесены тонкие металлические пленки 2, являющиеся резонаторами. Механическая связь между резонаторами осуществляется за счет колебаний участков пластины, которые возбуждаются каждым частным резонатором. Крайние резонаторы являются преобразователями энергии.

Пятизвенный фильтр такого типа для частоты 8,4 МГц при полосе 3,3 кГц имеет размеры $30 \times 12 \times 0,21$ мм.

Пьезокерамические и пьезомеханические фильтры находят широкое применение в РЭА, например, в качестве избирательных элементов трактов промежуточной частоты радиовещательных и профессиональных приемников, в блоках формирования опорных частот, в схемах частотных детекторов, в качестве режекторных фильтров и т. п. Они хорошо сопрягаются с микромодульными и интегральными схемами, решая проблему создания дешевых миниатюрных избирательных элементов и устройств.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Основные данные некоторых

высокочастотных диэлектриков

Диэлектрик	ϵ	$\alpha_{\epsilon} \cdot 10^{-6},$ $^{\circ}\text{C}^{-1}$	$\text{tg } \delta \cdot 10^4$ при $f \approx 10^6 \text{ Гц}$	$E_{\text{пр}}, \text{ кВ/мм}$	$\rho_{\text{в}}, \text{ Ом}\cdot\text{см}$	$\rho_{\text{с}}, \text{ Ом}$	$T_{\text{макс}}, ^{\circ}\text{C}$
Воздух сухой	1,006	-1,87	0,01	0,32	10^{18}	—	—
Кварц плавленый	3,5—4	20—50	1—3	30	10^{18}	10^{12}	600
Ситалл	5,2	—	2,7	—	10^{17}	—	450
Слюда мусковит	6—8	10—30	1—3	60	10^{18}	10^{12}	600
Слюда флогопит	5—6	—	30—50	14	10^{18}	10^{12}	600
Мнкалекс	7—8	300	40	15	10^{16}	10^{11}	400
Стекло	5,5—8	—	10—100	10	10^{16}	10^{12}	600
Полистирол	2,5—2,8	1000—3000	2—4	30	10^{18}	0^{18}	80
Полидихлорсти- рол	2,5—2,7	—	4	19	10^{16}	—	100—110
Полиэтилен НД	2,1—2,4	—	10	50	10^{17}	10^{14}	120
Поливинилкарба- зол	2,5—2,7	—	10	50	10^{18}	—	150
Фторопласт-4	1,9—2,2	—	2—3	26	10^{20}	10^{17}	—
Фторопласт-3	2,6—2,7	—	100	13	10^{18}	10^{17}	70
Капрон	4	—	400	15	10^{12}	—	215
Органическое стекло	3,2	—	200—600	25	10^{18}	—	70
Эскапон	3—4,5	—	5—15	32	10^{17}	10^{15}	130
Вакелит С	5,2—8	—	20 000	2	10^{11}	10^{12}	150
Пластмасса порошка К-21-22 ^а	из 4—7	—	15 000	12	10^{13}	10^{12}	110

$t_{\text{макс}}, ^{\circ}\text{C}$	$\beta, \%$	$\gamma, \text{ г/см}^3$	$\sigma_{\text{изг}}, \text{ кгс/см}^2$	$\sigma_{\text{раст}}, \text{ кгс/см}^2$	$\alpha \cdot 10^{-4},$ $^{\circ}\text{C}^{-1}$	Область применения
—	—	—	—	—	—	Диэлектрик воздушных конденсаторов
300	0	2,2	600	500	0,5	Различные изоляторы, каркасы катушек, отвечающие высоким требованиям
200	—	—	2400	—	30—70	Основания микросхем, изоляторы
300	0	2,8	—	—	8,1	Диэлектрик слюдяных конденсаторов
150	0,3	2,6	1200	450—700	8—10	То же, различные прокладки
200	0	2,5	1000	400	3,5	Различные изоляторы
70	До 0,07	1,05	700	400	До 100	То же
—	0,04	1,4	500	—	—	Различные изоляторы и каркасы катушек, отвечающие высоким требованиям
—	—	—	—	—	—	То же
—	0,01	0,95	300	—	200—600	» »
—	—	1,2	—	—	55	» »
—	0	2,1—2,2	140	—	80—250	» »
—	0	2,1—2,2	700	—	60—140	Различные изоляторы
—	1,6	1,13	800	700	80—100	Различные изоляторы, каркасы катушек
30	0,3	1,2	600	700	80—120	Вспомогательные детали
130	0	1,1	600	500	80	Различные изоляторы и каркасы, отвечающие высоким требованиям
30	0,06	1,45	500	1000	100	—
30	0,25	1,35	600	—	—	—

Диэлектрик	ϵ	$\alpha \cdot 10^{-4}$, °C ⁻¹	$t_g \cdot 10^4$ при $f \approx 10^6$ Гц	$E_{пр}$, кВ/мм	ρ_v , Ом·см	ρ_s , Ом	$T_{макс}$, °C
Пластмасса из порошка К-211-3 ¹	7	—	10 000	12	10^{14}	10^{14}	150
Пластмасса из порошка К-211-4 ^{1,2}	6	—	2000	12	10^{13}	10^{13}	140
Пластмасса из порошка К-211-34 ²	7	—	10 000	12	10^{14}	10^{14}	150
Текстолит	6,5—7	—	$(7 \div 10) 10^{-2}$	4	10^8	10^{10}	120
Гетинакс В	7—8	—	$(4 \div 5) 10^{-2}$	2,3	10^{10}	10^{10}	120
Прессшпан	3—6	$(4-5) 10^{-2}$	$3,5 \cdot 10^{-2}$	1	10^{10}	10^8	85
Картон среднего качества	3—6	—	0,1—0,2	—	—	—	—

Установочная керамика

Тип В:							
класс VI	7,5—9	60—100	4	25	10^{12}	—	—
класс VII	7,5	100	10	20	10^{12}	—	—
класс VIII	8—10	100	6—20	20	10^{12}	—	—
класс IX	8	100—150	20—30	20	10^{12}	—	—
класс X	7,5	200	50	18	10^{11}	—	—

Обозначения: $E_{пр}$ — пробивное напряжение; $T_{макс}$ — максимальная температура; α — температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР); β — водопоглощение; γ — плотность; ρ_s — удельное поверхностное сопротивление; ρ_v — удельное

¹ Органический наполнитель
² Минеральный наполнитель.

$t_{макс}$, °C	β , %	γ , г/см ³	$\sigma_{изг}$, кгс/см ²	$\sigma_{раст}$, кгс/см ²	$\alpha \cdot 10^{-6}$, °C ⁻¹	Область применения
30	0,06	1,9	500	300	—	Различные изоляторы, каркасы катушек, отвечающие умеренным требованиям
—	0,08	1,9	550	—	—	То же
—	0,06	1,95	500	—	—	» »
30	1,5	2,5	1500	1000	40	Установочные детали
30	0,7	1,35	1000	800	60	То же
30	До 100	0,9—1,3	1000	600	—	Прокладка и каркасы катушек среднего качества
—	—	0,9—1,2	—	—	—	Каркасы катушек очень низкого качества

мика (ГОСТ 5458-64)

—	0	—	800—1500	—	1,8—11	Для деталей с рабочей температурой до 300°C
—	0	—	1400	—	5—8	Для мелких деталей массового производства
—	0	—	1400	—	3—4,5	Для деталей сложной конфигурации
—	0	—	1400	—	5,5—7,5	Для деталей средств связи
—	0	—	600	—	3,5—5,5	Для деталей, не определяющих стабильность частоты

температура; $t_{макс}$ — температура начала роста потерь; α — температурный коэффициент; $\sigma_{изг}$ — временное сопротивление изгибу; $\sigma_{раст}$ — временное сопротивление объемному сопротивлению.

Основные свойства радиотехнической керамики
(по ГОСТ 5458-64)

Тип	А											
	I			II						III		
	а	б	в	а	б	в	г	д	а	б	в	
Класс												
Группа	3			3						1; 3		
Категория	1			3						3		
ϵ	230	130	65	45	40	35	30	17	17	17	15	
$\alpha_e \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$	-3300	-1500	-750	-470	-330	-220	-150	-75	-47	-33	-33	
$\text{tg } \delta^{**} \cdot 10^{-4}$	6**	6**	6**	6**	6**	6**	6**	6**	6**	6**	6**	
$E_{\text{проб}}, \text{кВ/мм}$	5	6	8	8	8	8	8	8	8	8	8	
$\alpha \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	12	
$\rho_p^{***}, \text{Ом} \cdot \text{см}$	10 ¹¹	—	10 ¹¹	—	—	—	—	—	—	—	10 ¹¹	

Тип	Б											
	A			B						B		
	III		IV	V						VI	VII	
Класс												
Группа	г	д	а	а	б	в	г	д	е			
Категория	3		2	2		3		1		1		
ϵ	15	12	900	1400	2000	2500	3000	4000	8000	8	9	
$\alpha_e \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$	0	+33	$\pm 30^*$	$\pm 10^*$	$\pm 20^*$	$\pm 30^*$	$\pm 50^*$	$\pm 70^*$	Не нормируется	+100	+100	
$\text{tg } \delta^{**} \cdot 10^{-4}$	6**	6**	20***	250***	250***	500***	300***	300***	300***	4**	12***	
$E_{\text{проб}}, \text{кВ/мм}$	8	8	5	4	4	4	3	3	3	25	20	
$\alpha \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$	12	12	12	12	12	12	12	12	12	4,5-6	4-6	
$\rho_p^{***}, \text{Ом} \cdot \text{см}$	—	10 ¹¹	—	—	—	—	10 ¹⁰	10 ¹⁰	10 ¹⁰	—	—	

* Для классов IV и V приведено относительное изменение диэлектрической проницаемости в диапазоне температур от -40 до +20[°]C или от +20 до +85[°]C.
 ** Для классов I, II, III, VI, VII на частотах 0,3-1,5 МГц, а для IV и V — на частотах 800-1200 Гц.
 *** При температуре +100[°]C.

Таблица П-3

Номинальная интенсивность отказов основных элементов схем РЭА
(по данным национальных симпозиумов США 1961—1963 гг.)

