

89 91 92
90
13

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО И СРЕДНЕГО
СПЕЦИАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ имени академика С. П. КОРОЛЕВА

А. В. Зеленский, Ю. И. Макарычев

РАДИОКОМПОНЕНТЫ
ДИСКРЕТНОЙ
И ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ
ЭЛЕКТРОНИКИ

Утверждено
редакционно-издательским
советом института
в качестве учебного пособия

КУЙБЫШЕВ 1986

Зеленский А. В., Макарычев Ю. И. *Радиокомпоненты дискретной и функциональной электроники: Учебное пособие.* — Куйбышев: Куйбышевский авиационный институт, 1986. — 58 с.

В пособии рассмотрены принципы, на основе которых функционируют дискретные компоненты. Формулы приводятся в виде, удобном для инженерных расчетов, даются примеры. Анализируются расчетные соотношения, связывающие конструктивные и электрические параметры.

Пособие предназначено для студентов радиотехнического факультета, обучающихся по спец. 0701 и 0705. Рассмотренный в пособии материал может быть использован при выполнении курсовых и дипломных проектов.

Ил. 23. Табл. 18. Библиогр. — 7 назв.

Рецензенты: Г. В. Зиброва, В. Я. Купер

ВВЕДЕНИЕ

Нет необходимости доказывать, какое важное место принадлежит радиотехнике в обеспечении потребностей человека в условиях быстро развивающейся науки, техники и обороны страны. Прогресс радиоэлектроники в значительной степени определяется успехами в области совершенствования элементной базы. Разработка технически совершенных, надежных и экономичных радиокомпонентов является одной из наиболее трудных и актуальных проблем в современной радиоэлектронике. Успешное решение этой проблемы зависит как от совершенствования технологии производства, создания новых материалов, так и от совершенствования методов проектирования.

Радиокомпоненты представляют собой простейшую неделимую часть целого, в данном случае радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Радиокомпоненты обеспечивают выполнение определенных простейших функций — создание емкостного эффекта, резонанса, коммутации и т. д., при воздействии тепла, влаги, механических нагрузок и должны быть пригодны для высокоэффективного изготовления, т. е. предусматривать использование прогрессивных групповых технологических процессов при минимальном количестве деталей, требующих точного механического изготовления, и минимальном объеме сборочных работ.

По принципу действия радиокомпоненты подразделяются на *активные* и *пассивные* (рис. 1В). Активные элементы имеют тесную