Название детали или узла	Интенсивность отказов $\times 10^{-6}$, 1/ч		
	максимальная	средняя	минимальная
Волноводы жесткие	1,92	1,1	0,50
Волноводы гибкие	4,54	2,64	1,133
Дроссели ВЧ	4,75	2,1	0,056
Дроссели НЧ	0,28	0,175	0,07
Катушки ВЧ	0,05	0,01	0,005
Конденсаторы бумажные до 600 В	0,04	0,025	0,01
То же свыше 600 В	0,235	0,09	0,083
Конденсаторы переменной емкости воздушные	0,082	0,034	0,01
Конденсаторы керамические до 600 В	0,133	0,0625	0,04
То же подстроечные	0,351	0,02	0,012
Конденсаторы слюдяные до 600 В	0,066	0,0375	0,009
То же с посеребренными обкладками	1,41	0,083	0,025
То же с обкладками из фольги повышенной надежности	0,076	0,045	0,014
То же с посеребренными обкладками повышенной надежности	0,188	0,083	0,009
Конденсаторы электролитические алюминиевые	0,425	0,135	0,02
То же танталовые	0,5	0,117	0,001
Потенциометры проволочные	2,05	1,4	0,137
Потенциометры композиционные	0,3	0,1	0,04
Резисторы композиционные	0,297	0,043	0,005
То же 0,25 Вт	—	0,016	—
То же 0,5 Вт	—	0,06	—
То же 2 Вт	—	0,071	—
Резисторы металлопленочные	0,4	0,004	0,004
Резисторы переменного сопротивления композиционные	0,533	0,053	0,007
Резисторы проволочные	0,197	0,087	0,046
То же мощные:	0,076	0,04	0,021
Трансформаторы входные	2,08	1,09	0,12
То же выходные	0,2	0,09	0,04
То же анодные	0,052	0,025	0,012
То же накальные	0,06	0,027	0,013
То же импульсные	0,235	0,17	0,03
Фильтры промежуточной частоты	0,31	0,08	0,02

Таблица П-4

Шкала номинальных сопротивлений

а) Для резисторов постоянного сопротивления

(по ГОСТ 2825-67)

Допустимые отклонения								
E6	E12	E24	E6	E12	E24	E6	E12	E24
$\pm 20\%$	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$	$\pm 20\%$	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$	$\pm 20\%$	$\pm 10\%$	$\pm 5\%$
Ом, кОм, МОм								
1,0	1,0	1,0	10	10	10	100	100	100
		1,1			11			110
	1,2	1,2		12	12		120	120
		1,3			13			130
1,5	1,5	1,5	15	15	15	150	150	150
		1,6			16			160
	1,8	1,8		18	18		180	180
		2,0			20			200
2,2	2,2	2,2	22	22	22	220	220	220
		2,4			24			240
	2,7	2,7		27	27		270	270
		3,0			30			300
3,3	3,3	3,3	33	33	33	330	330	330
		3,6			36			360
	3,9	3,9		39	39		390	390
		4,3			43			430
4,7	4,7	4,7	47	47	47	470	470	470
		5,1			51			510
	5,6	5,6		56	56		560	560
		6,2			62			620
6,8	6,8	6,8	68	68	68	680	680	680
		7,5			75			750
	8,2	8,2		82	82		820	820
		9,1			91			910

б) Для резисторов переменного сопротивления

(по ГОСТ 10318-74)

Номинальная величина сопротивления — единицы, десятки и сотни ом, килоом и единицы и десятки мегаом — должны соответствовать ряду 1,0; 1,5; 2,2; 3,3; 4,7; 6,8. Предпочтительными являются величины 1,0; 2,2 и 4,7.

Допустимые отклонения устанавливаются: для проволочных резисторов ± 5 , ± 10 , ± 20 и $\pm 30\%$, а для непроволочных ± 10 , ± 20 и $\pm 30\%$.

Стандарт распространяется на проволочные резисторы от 1 Ом до МОм и на непроволочные от 1 Ом до 10 МОм.

Таблица П-5

Стандартные диаметры проводов (мм)

0,05	0,17	0,38	0,67	1,04	1,62	3,05
0,06	0,18	0,41	0,69	1,08	1,68	3,28
0,07	0,19	0,44	0,72	1,12	1,74	3,53
0,08	0,20	0,47	0,74	1,16	1,81	3,80
0,09	0,21	0,49	0,77	1,20	1,88	4,1
0,10	0,23	0,51	0,80	1,25	1,95	4,5
0,11	0,25	0,53	0,83	1,30	2,02	4,8
0,12	0,27	0,55	0,86	1,35	2,10	5,2
0,13	0,29	0,57	0,90	1,40	2,26	
0,14	0,31	0,59	0,93	1,45	2,44	
0,15	0,33	0,62	0,96	1,50	2,63	
0,16	0,35	0,64	1,00	1,56	2,83	

Таблица П-6

Двусторонняя толщина изоляции обмоточных проводов круглого сечения (мм)

Диаметр провода	Эмалевая изоляция		Волокнистая изоляция		
	ПЭЛ, ПЭВ-1, ПЭЛР-1, ПЭВЛ-1	ПЭЛУ, ПЭВ-2, ПЭЛР, ПЭТВ-1	ПЭД	ПСД, ПСДК	ПЭЛБО
0,05—0,09	0,02	0,03	—	—	—
0,1—0,14	0,022	0,33	—	—	—
0,15—0,21	0,03	0,04	0,19	—	—
0,23—0,33	0,04	0,05	0,22	0,23	0,18
0,35—0,49	0,04	0,06	0,22	0,25	0,18
0,51—0,69	0,05	0,07	0,22	0,2	0,2
0,72—0,96	0,06	0,09	0,22	0,27	0,235
1,0—1,45	0,08	0,11	0,27	0,27	0,24
1,5—2,1	0,09	0,12	0,27	0,33	0,35
Свыше 2,2	0,1	0,13	0,33	0,33	0,35

Диаметр провода	Эмалево-волокистая изоляция				
	ПЭЛШО, ПЭЛШКО, ПЭВШО	ПЭЛКО, ПЭТСОТ, ПСДТ	ПЭЛБД	РЭТСКО	ПЭТСО
0,05—0,09	0,7	—	—	—	—
0,1—0,14	0,075	—	—	—	—
0,15—0,21	0,075	—	—	—	0,2
0,23—0,33	0,1	0,14	—	1,16	0,2
0,35—0,49	0,11	0,165	—	1,16	0,2
0,51—0,69	0,115	0,17	—	0,18	0,22
0,72—0,96	0,125	0,18	0,28	0,2	0,22
1,0—1,45	0,135	0,21	0,33	—	0,24
1,5—2,1	0,135	0,21	0,33	—	—
Свыше 2,2	—	—	—	—	—

Таблица П-7

Обмоточные провода. Основные данные

Марка провода	Наименование провода	Вид изоляции	Диаметр, мм	Пробивное напряжение, В		Т макс, °С	Примечание
				при d мин	при d макс		
ПЭЛ	Проволока медная эмалированная	Лакостойкая масляная эмаль	0,05—2,44	350	1250	105	ГОСТ 2773-69
ПЭЛУ	То же	То же утолщенная	0,05—2,44	450	1600	105	ГОСТ 7262-70
ПЭВ-1	Проволока медная, изолированная высокопрочной эмалью	Высокопрочная эмаль винифлекс однослойная	0,06—2,44	350	1400	120	ГОСТ 7262-70
ПЭВ-2	То же	То же двухслойная	0,06—2,44	450	2000	120	ГОСТ 7262-70
ПЭМ-1	Проволока медная эмалированная	Лак металвин	0,06—2,44	400	1500	105	ГОСТ 10288-74
ПЭМ-2	То же	То же утолщенная изоляция	0,06—2,44	500	2000	105	ГОСТ 10288-74
ПЭЛР	Проволока медная, изолированная высокопрочной эмалью	Высокопрочная полиамидная эмаль однослойная	0,1—2,44	500	1400	120	—
ПЭЛР-2	То же	То же двухслойная	0,1—2,44	700	2000	120	—
ПЭВЛ-1	» »	Высокопрочная полиуретановая смесь однослойная	0,06—1,0	350	1200	120	—
ПЭВЛ-2	» »	То же утолщенная	0,06—1,0	450	1800	120	—

Марка провода	Наименование провода	Вид изоляции	Диаметр, мм	Пробивное напряжение, В		T _{макс.} , °C	Примечание
				при d _{мин}	при d _{макс}		
ПЭТВ	Проволока медная эмалированная нагре- востойкая высоко- прочная	Высокопрочная тепло- стойкая полиэфирфор- этиленовая эмаль	0,06—2,44	500	2000	130	—
ПЭЛБО	Проволока медная изолированная	Эмаль и один слой хлопчатобумажной пряжи	0,02—2,1	400	1000	90/105*	—
ПЭЛБД	То же	Эмаль и два слоя хлопчатобумажной	0,72—2,1	700	1000	90/105	—
ПЭЛШО	»	Эмаль и один слой шелка	0,05—2,1	250	1000	90/105	—
ПЭЛШКО	»	Эмаль и один слой шелка капрон	0,2—2,1	250	1000	90/105	—
ПЭЛКО	Проволока медная изолированная	Эмаль и один слой утолщенного шелка	0,2—2,1	250	1000	90/105	—
ПЭВЩО	То же	Винилфлексовая эмаль и шелковая оплетка	0,07—0,51	250	1000	90/105	—
ПБД	»	Двухслойная хлопчатобумажная пряжа	0,2—5,5	250	1000	90/105	—

* Числитель — без пропитки, знаменатель — с пропиткой.

Продолжение табл. П-7

Марка провода	Наименование провода	Вид изоляции	Диаметр, мм	Пробивное напряжение, В		T _{макс.} , °C	Примечание
				при d _{мин}	при d _{макс}		
ЦДА	Проволока медная обмоточная теплостой- кая	Слой дельта-асбеста с пропиткой теплостойким лаком	1,0—4,8	400	—	130	—
ПСД	То же	Два слоя стекловолокон на с пропиткой	0,31—5,2	550	—	155	ГОСТ 7019-71
ПСДТ	То же с утонченной изоляцией	То же	0,31—2,1	450	—	155	ГОСТ 7019-71
ПСДК	Проволока медная обмоточная со стек- ляной изоляцией	Два слоя стекловолокон на с пропиткой кремний органическим лаком	0,31—5,2	550	—	160	ГОСТ 7019-71
ПСДКТ	То же особо тепло- стойкая с утонченной изоляцией	То же	0,31—1,56	450	—	До 200	—
ПЭТСОТ	То же	Эмаль и один слой стекловолоконна с пропит- кой	0,31—2,1	550	—	130	ГОСТ 7019-71
ПЭТСО	То же теплостойкая	То же	0,31—2,1	650	—	130	ГОСТ 7019-71
ПЭТКСО	То же	Эмаль и один слой стекловолоконна с пропит- кой кремний органическим лаком	0,35—1,56	500	—	155	—
ПЭТКСОТ	То же с утонченной изоляцией	То же	0,33—1,56	350	—	155	—

Таблица П-8

Шкала номинальных емкостей конденсаторов постоянной емкости
(по ГОСТ 2519-67)

Допускаемые отклонения					
E6	E12	E24	E6	E12	E24
± 20%	± 10%	± 5%	± 20%	± 10%	± 5%
1,0	1,0	1	3,3	3,3	3,3
—	—	1,1	—	—	3,6
—	1,2	1,2	—	3,9	3,9
—	—	1,3	—	—	4,3
1,5	1,5	1,5	4,7	4,7	4,7
—	—	1,6	—	—	5,1
—	1,8	1,8	—	5,6	5,6
—	—	2,0	—	—	6,2
2,2	2,2	2,2	6,8	6,8	6,8
—	—	2,4	—	—	7,5
—	2,7	2,7	—	8,2	8,2
—	—	3,0	—	—	9,1

Таблица П-9

Группы температурной стабильности слюдяных
и керамических конденсаторов постоянной емкости
(в диапазоне температур от +20 до +85°C)

Группа	$\alpha_C \cdot 10^{-3}, ^\circ\text{C}^{-1}$	β_C	Цвет корпуса	Цвет маркировочной точки
А	Не оговаривается	—	—	—
Б	± 200	0,005	—	—
В	± 100	0,002	—	—
Г	± 50	0,001	—	—

Слюдяные конденсаторы

А	Не оговаривается	—	—	—
Б	± 200	0,005	—	—
В	± 100	0,002	—	—
Г	± 50	0,001	—	—

Керамические конденсаторы

П120	+(120 ± 30)	0,0005	Синий	—
П100	+(100 ± 30)	—	—	Черный
П33	+(33 ± 30)	0,0005	Серый	—
МП0	0 ± 30	—	Голубой	Черный
М33	—(33 ± 30)	—	»	Коричневый
М47	—(47 ± 30)	0,0005	»	Красный
М75	—(75 ± 30)	—	»	Красный
М150	—(150 ± 40)	—	Красный	Оранжевый
М220	—(220 ± 40)	—	»	Желтый
М330	—(330 ± 100)	0,0015	»	Зеленый
М470	—(470 ± 100)	—	»	Синий
М750	—(750 ± 100)	0,0015	»	—
М1500	—(1500 ± 200)	0,0015	Зеленый	—
М2200	—(2200 ± 300)	—	»	Желтый

Таблица П-10

Допускаемое изменение емкости керамических конденсаторов
с ненормированным ТКЕ
(для интервала рабочих температур от -60 до +85°C)

Группа	Изменение емкости, %	Цвет корпуса	Цвет маркировочной точки
H10	± 10	Оранжевый	Черный
H20	± 20	»	Красный
H30	± 30	»	Зеленый
H50	— 50	»	Синий
H70	— 70	»	—
H90	— 90	»	Белый

Таблица П-11

Основные данные металлов и сплавов

Материал	Плотность, г/см ³	Коэффициент линейного расширения $\alpha \cdot 10^{-6}, ^\circ\text{C}^{-1}$
Алюминий А-2	2,7	22,5
Силумин	2,9	21,1
Бронза фосфористая	8,8	17,5
Дюралюминий Д-1	2,8	22,6
Железо чистое	7,86	12,5
Сталь мягкая	7,85	12,5
Сталь закаленная	7,85	14
Инвар	8,2	(0,9—1,6)
Латунь	8,3	19,9
Никель	8,8	13
Медь	8,9	16,5
Серебро	10,5	19,7
Цинк	6,9	35,4
Цинковые сплавы	7—8	28

Таблица П-12

Некоторые данные употребительных марок литцендрата

$d \times n$, мм	q , мм ²	R_0 , Ом/км	d_0 не более, мм	
			ЛЭШО	ЛЭШД
0,05 × 10	0,0196	1095	0,33	0,39
0,05 × 15	0,0294	697	0,37	0,43
0,07 × 7	0,0269	760	0,34	0,40
0,07 × 10	0,0385	532	0,41	0,47
0,07 × 12	0,0462	445	0,44	0,50
0,07 × 16	0,0615	333	0,47	0,54
0,1 × 9	0,071	275	0,52	0,59
0,1 × 12	0,094	208	0,57	0,64

21*

Таблица П-15

Основные данные броневых сердечников из ферритов с зазором

Тип сердечника	$\mu_{отн}$	A_L , мг	Марка феррита							
			2000НМ	1500НМ3	1000НМ3	700НМ	50ВЧ2	30ВЧ2	20ВЧ2	
Б-6	13,5	10						×	×	
	21,6	16						×	×	
	33,7	25		×	×					
Б-9	10,5	10							×	×
	16,8	16							×	×
	26,2	25		×	×	×	×	×		
	42	40		×	×	×	×			
	63	60	×	×	×	×				
Б-11	9,7	10							×	×
	15,5	16							×	×
	38,8	40		×	×	×	×	×		
	58	60		×	×	×	×			
	103	100	×	×	×	×				
Б-14	9	16								×
	14	25							×	×
	22	40		×	×	×	×	×		
	56	100		×	×	×	×			
	90	160	×	×	×	×				
Б-18	10,5	25							×	×
	16	40						×	×	×
	25	60						×	×	×
	41	100		×	×	×	×			
	65	160	×	×	×	×	×			
	102	250	×	×	×	×				
Б-22	14	40								×
	22	60								×
	36	100		×	×	×	×	×	×	
	57	160	×	×	×	×	×			
	90	250	×	×	×	×				
Б-26	29	100						×		
	46	160		×	×	×	×			
	72	250	×	×	×	×				
	116	400	×	×	×	×				
	182	630	×	×						

Продолжение табл. П-15

Тип сердечника	$\mu_{отн}$	A_L , мг	Марка феррита						
			2000НМ	1500НМ3	1000НМ3	700НМ	50ВЧ2	30ВЧ2	20ВЧ2
Б-30	44	160	×	×	×	×			
	69	250	×	×	×	×			
	112	400	×	×	×	×			
	224	630	×	×	×	×			
Б-36	77	400	×	×	×				
	121	630	×	×	×				
	193	1000	×	×	×				
Б-48	98	630	×	×	×				
	194	1250	×	×	×				
	249	1600	×	×	×				

Примечание. Знаком × отмечены нормализованные сердечники.

Таблица П-16

Значения $\mu_{отн}$ и A_L для броневых сердечников из ферритов, без зазора

Тип сердечника	Марка феррита						
	2000НМ1	1500НМ3	1000НМ3	700НМ	30ВЧ2	30АЧ2	20ВЧ2
Б-6	—	$\frac{850}{630}$	$\frac{680}{500}$	—	—	—	—
Б-9	$\frac{1130}{1060}$	$\frac{960}{900}$	$\frac{720}{680}$	$\frac{555}{520}$	$\frac{50}{47}$	$\frac{30}{28}$	$\frac{20}{19}$
	$\frac{1170}{1200}$	$\frac{970}{1000}$	$\frac{730}{750}$	$\frac{555}{570}$	$\frac{48}{50}$	$\frac{29}{30}$	$\frac{19,5}{20}$
Б-14	$\frac{1230}{2200}$	$\frac{1050}{1850}$	$\frac{770}{1370}$	$\frac{580}{1030}$	$\frac{49,5}{88}$	$\frac{30}{53}$	$\frac{19,5}{35}$
	$\frac{1270}{3100}$	$\frac{1130}{2750}$	$\frac{820}{2000}$	$\frac{620}{1500}$	$\frac{49}{120}$	$\frac{30}{73}$	$\frac{19,5}{48}$
Б-22	$\frac{1450}{4000}$	$\frac{1160}{3200}$	$\frac{835}{2300}$	$\frac{615}{1700}$	$\frac{49,5}{137}$	$\frac{30}{83}$	$\frac{20}{55}$

Тип сердечника	Марка феррита						
	2000НМ1	1500НМ3	1000НМ3	700НМ	30ВЧ2	30АЧ2	20ВЧ2
Б-26	$\frac{1550}{5400}$	$\frac{1230}{4300}$	$\frac{860}{3000}$	$\frac{630}{2200}$	$\frac{49,5}{172}$	—	—
Б-30	$\frac{1660}{6000}$	$\frac{1300}{4700}$	$\frac{900}{3250}$	$\frac{655}{2350}$	—	—	—
Б-36	$\frac{1670}{8700}$	$\frac{1300}{6800}$	$\frac{900}{4700}$	—	—	—	—
Б-48	$\frac{1750}{11300}$	$\frac{1350}{8700}$	$\frac{930}{6000}$	—	—	—	—

Примечание Числитель — значение $\mu_{отн}$, знаменатель — значение A_L , МГ

Таблица П-17

Основные размеры малогабаритных чашек типа Ч из ферритов (мм)

Обозначение (рис 4-30, ж)	D_1	D_2	H	h	Материал	Подстроечник
$Ч_1$	6,1	5,1	4,4	3,3	50ВЧ-2 и 1000НМ-3	$C_{пМ} 2,3 \times 0,5 \times 9$
$Ч_2$	6,1	5,1	4,4	2,6	50ВЧ-2 и 1000НМ-3	$C_{пМ} 2,3 \times 0,5 \times 9$
$Ч_3$	8,6	6,8	4,0	3	50ВЧ-2	$C_{пМ} 2,3 \times 0,5 \times 12$

Таблица П-18

Сердечники кольцевые прямоугольного сечения из ферритов

$K4 \times 1,6 \times 1,2$	$K5 \times 2 \times 1,5$	$K10 \times 4 \times 3$	$K16 \times 8 \times 4$	$K25 \times 12 \times 6$
$K4 \times 1,6 \times 1,8$	$K5 \times 2 \times 2,2$	$K10 \times 4 \times 4,5$	$K16 \times 8 \times 6$	$K25 \times 12 \times 9$
$K4 \times 2 \times 1$	$K5 \times 2,5 \times 1,2$	$K10 \times 5 \times 2,5$	$K16 \times 10 \times 3$	
$K4 \times 2 \times 1,6$	$K5 \times 2,5 \times 1,8$	$K12 \times 5 \times 3,5$	$K16 \times 10 \times 4,5$	
$K4 \times 2,5 \times 0,8$	$K8 \times 4 \times 2,5$	$K12 \times 8 \times 2$	$K20 \times 10 \times 7,5$	
$K4 \times 2,5 \times 1,2$	$K8 \times 5 \times 1,5$	$K12 \times 8 \times 3$	$K20 \times 12 \times 4$	
	$K8 \times 5 \times 2,2$		$K20 \times 12 \times 6$	

Примечание В обозначении кольцевого сердечника первые цифры (после буквы К) обозначают наружный диаметр, вторые цифры — внутренний диаметр и третья цифра — высоту кольца (в мм).

Таблица П-19

Пролигочные и фокровые материалы для катушек и трансформаторов

Название материала	Назначение	Состав	ϵ	$tg \delta \cdot 10^4$	$T_{пл}, ^\circ C$	$T_{тр}, ^\circ C$
Церезин	Пропитка	Церезин	2,1—2,3	3	75—80	—
Полистирол	»	Полистирол	2,2—2,6	1	75—85	—
Церезино-полистирольный компаунд	»	Церезин и полистирол	2,2—2,5	1—3	—	—
Церезино-полиэтиленовый компаунд	»	Церезин и полиэтилен	2,1—2,3	3	—	—
Церезино-канифольный компаунд	»	Церезин 70% и канифоль 30%	2,5—3,0	10	65	—60
Галоваксо-полистирольный компаунд	Покрывтие	Галовакс 78%, полистирол 12%, бензол 10%	4,5—5,5	30—50	110	—60
Галоваксо-битумный компаунд	»	Галовакс до 90% и битум 15—20%	4,5—5,5	50	80—100	—60
Галоваксо-полиметакрилатный компаунд	»	Галовакс 96—98% и полиакрилат	5,5—6,5	50	85	—60
Кремнийорганические соединения	»	Кремниевая пленка	2,3—3,5	3—10	150—200*	—
Эпоксидные смолы	Заливка и пропитка	Эпоксидная смола и растворитель	—	—	—	—

$T_{пл}$ — температура плавления; $T_{тр}$ — температура растрескивания на морозе
* Максимальная температура.

Электромагнитные параметры магнитных материалов

Наименование и марка материала	Толщина, мм	Магнитная проницаемость		Индукция насыщения $B_{\text{макс}}$, Т	Удельное электросопротивление $\rho \cdot 10^{-6}$, Ом·м	Относительная стоимость	Примечание
		$\mu_{\text{н}}$	$\mu_{\text{макс}}$				
Электротехническая сталь горячего проката	0,35—0,5	350—400	—	2,0	0,6	1,0	ГОСТ 802-58
	0,1—0,2	300—350	—	2,0	0,6	2,3—3,2*	
	0,35	До 600	6000—7000	1,8—2,0	0,6	—	
	0,2; 0,35; 0,5	До 500	—	2,2	0,5	2—14*	
	0,2; 0,35; 0,5	600—700	—	2,2	0,5	2,8—18*	
То же холодного проката	0,08; 0,08; 0,1; 0,15—0,20	До 900	—	2,2	0,5	—	ГОСТ 9925-61
Железо-никелевые сплавы	0,02—0,08	18 000—20 000 ¹	70 000—90 000 ¹	0,65	0,63	31—35 ²	ГОСТ 10160-62
	0,1—0,3	22 000—28 000 ¹	120 000—130 000 ¹	0,75	0,56	31—35 ²	
Пермаллой 4: 80НХГ	0,02—0,08	16 000	70 000—90 000 ¹	0,75	0,56	31—35 ²	ГОСТ 10160-62
79НМ	0,1—0,3	20 000—22 000 ¹	120 000—130 000 ¹	1,0	0,9	21—25 ²	
50НХГ	0,02—0,08	15 000—20 000 ¹	15 000—20 000 ¹	1,0	0,9	21—25 ²	
45Н	0,02—0,08	2500—3000 ¹	25 000—28 000 ¹	1,5	—	—	—
	0,1—0,3	1700—1800 ¹	16 000—18 000 ¹	1,5	—	—	
Пермендюр	0,2—0,5	700—1600 ¹	20 000—22 000 ¹	2,2—2,4	0,18	155	—

1. Большие значения соответствуют большей толщине.