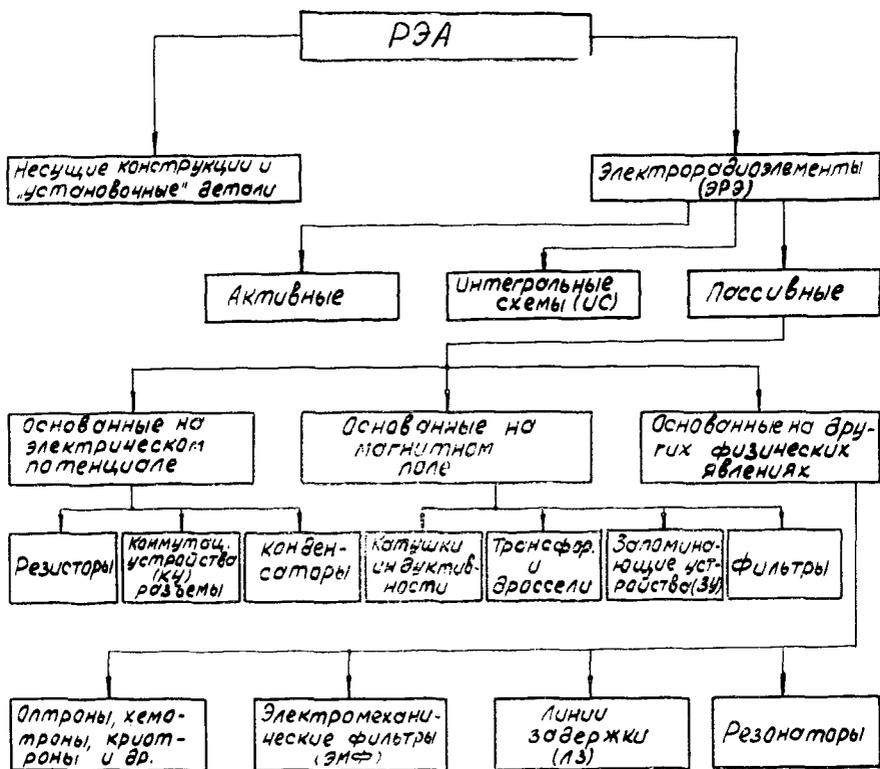


Рис. 1 В

взаимосвязь с пассивными. В последнее время широко разрабатываются элементы, основанные на физической интеграции активных и пассивных элементов. Такие элементы получили название *устройств функциональной электроники (УФЭ)*. Реализация таких устройств осуществлена не только на основе технологической интеграции, но и с применением сложных схемотехнических решений. Таким образом, создание УФЭ является дальнейшим развитием элементной базы РЭА, вылившимся в самостоятельное направление.

Учитывая структурную сложность УФЭ, необходимо отметить, что при исследовании, проектировании, разработке и изучении УФЭ каждый элемент необходимо рассматривать как систему с учетом входящих в нее подсистем, находящихся в сложной взаимосвязи с другими элементами РЭА и внешними условиями. Рассматривая радиоконпоненты и УФЭ в развитии и взаимосвязи, мы тем самым применяем известные категории диалектики в развитии элементной базы РЭА, что будет способствовать формированию диалектического мышления и научного мировоззрения специалиста, с одной стороны, и позволит более уверенно ориентироваться в соответствующих областях радиотехники, с другой.

1. Дискретные радиокомпоненты и их взаимосвязь с интегральными схемами и УФЭ

Использование дискретных компонентов имеет определенные недостатки, связанные с тем, что каждый из них является законченным в конструктивно-технологическом отношении, размещается, укрепляется и электрически включается отдельно. При этом отношение массы и габаритов аппаратуры к суммарной массе и объему используемых элементов велико. Казалось бы, что необходимо построение РЭА вести на основе интегральных схем (ИС). Однако широкое внедрение ИС не исключает использование в РЭА дискретных радиокомпонентов, роль которых остается существенной.

Теория и опыт показывают, что выполнение таких функций, как фильтрация на высокой частоте, создание памяти большой емкости, соединения между элементами и блоками, индикация не могут быть выполнены на основе больших интегральных схем (БИС). Если интегральной микроэлектронике присущи такие недостатки, как уменьшение гибкости и универсальности с увеличением степени интеграции, то в этом случае на передний план выступают УФЭ. Можно привести примеры, которые свидетельствуют о том, что такие важные функции в РЭА, как фильтрация, соединения, коммутация, память, индикация, неэффективно решать традиционными методами, основанными на механической сборке и изготовлении множества деталей, в то же время они не могут быть решены или решаются частично методами интегральной микроэлектроники, в том числе в предположении ее дальнейшего прогрессивного развития. Принципиальная роль функциональной электроники в том именно и состоит, чтобы, используя новые физические явления и эффекты, создавать устройства, выполняющие определенные функции в

РЭА, которые наиболее успешно решаются интегральной микроэлектроникой, и где в наибольшей степени проявляются ограничения и недостатки, присущие традиционным решениям. Другими словами, перспективным, единственно правильным в современных условиях при использовании системного подхода является комплексное применение в РЭА интегральной микроэлектроники в виде БИС, функциональной электроники и дискретных радиокомпонентов специального назначения. При проектировании и применении радиокомпонентов и УФЭ возникают специфические проблемы, которые полезно рассматривать с позиции системного подхода, т. е. в зависимости и в развитии. Принципы действия элементов, технологические процессы, которые положены в основу, их изготовление, конструкции определяются не только соответствующими достижениями в области элементов, но и общим развитием радиотехники и технологии, а также физики. Принятаемся сформулировать эти проблемы.