2. Большие значения соответствуют меньшей толщине и ширине листа.

3. В маркировке пермаллой цифра соответствует процентному содержанию никеля, а буквы М, Х, С — основным легирующим компонентам: молибдену, хрому и кремнию.

Таблица П-21

Основные свойства электротехнических сталей, применяемых на частоте 50 и 400 Гц (по ГОСТ 802-58 и 9925-61)

Марка стали	Толщина, мм	Магнитная индукция, Т, при напряженности магнитного поля, А/см					Удельные потери, Вт/кг, при магнитной индукции, Т			Частота, Гц
		10	25	50	100	300	1,0	1,5	1,7	

Горячекатаные стали

Э41	0,50	1,30	1,46	1,57	1,70	1,90	1,55	3,50	—	50
	0,35	1,30	1,46	1,57	1,70	1,90	1,35	3,00	—	50
Э42	0,50	1,29	1,45	1,56	1,69	1,89	1,40	3,10	—	50
	0,35	1,29	1,45	1,56	1,69	1,89	1,20	2,80	—	50
Э43	0,50	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89	1,25	2,90	—	50
	0,35	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89	1,05	2,50	—	50
Э43А	0,50	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89	1,15	2,70	—	50
	0,35	1,29	1,44	1,55	1,69	1,89	0,90	2,20	—	50
Э44	0,35	1,30	1,44	—	—	—	19,0	10,7*	—	400
	0,20	1,29	1,42	—	—	—	12,5	7,2*	—	400
	0,10	1,28	1,40	—	—	—	10,5	6,0*	—	400
	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Холоднокатаные текстурованные стали

Э310	0,50	1,60	1,75	1,83	1,91	1,98	1,25	2,45	3,2	50
	0,35	1,60	1,75	1,83	1,91	1,98	0,80	1,75	2,5	50
Э320	0,50	1,65	1,80	1,87	1,92	2,0	0,95	2,10	2,8	50
	0,35	1,65	1,80	1,87	1,92	2,0	0,70	1,50	2,2	50
Э330	0,50	1,70	1,85	1,90	1,95	2,0	0,80	1,75	2,5	50
	0,35	1,70	1,85	1,90	1,95	2,0	0,60	1,30	1,9	50
Э330А	0,35	1,70	1,85	1,90	1,95	2,0	0,50	1,10	1,6	50
Э340	0,20	1,60	1,70	—	—	—	12,0	7,0*	—	400
	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

Холоднокатаные малотекстурованные стали

Э3100	0,50	—	1,50	1,60	1,73	1,96	1,70	3,7	—	50
Э3200	0,50	—	2,48	1,58	1,72	1,95	1,50	3,4	—	50

* При магнитной индукции 0,75 Т.

Примечание. В маркировке электротехнической стали буква Э обозначает сталь электротехническую. 1-я цифра — степень легирования; 1 — слаболегированная; 2 — среднелегированная; 3 — повышено-легированная и 4 — высколегированная; 2-я цифра характеризует гарантированные электрические и магнитные свойства: 1 — нормальные удельные потери при перемагничивании с частотой 50 Гц; 2 — пониженные удельные потери при тех же условиях; 3 — низкие удельные потери при тех же условиях; буква А после цифры — особые низкие удельные потери; 4 — удельные потери при перемагничивании с частотой 400 Гц; 5 — нормальная проницаемость в слабых полях; 6 — повышенная проницаемость в слабых полях; 7 — нормальная проницаемость в средних полях; 8 — повышенная проницаемость в средних полях; цифра 0 на конце указывает на холоднокатаную текстурированную сталь и буква П на конце — на повышенную точность проката.

Таблица П-22

Размеры (мм) нормализованных шихтованных броневых сердечников (размеры по рис. 8-1)

Тип сердечника	y_1	y_2 (типичные размеры)	b	h	A	B	l_c , см
Ш	9	9; 12	9	22,5	36	31,5	7,72
	12	10; 12; 16; 20; 25; 32	12	30	48	42	10,0
	16	10; 12; 16; 20; 25; 32; 40	16	40	64	56	13,7
	20	12; 16; 20; 25; 32; 40; 50	20	50	80	70	17,4
	25	16; 20; 25; 32; 40; 50; 64	25	62,5	100	87,5	21,4
	32	20; 25; 32; 40; 50; 64; 80	32	80	128	112	27,4
ША	5	6,3; 10	5	12,5	20	17,5	4,28
	6	8; 12,5	6	15	24	21	5,16
	8	10; 16	8	20	32	28	6,28
	10	16; 20	10	25	40	35	8,57
	12	25	12	30	48	42	10,28
ШВ	3	4; 6,3	3,5	8	14	12	2,77
	4	4; 8	5	10	19	15	3,43

Таблица П-23

Размеры (мм) нормализованных ленточных броневых сердечников (размеры по рис. 8-1)

Тип сердечника	y_1	y_2 (типичные размеры)	b	h	A	B	l_c , см
ШЛ	4	4; 5; 6,5; 8	4	10	16	14	3,4
	5	5; 6,5; 8; 10	5	12	20	17	4,2
	6	6,5; 8; 10; 12,5	6	15	24	21	5,1
	8	8; 10; 12,5; 16	8	20	32	28	6,8
	10	10; 12,5; 16; 20	10	25	40	35	8,5
	12	12,5; 16; 20; 25	12	30	48	42	10,2
	16	16; 20; 25; 32	16	40	64	56	13,6
	20	20; 25; 32; 40	20	50	80	70	17,1
	25	25; 32; 40; 50	25	62,5	100	87,5	21,3
	32	32; 40; 50; 64	32	80	128	112	27,3
	40	40; 50; 64; 80	40	100	160	140	34,2

Продолжение табл. П-23

Тип сердечника	y_1	y_2 (типичные размеры)	b	h	A	B	l_c , см
ШЛМ	8	8; 10; 12,5; 16	5	14	26	22	5
	10	10; 12,5; 16; 20	6	18	32	28	6,4
	12	12,5; 16; 20; 25	8	23	40	35	8,1
	16	16; 20; 25; 32	9,9	26	35,8	42	9,7
	20	20; 25; 32; 40	12	36	64	56	12,7
	25	25; 32; 40; 50	15	45	80	70	15,9
ШЛО	4	5; 6,5; 8; 10	5	13	18	17	4,4
	5	5; 6,5; 8; 10	6,2	16	22,4	21	5,6
	6	6; 8,5; 10; 12,5	7,5	23	27	29	7,3
	8	8; 10; 12,5; 16	10	27	36	35	9,6
	10	10; 12,5; 16; 20	12,5	32	45	42	11,0
	12	12,5; 16; 20; 25	20	44	65	57	14,7
	16	16; 20; 25; 32	24	64	81	71	18,1

Примечание Сердечники обозначают буквами ШЛ, ШЛМ или ШЛО и цифрами, указывающими произведение $y_1 y_2$, например ШЛ6×10.

Таблица П-24

Размеры (мм) нормализованных ленточных стержневых сердечников (размеры по рис. 8-1)

Тип сердечника	y_1	y_2	b	A	Типичные размеры				
					h	B	l_c	h	B
ПЛ	6,5	12,5	8	21	h	8	10	12,5	16
					B	21	23	25,5	29
					l_c	5,2	5,6	6,1	6,8
8	12,5	10	26	h	12,5	16	20	25	
				B	28,5	32	36	41	
				l_c	6,9	7,6	8,6	9,4	
10	12,5	12,5	32,5	h	20	25	32	40	
				B	40	45	52	60	
				l_c	9,6	10,6	11,5	13,6	
12,5	16	16	41	h	25	32	40	50	
				B	50	55	65	75	
				l_c	12	13,4	15	17	

Тип сердечника	y_1	y_2	b	A	Типовые размеры				
					h	B	l_c	30	40
ПЛ	12,5	25	20	45	h	30	40	50	60
					B	55	65	75	85
					l_c	13,8	15,8	17,8	19,8
	16	32	25	57	h	40	50	65	80
					B	72	82	97	112
					l_c	18	40	23	26
20	40	32	72	h	50	60	80	100	
				B	90	100	120	140	
				l_c	22,7	24,7	28,7	32,7	
25	50	40	90	h	65	80	100	120	
				B	115	130	150	170	
				l_c	28,8	31,8	35,8	39,8	
32	64	50	114	h	180	100	130	160	
				B	144	164	194	224	
				l_c	36	40	46	52	
40	80	64	144	h	100	120	160	200	
				B	180	200	240	280	
				l_c	45,3	49	57,3	65,3	
ПЛМ	22	32	19	83	h	28	36	46	58
					B	72	80	90	160
					l_c	16	18	20	22
27	40	24	102	h	36	46	58	73	
				B	90	100	112	127	
				l_c	20	22,8	25	28	
34	50	30	128	h	46	58	73	90	
				B	114	126	141	158	
				l_c	26	28	30,5	33	

Размеры (мм) нормализованных ленточных кольцевых (тороидальных) сердечников типа ОЛ (размеры по рис. 8-1)

$D_{вн}$	$D_{н}$	y_2 (типовые размеры)	l_c , см
10	16	4; 5; 6,5; 8	4,0
12	20	5; 6,5; 8; 10	5,0
16	26	6,5; 8; 10; 12,5	6,5
20	32	8; 10; 12,5; 16	8,1
25	40	10; 12,5; 16; 20; 25	10,2
32	50	16; 20; 25; 32	12,8
40	64	20; 25; 32; 40	16,3
50	80	25; 32; 40; 50	20,4
64	100	32; 40; 50; 64	25,8
80	128	40; 50; 64; 80	32,6

Примечание Обозначение сердечника производится буквами ОЛ и цифрами в виде дробей, указывающими внутренний и наружный диаметры — $D_{вн}/D_{н}$, и цифрой, указывающей толщину набора y_2 , например ОЛ25/40-10.

Таблица П-26

Классы нагревостойкости (по ГОСТ 8865-70)

Класс	$T_{макс}^1$, °C	Краткая характеристика изоляционных материалов
У	90	Текстильные материалы без пропитки; некоторые пластмассы (с органическим наполнителем)
А	105	Текстильные материалы с пропиткой; материалы на основе бумаги; некоторые пластмассы (с органическим наполнителем)
Е	120	Синтетические органические материалы; термореактивные пластмассы; материалы на основе стеклолактани
В	130	Материалы на основе слюды, асбеста и стекловолокна. Термореактивные пластмассы
Ф	155	Материалы на основе слюды, асбеста, стекловолокна
Н	180	То же, но в сочетании с кремнийорганическими связующими составами. Пластмассы с неорганическим наполнителем
С	> 180	Материалы на основе слюды, керамики, стекла

¹ $T_{макс}$ — температура, при которой обеспечиваются технико-экономически целесообразные сроки службы.

Примечание. Размер l_c выражен в сантиметрах. Сердечники обозначают буквами ПЛ или ПЛМ и цифрами, указывающими произведение $y_1 y_2$ и высоту окна h , например ПЛ20×4-50.

Номинальные напряжения трансформаторов питания (ГОСТ 10763-64)

1,0	1,1	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0	2,25	—	2,5	—	2,8
10	11	12,6	14	16	18	20	22,5	—	25	27	—
100	110	127	140	160	180	200	250	—	250	—	280
0,3	—	—	—	—	—	—	0,6	—	—	—	—
3,15	3,6	4,0	4,5	5,0	5,5	6,3	6,3	—	—	8,0	9,0
31	36	40	45	50	55	63	63	—	—	80	90
315	360	400	450	500	550	630	630	—	—	800	900

Таблица П-28

Основные параметры искусственных линий задержки

Тип ЛЗ	Линия задержки температуростойкая (ЛЗТ)	Линия задержки цветоного телевидения (ЛЗЦТ)	Линия задержки (ЛЗ)	ЛЗ-1-600-0,2	ЛЗ-0,25-600-0,0	ЛЗ-1,5-600-0,0	ЛЗЕ	ЛЗ в распределенными пара-метрами (ЛЗРП)	Высоковольтная ЛЗ (ЛЗВМ)	ЛЗ с распределенными парами под печатными монтажом (ЛЗРП ПМ)	ЛЗ с распределенными парами (ЛЗРП)
Время задержки, мкс	0,05—2	0,6—0,8	0,05—2	1	0,55	1,5	0,05—2	0,11—1,1	0,28—3,7	0,275—0,55	0,275
Волновое сопротивление, Ом	300—2400	1500	600—1200	600	600	600	300—2400	150—600	600—1200	150; 600	300
Длительность переднего фронта импульса на выходе ЛЗ, мкс	0,16—0,65	—	0,16—0,38	0,3	0,3	0,3	0,12—0,65	0,015—0,06	0,1—0,8	0,02—0,07	0,035
Коэффициент передачи	0,75—0,95	0,7	0,8—0,9	0,82	0,75	0,7	0,7—0,94	0,7—0,9	0,7—0,9	0,7—0,9	0,9

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- 1-1. Основы теории и расчета надежности. Изд. 2-е. М., Судпромгиз, 1960. 140 с. с ил. Авт: И. М. Маликов, А. М. Половко, Н. А. Романов и П. А. Чукарев.
- 1-2. Мейнке Х. и Гундлах Ф. Радиотехнический справочник, т. 1. Пер. с нем. М., Госэнергоиздат, 1960. 416 с. с ил.
- 1-3. Проваз И. Температурная компенсация нестабильности высокочастотных контуров. Пер. с чешск. М., Изд-во иностр. лит., 1960. 241 с. с ил.
- 1-4. Хинней К., Уолш К. Радиодетали и проблема надежности. Пер. с англ. М., «Советское радио», 1960. 432 с. с ил.
- 1-5. Богородицкий Н. П., Пасынков В. В. Материалы в радиоэлектронике. М., Госэнергоиздат, 1961. 351 с. с ил.
- 1-6. Расчет электрических допусков радиоэлектронной аппаратуры. Под ред. В. П. Гусева и А. В. Фомина. М., «Советское радио», 1963. 221 с. с ил.
- 1-7. Дьюкс Дж. М. Печатные схемы. Пер. с англ. М., Изд-во иностр. лит., 1963. 303 с. с ил.
- 1-8. Чурабо Д. Д. Конструирование деталей и узлов радиоаппаратуры. М., Госэнергоиздат, 1963. 440 с. с ил.
- 1-9. Гусев В. П. Производство радиоаппаратуры. М., «Высшая школа», 1964. 343 с. с ил.
- 1-10. Фролов А. Д. Узлы радиоаппаратуры. М., «Энергия», 1964. 470 с. с ил.
- 1-11. Астафьев А. В. Окружающая среда и надежность радиотехнической аппаратуры. М., «Энергия», 1965. 360 с. с ил.
- 1-12. Смирнов А. С. Предпочтительные числа и их практическое применение. М., Изд-во Госкомитета стандартов, мер и измерительных приборов, 1965. 72 с.
- 1-13. Половко А. М. Основы теории надежности. М., «Наука», 1965. 446 с. с ил.
- 1-14. Шитиков Г. Т. Стабильные диапазонные генераторы. М., «Советское радио», 1965. 614 с. с ил.
- 1-15. Широков А. М. Основы надежности и эксплуатации электронной аппаратуры. Минск, «Наука и техника», 1965. 266 с. с ил.
- 1-16. Волк М., Лефордж Ж и Стетсон Р. Герметизация электротехнической и радиоэлектронной аппаратуры. Пер. с англ. М., «Энергия», 1966. 368 с. с ил.
- 1-17. Луцкий В. А. Расчет надежности и эффективности радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Киев, «Наукова думка», 1966. 208 с. с ил.
- 1-18. Фролов А. Д. Соединения в конструкциях радиотехнических изделий. М., «Энергия», 1966. 456 с. с ил.

- 1-19. Влияние облучения на материалы и элементы электронных схем. Пер. с англ. Под ред. В. Н. Быкова и С. П. Соловьева. М., Атомиздат, 1967. 427 с. с ил.
- 1-20. **Верхопятницкий П. Д.** Электрические элементы судовых радиоэлектронных и судовых вычислительных устройств. Л., «Судостроение», 1967. 347 с. с ил.
- 1-21. **Зиземский Е. И.** Надежность радиоэлектронной аппаратуры. Изд. 2-е. Л., «Судостроение», 1967. 152 с. с ил.
- 1-22. **Дульнев Г. Н. и Семяшкин Э. М.** Теплообмен в радиоэлектронной аппаратуре. М., «Энергия», 1968. 359 с. с ил.
- 1-23. **Фрумкин Г. Д.** Расчет и конструирование радиоаппаратуры. Изд. 2-е. М., «Высшая школа», 1968. 343 с. с ил.
- 1-24. **Голинкевич Т. А.** Оценка надежности радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1969. 174 с. с ил.
- 1-25. **Элементы ЭВМ на полупроводниковых приборах.** Проектирование и расчет. Под ред. Е. И. Гальперина. М., «Советское радио», 1969. 559 с. с ил.
- 1-26. **Ильинский В. С.** Защита аппаратов от динамических воздействий. М., «Энергия», 1970. 320 с. с ил.
- 1-27. **Справочник по радиоэлектронике.** Под ред. А. А. Куликовского, т. 3. М., «Энергия», 1970. 814 с. с ил.
- 1-28. **Михайлов А. В.** Эксплуатационные допуски и надежность в радиоэлектронной аппаратуре. М., «Советское радио», 1970. 215 с. с ил.
- 1-29. **Фролов А. Д.** Теоретические основы конструирования и надежности радиоэлектронной аппаратуры. М., «Высшая школа», 1970. 486 с. с ил.
- 1-30. **Бачелис Д. С., Белоруссов Н. И. и Саакян А. Е.** Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. Изд. 3-е. М., «Энергия», 1971. 704 с. с ил.
- 1-31. **Стандартизация в радиоэлектронике.** Под ред. В. В. Бойцова, т. 2. М., Изд-во стандартов, 1971. 361 с. с ил.
- 1-32. **Горячева Г. А., Шапкин А. А. и Ширшев Л. Г.** Действие проникающей радиации на радиодетали. М., Атомиздат, 1971. 113 с. с ил.
- 1-33. **Дульнев Г. Н. и Тарновский Н. Н.** Тепловые режимы радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1971. 248 с. с ил.
- 1-34. **Карпушин В. Б.** Вибрации и удары в радиоаппаратуре. М., «Советское радио», 1971. 344 с. с ил.
- 1-35. **Харинский А. Л.** Основы конструирования элементов радиоэлектронной аппаратуры. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1971. 454 с. с ил.
- 1-36. **Гелль П. П. и Иванов-Есипович Н. К.** Конструирование радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1972. 231 с. с ил.
- 1-37. **Горячева Г. А.** Детали и узлы аппаратуры связи. М., «Связь», 1973. 152 с. с ил.
- 1-38. **Доценко В. С. и Соболев В. В.** Долговечность элементов радиоэлектронной аппаратуры (влияние влаги). М., «Энергия», 1973. 160 с. с ил.
- 1-39. **Фомин А. В., Борисов В. Ф. и Чермешинский В. В.** Допуски в радиоэлектронной аппаратуре. М., «Советское радио», 1973. 129 с. с ил.
- 1-40. **Базарова Ф. Ф.** Органические и неорганические полимеры в конструкциях радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1974. 175 с. с ил.
- 1-41. **Суровцев Ю. А.** Амортизация радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1974. 175 с. с ил.
- 1-42. **Фролов А. Д.,** Радиодетали и узлы. М., «Высшая школа», 1975. 440 с. с ил.
- 1-43. **Теория надежности радиоэлектронных систем в примерах и задачах.** Под ред. Г. В. Дружинина. М., «Энергия», 1976, 448 с. с ил.
- 2-1. **Сотсков Б. С. и Ростовская С. Е.** Характеристики надежности сопротивлений и конденсаторов. — «Автоматика и телемеханика», 1960, т. XXI, № 5, с. 633—638.
- 2-2. **Скрипник Ю. А.** Приближенный метод расчета проволочных сопротивлений с частотной компенсацией по модулю. — «Электричество», 1960, № 9, с. 83—85.
- 2-3. **Левичий М. Я.** Проволочные потенциометры. М., Машгиз, 1961. 114 с. с ил.
- 2-4. **Пасынков В. В., Савельев Г. А. и Чиркин Л. К.** Нелинейные полупроводниковые сопротивления и их применение. М., «Судпромгиз», 1962. 212 с. с ил.
- 2-5. **Ермолаев Ю. П.** Расчет и анализ точности печатных сопротивлений в зависимости от точности нанесения печатных и резистивных элементов. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1962, № 1, с. 97—104.
- 2-6. **Ермолаев Ю. П.** Перспективные и рациональные конструкции печатных сопротивлений в микроминиатюрной аппаратуре. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1962, № 4, с. 469—475.
- 2-7. **Ермолаев Ю. П.** Высокоомные печатные сопротивления в цепях высокой частоты. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1962, № 6, с. 714—722.
- 2-8. **Микитинский М. С.** Учет распределенной емкости неспрогнозных сопротивлений. — «Радиотехника», 1963, № 1, с. 68—71.
- 2-9. **Ермолаев Ю. П.** Расчет и конструирование микропленочных сопротивлений. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1963, № 6, с. 628—633.
- 2-10. **Белевцев А. Т.** Микроминиатюризация радиоэлектронной аппаратуры. М., «Энергия», 1965. 256 с. с ил.
- 2-11. **Мартюшов К. И. и Зайцев Ю. В.** Резисторы. Конструкция, основы технологии и параметры. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1966. 216 с. с ил.
- 2-12. **Олеск А. О.** Фоторезисторы. М., «Энергия», 1966. 129 с.
- 2-13. **Бондаренко Е. М., Дорофеев Б. Г. и Стукалкин А. Н.** Электрические сопротивления (проектирование). М., «Энергия», 1976. 120 с.
- 2-14. **Гальперин Б. С.** Непроволочные резисторы. М., «Энергия», 1968. 284 с. с ил.
- 2-15. **Мартюшов К. И. и Зайцев Ю. В.** Нелинейные полупроводниковые резисторы. М., «Энергия», 1968. 190 с. с ил.
- 2-16. **Белевцев А. Т.** Потенциометры. Изд. 3-е. М., «Машиностроение», 1969. 328 с. с ил.
- 2-17. **Зайцев Ю. В.** Полупроводниковые резисторы. М., «Энергия», 1969. 46 с. с ил.
- 2-18. **Изготовление микрорезисторов из литого микропровода в стекляной изоляции.** — «Приборостроение», 1969, № 7, с. 87—90. Авт.: П. Л. Космин, Н. Н. Филиппов, А. Ф. Зимодро и др.
- 2-19. **Малинин Р. М.** Резисторы. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1969. 80 с. с ил.
- 2-20. **Проволочные резисторы.** Под ред. М. Т. Железнова и Л. Г. Ширшева. М., «Энергия», 1970. 239 с. с ил.
- 2-21. **Дущенко В. К.** Применяемость типовых элементов радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1971. 96 с. с ил.
- 2-22. **Зайцев Ю. В. и Марченко А. М.** Полупроводниковые резисторы в радиосхемах. М., «Энергия», 1971. 112 с. с ил.