Общее развитие радиотехнической аппаратуры, а именно быстро прогрессирующее усложнение, сопровождается аналогичной тенденцией в элементной базе. В первую очередь это проявляется в переходе к интегральной функциональной микроэлектронике, когда устройства оказываются эквивалентными совокупности многих первичных простейших элементов. На основе анализа развития элементной базы можно сделать вывод, что сложный элемент неизбежно оказывается более специализированным, т. е. менее универсальным. Таким образом, *одной из проблем* проектирования и применения УФЭ и радиокомпонентов является противоречие между универсальностью и гибкостью применения и усложнением функций, выполняемых каждым элементом.

Вторая проблема проявляется в тенденции отказа при проектировании элементов от механически изготавливаемых деталей и механической сборки. Определяется это тем, что всякое механическое изготовление и последующая сборка связаны с большой трудоемкостью и материалоемкостью и, как правило, приводят к большим габаритам и массе. Необходимости создания специальных элементов конструкции, которые обеспечивают защиту от воздействий температуры, механических воздействий, влаги и т. д. Прогрессивным является также построение элементов, когда необходимая структура достигается не механическим соединением деталей с разными электрическими свойствами, а формированием их в твердом теле, на его поверхности и на за счет формирования пленок. В этой связи все элементы, в основе которых лежит раздельное изготовление и сборка деталей, не перспективны и должны постепенно терять свое значение.

Третья проблема — использование групповых технологических процессов, когда одновременно в едином технологическом цикле формируется множество элементов. Очевидно, что групповые технологические процессы обеспечивают значительное снижение трудоемкости, поэтому можно сделать вывод, что все элементы, не позволяющие или не приспособленные к групповой технологии изготовления, не перспективны.

Четвертая проблема — противоречие между экономическими и технологическими преимуществами и проектированием элементов на специализированных предприятиях и трудностями организационного порядка. Эти трудности состоят в том, что изготовитель и проектировщик аппаратуры вынуждены применять элементы, преимущественно разработанные и изготовленные другими организациями, и оказываются в сложной зависимости от других лиц и организаций. В связи с этим понятно стремление проектировать и изготавливать, если не всю, то хотя бы часть используемой элементной базы в пределах организации, находящейся в едином управлении, что приводит, с одной стороны, к специализации предприятий, а с другой — к универсализации.

Пятая проблема заключается в противоречии между точностью, с которой удается выполнить или получить функциональные параметры элемента с учетом технологического процесса, внешних воздействий, влаги и времени, и трудоемкостью изготовления или стоимостью соответствующего элемента. Использование сложных физических процессов и явлений для выполнения в аппаратуре требующихся сложных функциональных преобразований сигнала приводит к тому, что полезный результат в элементах формируется бесчисленным множеством степеней свободы. При этом количество переходит в качество, однозначные закономерности не могут описать результаты, и их место занимают вероятностные закономерности. Другими словами, отклонения, нестабильности лежат в основе физической сущности процессов, используемых радиокомпонентов и УФЭ. Возможные уменьшения этих отклонений и нестабильности связаны, как правило, с усложнением технологических процессов, с применением более чистых материалов, введением подгонки, прогнозированием и т. д. В результате этого противоречия не может быть однозначного решения — приходится проектировать и изготавливать элементы с разным уровнем характеристик по функциональным возможностям, точности и стабильности, а также стоимости, ориентированные на различные физические явления, материалы и технологические процессы. При этом создается широкая гамма элементов: от наиболее дешевых и малогабаритных, но вместе с тем менее стабильных и точных, до высокоста-

бильных и точных, но дорогих и с большими габаритами и массой.

Интересно отметить, что номенклатура элементов, в том числе радиоэлементов, не сокращается. Внедрение интегральных микросхем не остановило, а ускорило развитие радиокомпонентов, увеличило разнообразие их номенклатуры, количественный выпуск и т. п. Это же относится и к УФЭ.

Перспективными являются поиски таких физических явлений для реализации радиокомпонентов и УФЭ, которые позволили бы при использовании простых и высокопроизводительных технологических процессов получить элементы с достаточно высокой точностью и стабильностью для подавляющего большинства применений. Процесс развития элементной базы не замедляется. Многие проблемы, которые указаны выше, еще не решены в полной мере.