- 2-23. Мартюшов К. И., Зайцев Ю. В. и Тихонов А. И. Методы расчета резисторов. М., «Энергия», 1971. 208 с. с ил.
- 2-24. Биллибин К. И., Духанин К. М. и Скороходов Е. А. Намоточные работы в производстве элементов автоматики. М., «Энергия», 1972. 217 с. с ил.
- 2-25. Мартюшов К. И. и Зайцев Ю. В. Технология производства резисторов. М., «Энергия», 1972. 312 с. с ил.
- 2-26. Аксененко М. Д. и Красовский Е. А. Фоторезисторы. М., «Энергия», 1973. 55 с. с ил.
- 2-27. Минкин С. Б. и Шашков А. Г. Позисторы. М., «Энергия», 1973. 89 с. с ил.
- 2-28. Стальбовский В. В. и Четвертаков И. И. Резисторы. М., «Советское радио», 1973. 63 с. с ил.
- 2-29. Зайцев Ю. В. Переменные резисторы. М., «Энергия», 1974. 359 с. с ил.
- 2-30. Тареев Б. М., Лернер М. М. Оксидная изоляция. М., «Энергия», 1975. 207 с. с ил.
- 2-31. Бочкарев Б. А., Бочкарева В. А. Керметные пленки. М., «Энергия», 1975. 152 с. с ил.
- 3-1. Финкельштейн Л. А. и Гиришман Г. Х. Антенные контуры широкодиапазонных коротковолновых передатчиков. М., Госэнергоиздат, 1960. 263 с. с ил.
- 3-2. Даммер Дж. и Норденберг Г. М. Конденсаторы постоянной и переменной емкости. Пер. с англ. М., Госэнергоиздат, 1963. 313 с. с ил.
- 3-3. Закгейм Л. Н. Электролитические конденсаторы. Изд. 2-е. М., Госэнергоиздат, 1963. 284 с. с ил.
- 3-4. Радиокерамика. Под. ред. Н. П. Богородицкого и В. В. Пасынкова. М., Госэнергоиздат, 1963. 554 с. с ил.
- 3-5. Ермолаев Ю. П. и Алимова Р. А. Расчет и анализ точности микропленочных емкостей. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1963, № 6, с. 634—638.
- 3-6. Карпихин В. В. Технология производства слюдяных и стекломалеваых конденсаторов. М., «Энергия», 1964. 255 с. с ил.
- 3-7. Некрасов М. М. и Франчук А. Н. Оценка надежности керамических трубчатых конденсаторов — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1964, № 3, с. 371—375.
- 3-8. Франчук А. Н. Конструктивные характеристики и надежность керамических трубчатых конденсаторов. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1964, № 4, с. 624—626.
- 3-9. Азарх С. Х. Конденсаторы переменной емкости. М., «Энергия», 1965. 328 с. с ил.
- 3-10. Торошин П. А. Металлобумажные конденсаторы. М., «Энергия», 1965. 213 с. с ил.
- 3-11. Грибовский П. О. и Терентьева Т. И. Миниатюрные керамические конденсаторы. М., «Энергия», 1966. 144 с. с ил.
- 3-12. Ренне В. Т., Багалеи Ю. В. и Фридберг И. Д. Расчет и конструирование конденсаторов. Киев, «Техника», 1966. 325 с. с ил.
- 3-13. Карпихин В. В. Производство радиоконденсаторов постоянной емкости. М., «Высшая школа», 1967. 179 с. с ил.
- 3-14. Гусев В. Н. и Смирнов В. Ф. Электрические конденсаторы постоянной емкости. М., «Советское радио», 1968. 87 с. с ил.
- 3-15. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. Изд. 3-е. М., «Энергия», 1969. 592 с. с ил.
- 3-16. Лернер М. М. Выбор конденсаторов для электронных устройств. М., «Энергия», 1970. 152 с. с ил.
- 3-17. Незнайко А. П. Новые типы конденсаторов. М., «Энергия», 1970. 47 с. с ил.
- 3-18. Ренне В. Т. Пленочные конденсаторы с органическим синтетическим диэлектриком. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1971. 234 с. с ил.
- 3-19. Стеклоэмалевые и стеклокерамические конденсаторы. М., «Энергия», 1972. 160 с. с ил. Авт.: В. Д. Пономаренко, Р. А. Роздова, Р. Г. Айнштейн и Г. А. Горячева
- 3-20. Кучинский Г. С. Высоковольтные импульсные конденсаторы. М., «Энергия», 1973. 175 с. с ил.
- 3-21. Михайлов И. В. и Пропошин А. И. Конденсаторы. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1973. 55 с. с ил.
- 3-22. Незнайко А. П. и Геликман Б. Ю. Конденсаторы и резисторы. М., «Энергия», 1974. 111 с. с ил.
- 4-1. Рабкин Л. И. Высокочастотные ферромагнетики. М., Физматгиз, 1960. 528 с. с ил.
- 4-2. Бескоровайный Б. М. Ферритовые фильтры переменной настройки. — «Радиотехника», 1960, № 9, с. 57—63.
- 4-3. Рабкин Л. И., Соскин С. А. и Эпштейн Б. Ш. Технология ферритов. М., Госэнергоиздат, 1962. 359 с. с ил.
- 4-4. Афанасьев К. Л. и Колесов Л. Н. Теоретическое исследование параметров плоской катушки индуктивности, расположенной между двумя ферритовыми средами. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1963, № 6, с. 602—610.
- 4-5. Гуревич Я. А. Эволюция магнитных сердечников для высоких частот. — «Радиотехника», 1965, № 2, с. 57—61.
- 4-6. Шольц Н. Н., Пискарев К. А. Ферриты для радиочастот. М., «Энергия», 1966. 258 с. с ил.
- 4-7. Матвеев Г. А. и Хомич В. И. Катушки с ферритовыми сердечниками. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1967. 64 с. с ил.
- 4-8. Ферриты и магнитодиэлектрики. Справочник. Под ред. Н. Д. Горбунова и Г. А. Матвеева. М., «Советское радио», 1968. 173 с. с ил.
- 4-9. Рабкин Л. И., Соскин С. А. и Эпштейн Б. Ш. Ферриты. «Энергия», 1968. 72 с. с ил.
- 4-10. Талмасский И. С. Высокочастотные магнитные материалы. М., «Энергия», 1968. 72 с. с ил.
- 4-11. Боровков Е. И. Расчет паразитных емкостей экранированных катушек индуктивности с однослойной намоткой. — «Радиотехника», 1968, № 4, с. 96—99.
- 4-12. Хомич В. И. Ферритовые антенны. Изд. 3-е. М., «Энергия», 1969. 94 с. с ил.
- 4-13. Калантаров П. Л. и Цейтлин Л. А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1970. 415 с. с ил.
- 4-14. Злобин В. А., Муромкина Т. С. и Поспелов П. В. Изделия из ферритов и магнитодиэлектриков. Справочник. М., «Советское радио», 1972. 240 с. с ил.
- 4-15. Рабкин Л. И. и Новикова З. И. Катушки индуктивности на ферритовых сердечниках. М., «Энергия», 1972. 150 с. с ил.
- 4-16. Васильева Л. С., Завалина И. Н. и Калинин Р. С. Катушки индуктивности аппаратуры связи. М., «Связь», 1973. 200 с. с ил.
- 4-17. Баев Е. Ф., Фоменко А. А., Цимбалюк В. С. Индуктивные элементы с ферромагнитными сердечниками. М., «Советское радио», 1976. 319 с. с ил.
- 5-1. Лабутин В. К. Колебательный контур, перестраиваемый нелинейной емкостью. М., «Энергия», 1964. 96 с. с ил.

5-2. Бермаи Л. С., Варикапы. М., «Энергия», 1965. 40 с. с ил.
5-3. Лабутин В. К. Частотно-избирательные цепи с электронной настройкой. М., «Энергия», 1966. 207 с. с ил.
5-4. Нечаев Н. Т. Вероятностные расчеты нестабильности частоты. М., «Энергия», 1969. 224 с. с ил.
5-5. Скрипников Ю. В. Колебательный контур. М., «Энергия», 1970. 128 с. с ил.
5-6. Воинов Б. С. Широкодиапазонные колебательные системы СВЧ. М., «Советское радио», 1973. 303 с. с ил.
6-1. Бернштейн Э. А. и Рудаченко Н. К. Импульсные радиопередающие устройства. Киев, ГТИ УССР, 1963. 248 с. с ил.
6-2. Корольков И. В. К расчету и конструированию коаксиальных линий с двойным диэлектриком. — «Радиотехника», 1963, № 12, с. 66—67.
6-3. Курилин Б. И. Аналитический расчет резонансных частот отрезка линии. — «Радиотехника», 1965, № 5, с. 35—38.
6-4. Захаров А. М. Резонаторы генераторов дециметровых волн. М., «Связь», 1967. 71 с. с ил.
6-5. Терентьев С. Н. и Картавых В. Ф. Трехданные передатчики дециметровых волн. Изд. 2-е. Киев, «Техника», 1967. 410 с. с ил.
6-6. Орлов С. И. Расчет и конструирование коаксиальных резонаторов. М., «Советское радио», 1970. 253 с. с ил.
6-7. Захарячев Л. И. Конструирование СВЧ каскадов на резонансных линиях и спиральных фильтрах. М., «Советское радио», 1974. 174 с. с ил.
7-1. Брянский Л. Н. Согласование волноводных трактов. М., Изд-во стандартов, 1965. 60 с. с ил.
7-2. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. М., «Связь», 1965. 352 с. с ил.
7-3. Харвей А. Ф. Техника сверхвысоких частот. Пер. с англ. под ред. В. И. Сушкевича. М., «Советское радио», 1965. 774 с. с ил.
7-4. Ковалев И. С. Теория и расчет полосковых волноводов. Минск, «Наука и техника», 1967. 233 с. с ил.
7-5. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. и Смирнов В. П. Справочник по элементам волноводной техники. М., «Советское радио», 1967. 651 с. с ил.
7-6. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. Под ред. Н. Д. Левятова, т. 1. М., «Высшая школа», 1970. 439 с. с ил.
7-7. Руденко В. М., Халаяпин Д. Б. и Магнусевский В. Р. Малошумящие входные цепи СВЧ приемных устройств. М., «Связь», 1971. 279 с. с ил.
7-8. Маттей Д. Л., Янг Л. и Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Пер. с англ. т. I, М., «Связь», 1971. 493 с. с ил.; т. II, 1972. 495 с. с ил.
7-9. Ковалев И. С. Основы теории и расчета устройств СВЧ. Радиоволноводы и резонансные системы. Минск, «Наука и техника», 1972. 254 с. с ил.
7-10. Малорайкий Л. Г. и Явич Л. Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М., «Советское радио», 1972. 232 с. с ил.
7-11. Бова Н. Г., Сороковой П. И. и Толстиков Ю. В. Определение допусков на параметры микрополосковой линии передачи. — «Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника», № 2, 1973, с. 28—33.

7-12. Заикин Б. М. и Рудешко Г. А. К расчету волновых сопротивлений, связанных несимметричных полосковых линий. — «Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника», № 2, 1973, с. 39—42.
7-13. Печатные схемы в приборостроении, вычислительной технике и автоматике. Под ред. А. Т. Белевцева. М., «Машиностроение», 1973. 272 с. с ил.
7-14. Бергер М. Н. и Капилевич Б. Ю. Прямоугольные волноводы с диэлектриками. М., «Советское радио», 1973. 254 с. с ил.
7-15. Нефедов Е. И. и Фиалковский А. Т. Полосковые линии передачи. Минск, «Наука», 1974. 127 с. с ил.
7-16. Конструирование и расчет полосковых устройств. Под ред. И. С. Ковалева. М., «Советское радио», 1974. 296 с. с ил.
8-1. Расчет импульсных схем. М., Воениздат, 1960. 237 с. с ил. Авт.: Г. А. Базь, Г. П. Муромцев, А. Н. Раинкин и др.
8-2. Лейбман М. Е. Импульсная техника. М., Оборонгиз, 1960. 237 с.
8-3. Ермолин Н. П. Как рассчитать маломощный силовой трансформатор. М., Госэнергоиздат, 1961. 52 с. с ил.
8-4. Бальян Р. Х. Трансформаторы малой мощности. Л., Судпромгиз, 1961. 367 с. с ил.
8-5. Бамдас А. М. и Савиновский Ю. А. Дроссели фильтров радиоаппаратуры. М., «Советское радио», 1962. 192 с. с ил.
8-6. Тихомиров П. М. Расчет трансформаторов. М., Госэнергоиздат. Изд. 2-е, 1962. 432 с. с ил.
8-7. Белопольский И. И. и Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. М., Госэнергоиздат, 1973. 222 с. с ил.
8-8. Буль Б. К. Основные теории и расчеты магнитных цепей. М., «Энергия», 1964. 464 с. с ил.
8-9. Бамдас А. М. и Савиновский Ю. А. Управляемые дроссели радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1966. 344 с. с ил.
8-10. Бамдас А. М. и Савиновский Ю. А. Дроссели переменного тока, радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1969. 248 с. с ил.
8-11. Ермолин Н. П. Расчет трансформаторов малой мощности. Изд. 2-е. М., «Энергия», 1969. 190 с. с ил.
8-12. Кузнецов В. К., Оркин Б. Г. и Русин Ю. С. Трансформаторы усилительной и измерительной аппаратуры. М., «Энергия», 1969.
8-13. Бертинов Е. И. и Кофман Д. В. Торoidalные трансформаторы статических преобразователей. М., «Энергия», 1970. 96 с. с ил.
8-14. Норденберг Г. М. Трансформаторы для радиоэлектронной аппаратуры. Пер. с англ. М., «Энергия», 1970. 239 с. с ил.
8-15. Бальян Р. Х. Трансформаторы для радиоэлектроники, «Советское радио», 1971. 720 с. с ил.
8-16. Вдовин С. С. Проектирование импульсных трансформаторов. М., «Энергия», 1971. 147 с. с ил.
8-17. Белопольский И. И., Каретникова Е. И. и Пикалова Л. Г. Расчет трансформаторов и дросселей малой мощности. Изд. 2-е, М., «Энергия», 1973. 400 с. с ил.
8-18. Каретникова Е. И., Рычина Т. А. и Крамаков А. И. Трансформаторы питания и дроссели фильтров для радиоэлектронной аппаратуры. М., «Советское радио», 1973. 180 с. с ил.
8-19. Русин Ю. С. Трансформаторы звуковой и ультразвуковой частоты. М., «Энергия», 1973. 152 с. с ил.
8-20. Лавренко В. В. Пьезоэлектрические трансформаторы. М., «Энергия», 1975. 111 с. с ил.

9-1. Петров А. Н., Шматченко В. Ф. Полосовые электромеханические фильтры радиочастот. М., Госэнергоиздат, 1961. 299 с. с ил.

9-2. Финкельштейн М. И. Искусственные линии задержки. М., Воениздат, 1961. 86 с. с ил.

9-3. Голубков А. Г. Электромагнитные линии переменной задержки с емкостным съёмником. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1962, № 4, с. 492—497.

9-4. Моругин Л. А. и Глебович Г. В. Наносекундная импульсная техника. М., «Советское радио», 1964. 623 с. с ил.

9-5. Лосев А. К. Теория и расчет электромеханических фильтров. М., «Связь», 1965. 263 с. с ил.

9-6. Фролкин В. Т. Импульсные устройства. М., «Машиностроение», 1966. 447 с. с ил.

9-7. Соколинский А. Г., Сухаревский Ю. М. Магнетиновые ультразвуковые линии задержки. М., «Советское радио», 1966. 232 с. с ил.

9-8. Великин Я. И., Гельмонт З. Я. и Зелях Э. В. Пьезоэлектрические фильтры. М., «Связь», 1966. 396 с. с ил.

9-9. Глебович Г. В. и Гурьева И. С. Характеристики сверхпроводящей коаксиальной линии задержки. — «Известия вузов. Сер. Радиотехника», 1967, т. X, № 12, с. 1183—1188.

9-10. Фрид Е. А. и Азарх С. Х. Пьезокерамические фильтры. М., «Энергия», 1967. 40 с. с ил.

9-11. Важенни З. П., Волкова Н. Н. и Чадович И. И. Методы и схемы временной задержки импульсных сигналов. М., «Советское радио», 1971. 286 с. с ил.

9-12. Захарьящев Л. И. Конструирование линий задержки. М., «Советское радио», 1972. 192 с. с ил.

9-13. Бордовский В. С. и Гальперевич Д. Я. Передача наносекундных импульсов через сверхпроводящий коаксиальный кабель. — «Радиотехника», 1972, т. 27, № 11, с. 51—55.

9-14. Авраамченко В. Л., Гальямичев Ю. П. и Лайнэ А. А. Электрические линии задержки и фазовращатели. Под ред. А. Ф. Белецкого. М., «Связь», 1973. 111 с. с ил.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Абсорбция 108
Автотрансформаторы 563
— ВЧ с регулируемым коэффициентом трансформации 325
Азимутальные колебания 381
Активное сопротивление контура 13
Альсифер 258

Бесконтактный мостик 423
Близости эффект 18

Варикапы 338
Вариконды 130
Вариометры 287
— УКВ 323
Варистор 72

Вибропрочность 9
Виток связи 431
Влагозащита 25
Влажность 24
Водопоглощающие вещества 26
Волноводные переходы 486
— соединения 480
Волноводы, конструкция 477
Волновое сопротивление 473
— — двухпроводной линии 394
— — коаксиальной линии 389
— — полосковой линии 458
— — связанной полосковой линии 462
Вращающиеся соединения волноводов 488
Входное сопротивление линии 370

Герметизация 26
Гибкие волноводы 479
Глубина проникновения тока 15

Давление окружающего воздуха 26
Двухпроводная линия 394

Делители мощности в волноводных узлах 484
Диэлектрики ВЧ, свойства 614
Диэлектрическая проницаемость воздуха 24
Диэлектрические потери 19
Длина волны в полосковой линии 458
Дроссели ВЧ 302
— НЧ 527
— расчет 308

Емкости конденсаторов, номинальные 104
Емкость дросселя 303
— эквивалентного контура 381

Жесткие волноводы 477
ЖИГ-резонаторы 500

Затухание в полосковой линии 460
— — стенках волновода 474

Изоляция обмоточных проводов 521
Индуктивность катушки 216
— медных проводников 221
Интенсивность отказов 31
— — относительная 34
Испытательное напряжение 105

Каскады на резонансных линиях, конструкция 441
Катушки индуктивности — выводы 315
— — диэлектрические потери 239
— — каркасы 313
— — конструкция 312
— — коэффициент связи 248
— — микроминиатюрные 326
— — надежность 204

катушки индуктивности намотка 315
 — — печатные 308
 — — подстройка индуктивности 316
 — — потери из-за влияния емкости 240
 — — расчет взаимной индуктивности 242
 — — индуктивности 216
 — — размеров 213
 — — с магнитными сердечниками 258
 — — с немагнитными сердечниками 285
 — — с пирамидальной обмоткой 211
 — — с проводами наименьшего диаметра 235
 — — с сердечниками, индуктивность 281
 — — с универсальной намоткой 208
 — — секционированные 256
 — — собственная емкость 226
 — — сопротивление провода току ВЧ 230
 — — стабильность параметров 203
 — — температурная стабильность 297
 — — УКВ 320
 — — шаг намотки 206
 — — экранированные 250
 Керамика установочная, свойства 125, 618
 Классы точности 7
 Коаксиальная линия 389
 Конденсаторы блокировочные 146
 — бумажные 131
 — влияние влажности 114
 — — давления воздуха 114
 — — температуры 112
 — дифференциальные 198
 — для интегральных схем 150
 — добротность 108
 — емкость через диэлектрик 21
 — индуктивность 109
 — интенсивность отказов 116
 — испытательное напряжение 105
 — керамические 124

Конденсаторы керамические температурная стабильность 112
 — коэффициент температурной нестабильности (КТНЕ) 112
 — лакопленочные 139
 — логарифмические 162
 — металлобумажные 131
 — металлопленочные 138
 — металлофольговые 139
 — механические воздействия 126
 — монолитные 126
 — надежность 116
 — номинальная емкость 104
 — номинальное напряжение 105
 — переменной емкости 155
 — — — конструкция 180
 — — — расчет 160
 — — — с твердым диэлектриком 175
 — — УКВ 195
 — печатные 150
 — подстроечные 199
 — постоянной емкости 119
 — потери 19
 — проходные и опорные 146
 — прямоемостные 161
 — прямочастотные 161
 — расчет емкости 149
 — реактивная мощность 106
 Конденсаторы связи в линиях 434
 — — температурная стабильность 121
 — с нулевой начальной емкостью 198
 — с разделенным статором 195
 — с расширенным угловым диапазоном 165
 — слюдяные 120
 — стабильность 112
 — стабильные 168
 — токосъем 188
 — точность 192
 — удельная емкость 105
 — фрезерованные 181
 — частотные 137
 — штампованные 181
 — эквивалентная схема 109
 — электрическая прочность 105
 — электролитические 139
 — — алюминиевые 142
 — — танталовые 144
 Короткозамыкающие мостики 420

Линии двухпроводные 394

— коаксиальные 389
 — — однопроводные 396
 — — спиральные 23, 392
 — задержки волновые 575
 — — коаксиальные 568
 — — магнитоэлектрические 574
 — — полосковые 575
 — — с сосредоточенными параметрами 576
 — — спиральные 571
 — — твердотельные 597
 — — ультразвуковые 591
 — — электромагнитные 567
 — — электромеханические 585
 Литцендрат 233

Магнитные материалы

— — ВЧ, свойства 258
 — — НЧ, свойства 508
 — — сердечники, свойства 510
 Магнитоэлектрики 258
 Микрополосковая линия 451
 Многократные линии 419