Как видно из изложенного, наиболее характерной чертой современной элементной базы является интеграция (конструктивно-технологическая в интегральных микросхемах и физическая в функциональной электронике). Интеграция быстро прогрессирует, позволяя создавать интегральные микросхемы высокой степени интеграции (БИС и СБИС) и функциональные устройства, заменяющие собой большие совокупности дискретных элементов. Это дало повод для высказываний о том, что интегральные и функциональные устройства с высокой степенью интеграции как бы начинают заменять собой аппаратуру и проблемы конструирования и технологии РЭА становятся второстепенными. Однако легко показать, что это не так. Действительно, как уже отмечалось, аппаратура — это человеко-машинная или объектно-человеко-машинная система, основной особенностью которой является обеспечение выдачи информации для ее использования человеком или объектом и управления выдачей этой информации. Очевидно, что эти функции не могут быть возложены на БИС, СБИС и устройства функциональной электроники. Кроме того, анализ развития техники показывает, что происходит одновременный рост сложности аппаратуры и степени интеграции в элементной базе, поэтому аппаратура, как правило, формируется с использованием многих БИС, функциональных устройств и дискретных радиокомпонентов.

2. Расчет и конструирование индуктивных элементов

2.1. ОБЩИЕ СООТНОШЕНИЯ

К линейным индуктивным элементам РЭА относят такие элементы, магнитное поле которых замыкается в среде с магнитной проницаемостью, не зависящей от напряженности поля. К ним относятся катушки индуктивности, дроссели, трансформаторы, отклоняющие системы электронно-лучевых трубок, магнитные антенны, а также паразитные элементы индуктивности выводов, монтажных проводников, проводников кабельных соединений и т. п. Величина индуктивности L_k геометрического контура с током определяется соотношением $L_k = \Phi_{kk}/I_k$, где $\Phi_{kk} = \int_{S_k} \mathbf{B}_k dS_k$ — поток вектора магнитной индукции \mathbf{B}_k через поверхность S_k .

Если часть потока Φ_{kj} , создаваемого током I_k k -го контура сцепляется с j -контуром, то величина связи между контурами j и k через общий поток задается коэффициентом взаимной индукции $M_{kj} = \Phi_{kj}/I_k$, где $\Phi_{kj} = \int_{S_j} \mathbf{B}_k dS_j$.

На основании принципа взаимности пары контуров выполняется равенство $M_{kj} = M_{jk}$, причем величина M зависит от взаимного расположения контуров, направления токов в них и, в отличие от L , может принимать как положительные, так и отрицательные значения в зависимости от того, увеличивает поток взаимной индукции собственный поток контура (+) или уменьшает его (—). В частном случае можно подобрать такое взаимное расположение контуров, при котором $M_{jk} = 0$, что может быть использовано в практике конструирования РЭА. При большом числе индуктивно связанных контуров для вычисления суммарного потока k -го контура используется принцип суперпозиции потоков: $\Phi_k = \sum_{j=1}^n \Phi_{kj} = \sum_{j=1}^n I_j M_{kj}$.

На практике используется безразмерная взаимная индукция, называемая коэффициентом связи

$$k_{св} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$$

2.2. МЕТОДЫ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТИ

Точный расчет индуктивности проводится с использованием методов теории электромагнитного поля, при этом решения получаются в виде бесконечных рядов. Например, расчет, выполненный для индуктивностей приведенной конфигурации (кольцевые контура) в области низких частот, позволил получить следующие значения индуктивностей:

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{r} - \frac{7}{4} + \dots \right) \quad (\text{рис. 1, а});$$

$$L = \mu_0 R \left(\ln \frac{8R}{a+b} - \frac{1}{2} + \dots \right) \quad (\text{рис. 1, б}).$$