Настроечные мостики 420

Настройка линий 406

— резонаторов 496

Нормальные условия 8

Объемный виток, трансформатор 541

Обмотки дросселей НЧ 518

Обмоточные провода 521

Обратная связь в линиях 438

Пластины шихтованных сердечников 511

Поверхностный эффект 13

Подстройка линий 427

Покровные материалы 633

Полосковая линия с воздушным заполнением 451

— — — диэлектрическим заполнением 451

— симметричная 452

— несимметричная 452

Полосковые направленные ответвители 458

— резонаторы 466

— переходы 470

Полые резонаторы 489

Полый волновод 472

Потенциометры 38

Провода из сплавов высокого сопротивления 75

Прямоугольный резонатор 492

Радиальные колебания 381

Радиотехническая керамика 124, 618

Разделение колебаний в линиях 413

Распределение тока и напряжения вдоль линии 370

Распространение волны вдоль линии 368

Резисторы бороуглеродистые 56

— влияние влажности 48

— — температуры 42

— — частоты 43

— высоковольтные 60

— высокоомные 60

— ВЧ проволочные 86

— — намотка 86

— для интегральных схем 66

— допускаемая температура 42

— емкость 44

— импульсные 60

— индуктивность 44

— классы точности 39

— композиционные 55

— коэффициент влагостойкости 48

— нагрузки 49

— металлопленочные 56

— металлоокисные 56

— микромодульные 62

— миниатюрные 59

— надежность 51

— нелинейные 72

— непроволочные 54

— — данные

— — тепловая характеристика 42

— — УВЧ, данные 61

— низкоомные 60

— номинальное сопротивление 39

— объемные 59

— переменного сопротивления 91

— — — данные

— печатные 62

— плотность тока 82

— постоянного сопротивления 54

— прецизионные 60

— проволочные 74

— — каркасы 80

— — конструкция 80

Резисторы проволочные расчет 81
 — подстрочные 102
 — специальные 62
 — стабильность сопротивления 47
 — стандартные проволочные 78
 — тепловые шумы 50
 — теплостойкие 60
 — токовые шумы 50
 — углеродистые 55
 — УВЧ проволочные 90
 — функциональные 92
 — широкого применения 59
 — эквивалентная схема 45
 — электрическая нагрузка 40
 — прочность 42
 Резонансные линии конструкции 441
 — расчет параметров 388
 — частоты 376
 Ряды размерные 6
 Сердечники из карбонильного железа и феррита 267
 Смесительный блок приемника 362
 Согласующие элементы волноводного тракта 482
 Соединительные контакты 426
 Сопротивление квадрата 16
 Сплавы высокого сопротивления свойства 75
 Стабильные линии 418
 Стояние волны 369
 Тангенс угла потерь 20
 Температура, влияние на параметры элементов схем 22
 — нагрева изоляции 639
 Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) 23
 — индуктивности (ТКИ) 23
 — сопротивления (ТКС) 23
 — частоты (ТКЧ) 23
 Терморезисторы 73
 Токопроводящая поверхность, обработка 17
 Тороидальный резонатор 494
 Трансформаторы, емкость обмоток 523
 — импульсные 542
 — расчет 542
 — индуктивность рассеяния обмоток 525

Трансформаторы каркасы 537
 — конструкции 537
 — коэффициент заполнения 520
 — миниатюрные 540
 — пьезокерамические 564
 — сердечники 510
 — нагрев 556
 — надежность 539
 — нелинейные искажения 535
 — НЧ 527
 — — расчет 527
 — обмотки 518
 — питания 548
 — повышенной частоты 561
 — порядок расчета 562
 — провода обмоток 521
 — сопротивление обмотки 522
 Трансформация сопротивлений в линиях 373

Угол потерь 20
 Удельная мощность рассеяния 83
 — поверхность охлаждения 83
 Удельное поверхностное сопротивление 16

Фазовая постоянная 388
 Ферриты 259
 Ферровариометры 294
 Фильтры СВЧ 441
 — пьезокерамические 606
 — пьезомеханические 610
 — сосредоточенной избирательности 599
 — электромеханические 601
 Фоторезисторы 74

Цепи питания в линиях 415
 Цилиндрический резонатор 493

Широкодиапазонные контуры бесконтактного типа 352
 — контактного типа 350

Экраны, влияние на параметры катушки 251
 — расчет 253
 Электрическая длина линии 368
 — прочность 7
 Электродвижущая сила шумов резистора 50
 Электромагнитное поле в линиях 370
 Электротехнические стали 508
 Элементы связи линий 429
 — — в полых резонаторах 496

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие	3
Глава первая. ЭЛЕМЕНТЫ СХЕМ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ . . .	5
1-1. Введение	5
1-2. Потери	13
1-3. Стабильность	22
1-4. Надежность	28
Глава вторая. РЕЗИСТОРЫ	37
2-1. Общие свойства резисторов	37
2-2. Непроволочные резисторы постоянного сопротивления	54
2-3. Проволочные резисторы постоянного сопротивления	74
2-4. Резисторы переменного сопротивления	91
Глава третья. КОНДЕНСАТОРЫ	103
3-1. Общие свойства конденсаторов	103
3-2. Конденсаторы постоянной емкости	119
3-3. Конденсаторы переменной емкости	155
3-4. Расчет конденсаторов переменной емкости	160
3-5. Стабильные конденсаторы	168
3-6. Конденсаторы переменной емкости с твердым диэлектриком	175
3-7. Конструкция конденсаторов переменной емкости	180
3-8. Подстроечные конденсаторы	199
Глава четвертая. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ	202
4-1. Общие свойства высокочастотных катушек индуктивности	202
4-2. Типы намоток катушек индуктивности	205
4-3. Расчет размеров катушек индуктивности	213
4-4. Расчет индуктивности катушек и числа витков	216
4-5. Собственная емкость катушек индуктивности	226
4-6. Добротность катушек индуктивности	230
4-7. Расчет взаимной индуктивности и коэффициента связи	242
4-8. Экранированные катушки индуктивности	250
4-9. Секционированные катушки	256
4-10. Катушки индуктивности с магнитными сердечниками	258
4-11. Вариометры	287
4-12. Стабильные катушки индуктивности	297
4-13. Дроссели высокой частоты	302
4-14. Печатные катушки индуктивности	308
4-15. Конструкция катушек индуктивности	312

Глава пятая. ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬ- НЫЕ КОНТУРЫ	332
5-1. Общие свойства контуров	332
5-2. Контур с плавной настройкой	336
5-3. Схемная термокомпенсация	344
5-4. Широкодиапазонные контуры переходного типа	349
Глава шестая. РЕЗОНАНСНЫЕ ЛИНИИ	366
6-1. Общие свойства резонансных линий	366
6-2. Эквивалентные параметры резонансных линий	375
6-3. Расчет параметров резонансных линий	388
6-4. Общие вопросы конструирования резонансных линий	402
6-5. Элементы конструкций линий	420
6-6. Конструкции каскадов на резонансных линиях	441
Глава седьмая. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ, ВОЛНО- ВОДЫ И РЕЗОНАТОРЫ СВЧ	450
7-1. Общие свойства полосковых линий и волноводов	450
7-2. Основные параметры полосковых линий	458
7-3. Элементы конструкций полосковых линий	463
7-4. Основные параметры волноводов	472
7-5. Элементы конструкций волноводов	477
7-6. Полые резонаторы	489
7-7. Миниатюрные высокочастотные резонаторы СВЧ	500
Глава восьмая. ДРОССЕЛИ И ТРАНСФОРМАТОРЫ СО СТАЛЬНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ	504
8-1. Общие свойства дросселей и трансформаторов	504
8-2. Магнитная цепь (сердечник)	505
8-3. Расчет индуктивности	514
8-4. Обмотки трансформаторов и дросселей	518
8-5. Сопротивление, собственная емкость и индуктив- ность рассеяния обмоток трансформаторов	522
8-6. Особенности расчета и конструкции низкочастотных трансформаторов и дросселей различных типов	527
8-7. Особенности расчета и конструирования импульсных трансформаторов	542
8-8. Особенности расчета и конструирования мало- мощных трансформаторов питания	548
Глава девятая. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ И ФИЛЬТРЫ	564
9-1. Основные сведения о линиях задержки	564
9-2. Электромагнитные линии задержки	567
9-3. Электромеханические линии задержки	585
9-4. Фильтры сосредоточенной избирательности	599
П Р И Л О Ж Е Н И Я	
Таблица П-1. Основные данные некоторых высокочастотных диэлектриков	615
Таблица П-2. Основные свойства радиотехнической керамики	618
Таблица П-3. Номинальная интенсивность отказов основных элементов схем РЭА	620
Таблица П-4. Шкала номинальных сопротивлений	621
Таблица П-5. Стандартные диаметры проводов	622
Таблица П-6. Двусторонняя толщина изоляции обмоточных проводов круглого сечения (мм)	622

Таблица П-7. Обмоточные провода. Основные данные	623
Таблица П-8. Шкала номинальных емкостей конденсаторов постоянной емкости	626
Таблица П-9. Группы температурной стабильности слюдяных и керамических конденсаторов постоянной емкости	626
Таблица П-10. Допускаемое изменение емкости керамических конденсаторов с ненормированным ТКЕ	627
Таблица П-11. Основные данные металлов и сплавов	627
Таблица П-12. Некоторые данные употребительных марок лит- цендрата	627
Таблица П-13. Основные данные цилиндрических сердечников из карбонильного железа и ферритов (размеры в миллимет- рах)	628
Таблица П-14. Основные размеры броневых сердечников из карбонильного железа и ферритов	628
Таблица П-15. Основные данные броневых сердечников из фер- ритов с зазором	630
Таблица П-16. Значения $\mu_{отн}$ и A_L для броневых сердечников из ферритов, без зазора	631
Таблица П-17. Основные размеры малогабаритных чашек типа Ч из ферритов (мм)	632
Таблица П-18. Сердечники кольцевые прямоугольного сечения из ферритов	632
Таблица П-19. Пропиточные и покровные материалы для катушек и трансформаторов	633
Таблица П-20. Электромагнитные параметры магнитных мате- риалов	634
Таблица П-21. Основные свойства электротехнических сталей, применяемых на частоте 50 и 400 Гц (по ГОСТ 802-58 и 9925-61)	635
Таблица П-22. Размеры нормализованных шихтованных брон- евых сердечников	636
Таблица П-23. Размеры нормализованных ленточных броневых сердечников	636
Таблица П-24. Размеры нормализованных ленточных стержне- вых сердечников	637
Таблица П-25. Размеры нормализованных ленточных кольцевых (тороидальных) сердечников типа ОЛ	639
Таблица П-26. Классы нагревостойкости	639
Таблица П-27. Номинальные напряжения трансформаторов питания	640
Таблица П-28. Основные параметры искусственных линий задержки	640
С п и с о к л и т е р а т у р ы	641
П р е д м е т н ы й у к а з а т е л ь	649

ВИКТОР АНДРЕЕВИЧ ВОЛГОВ
ДЕТАЛИ И УЗЛЫ
РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Редактор В. Н. Плахотников
Редактор издательства Ю. Н. Рысев
Переплет художника Н. И. Шевцова
Технический редактор Т. А. Маслова
Корректор Г. А. Полонская

ИБ № 567

Сдано в набор 18/V 1976 г. Подписано к печати 29/X
1976 г. Т-20305. Формат 84×108¹/₃₂. Бумага типограф-
ская № 3. Усл. печ. л. 34,44. Уч.-изд. л. 35,82. Тираж
25 000 экз. Заказ № 652. Цена 2 р. 02 к.

Издательство «Энергия»,
Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10

Ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское про-
изводственно-техническое объединение «Печатный Двор»
имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государ-
ственном комитете Совета Министров СССР по делам из-
дательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ле-
нинград, П-136, Гатчинская ул., 26.