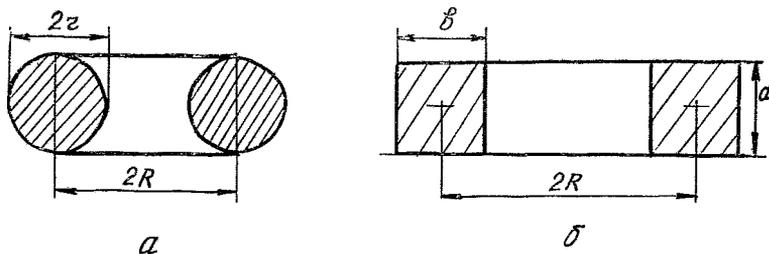


Рис. 1

На точность расчета влияют такие факторы, как неоднородность электрического и магнитного поля, краевые эффекты, изменение свойств материалов, поэтому в расчетах реальная катушка заменяется моделью. Выбор расчетной модели катушки той или иной конфигурации определяется физическими соображениями. На практике широко используют один из двух методов расчета индуктивности — метод суммирования или метод массивного витка.

Метод суммирования основан на принципе суперпозиции потоков и применяется в тех случаях, когда расчетная модель катушки состоит из совокупности замкнутых контуров с одинаковыми токами. В этом случае поток, сцепленный с i -м контуром, определяется как $\Phi_i = \sum_{j=1}^n \Phi_{ij}$, где Φ_{ij} при $i \neq j$ поток взаимной индукции, а Φ_{ii} — поток самоиндукции i -го контура.

Токи I_i любого из контуров модели принимаются одинаковыми и равными току реальной катушки I , при этом справедливы соотношения $\Phi_{ij} = I M_{ij}$; $\Phi_{ii} = I L_i$, где M_{ij} — коэффициенты взаимной индукции, L_i — индуктивность i -го контура.

Потокосцепление $\Psi = \sum_{i=1}^n \Phi_i$. Подставляя полученные выражения и используя соотношение $L = \Psi / I$, имеем окончательно

$$L = \frac{1}{I} \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \Phi_{ij} = \sum_{i=1}^n L_i + \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n M_{ij} \quad (i \neq j),$$

например, для двух контуров

$$L' = L_1 + L_2 + M_{12} + M_{21}.$$

Полученная формула указывает на возможный путь регулирования величины индуктивности L' , основанной на зависимости $M = M(x)$, где x — расстояние между центрами катушек. Величина M монотонно убывает при увеличении x , величина L' уменьшается при $M > 0$ и увеличивается при $M < 0$. Индуктивность однослойных катушек можно регулировать изменением расстояния между ее витками, что также изменяет величину M . Кроме того, соотношение L' позволяет определять величину M экспериментальным путем: измерив величины L^+ и L^- при фиксированном положении ($x = \text{const}$), из системы уравнений легко определить значение M . Если L_1 и L_2 известны, то можно определить M по одному измерению (рис. 2, а, б).



Рис. 2

Метод суммирования является частным случаем метода суперпозиции потоков, когда токи в контурах одинаковы. В более общем случае, когда в контурах (катушках) протекают разные токи одинаковой частоты, следует принять принцип суперпозиции потоков. Рассмотрим пример.

На оси катушки с индуктивностью L_1 размещен короткозамкнутый проводящий виток с собственной индуктивностью L_2 (рис. 2, в). Определим индуктивность системы «катушка—ви-

ток» L_1' . При переменном токе I_1 в витке будет индуцироваться ЭДС $E = -j\omega M I_1$. Пренебрегая активным сопротивлением витка по сравнению с его индуктивным сопротивлением $x_2 = j\omega L_2$, получаем величину тока витка: $I_2 = E/x_2 = -j\omega M I_1 / j\omega L_2 = -M I_1 / L_2$, потокосцепление $\Psi = \Phi_1 + \Phi_{21} = L_1 I_1 + M I_2$; подставив значение I_2 , получим

$$\Psi = I_1 (L_1 - M^2/L_2);$$

$$L_1' = \Psi / I_1 = L_1 - M^2/L_2.$$

Индуктивность катушки L_1 , таким образом, уменьшается на величину $L_1 k_{св}$, где $k_{св} = M / \sqrt{L_1 L_2}$ — коэффициент связи.

Полученные соотношения указывают на возможность регулирования индуктивности катушки путем изменения величины $k_{св}$, зависящей от расстояния между витком и катушкой.

В реальных конструкциях катушек в качестве витка используют проводящий резьбовой сердечник, перемещаемый вдоль оси катушки. Материал сердечника должен обладать хорошей проводимостью, так как вносит в катушку дополнительные потери и снижает добротность катушки.

Метод массивного витка применяется для расчета объемных (многослойных) катушек. Метод основан на предположении, что конфигурации магнитного поля реальной катушки и ее расчетной модели (массивного витка) совпадают, т. е. витки катушки плотно (без зазоров) примыкают друг к другу, а плотности тока катушки j_k и витка j_v одинаковы и постоянны. В этом случае потокосцепление катушки и витка определяется следующим образом:

$$\Psi_k = 1/I_k \int \Phi di;$$

$$\Psi_v = 1/I_v \int \Phi di$$

и будут равны, т. е. $\Psi_k I_k = \Psi_v I_v$.

Используя определение индуктивности $L = \Psi/I$, получим $L_k/L_v = I_v^2/I_k^2$. Из условия равенства плотностей тока $j_k = j_v$ следует, что $I_v = n I_k$ (n — число витков катушки); находим $L_k = n^2 L_v$.

Наличие зазора между витками учитывается введением поправочного члена ΔL , зависящего от диаметра провода и толщины его изоляции. Окончательно $L_k = n^2 L_v + \Delta L$.

В практике расчетов часто используются приближенные формулы, аппроксимирующие величину индуктивности катушки с достаточной для инженерных расчетов точностью. Одна из наиболее часто встречающихся формул для расчета однослойных цилиндрических катушек (формула Нагаока) имеет вид $L = k D^2 n^2 / l$, где D — средний диаметр обмотки; l — ее длина;

k — коэффициент, зависящий от отношения D/l и задаваемый в справочной литературе в виде таблиц или графиков [1]. Заметим, что формула отражает зависимость индуктивности от квадрата числа витков при неизменной геометрии катушки.

2.3. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ КАТУШКИ И ТИПА НАМОТКИ

Наиболее распространены в РЭА катушки двух типов — *плоские* и *цилиндрические* (рис. 3). При выборе типа намотки руководствуются такими параметрами, как резонансная частота и емкость контура. Наиболее распространенные типы катушек имеют подстроечный сердечник из ферромагнитных или немагнитных материалов, что позволяет легко осуществить подгонку величины индуктивности и снизить требования к точности изготовления катушки.

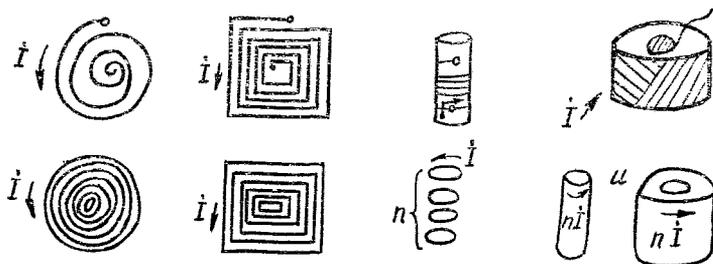


Рис. 3

Выбор типа сердечника и, следовательно, конструкции катушки может быть произведен на основании анализа исходных данных. Если резонансная частота контура превышает 40—50 МГц, то целесообразно применить подстроечные сердечники из немагнитных материалов. Чаще всего используют латунь с содержанием примесей железа менее 0,03%, например, марок ЛК-59, ЛС-63 и др. В диапазоне частот от нескольких мегагерц до 40—50 МГц применяют цилиндрические сердечники из карбонильного железа или ферритов. В диапазоне от нескольких десятков килогерц до нескольких мегагерц применяют броневые и чашечные сердечники из тех же материалов, а на более низких частотах кольцевые и тороидальные сердечники из ферритов или альсифера. В случае применения кольцевых сердечников настройка контура на заданную частоту может осуществляться при помощи подстроечного конденсатора или каким-либо другим способом.

Наиболее широко применяются сердечники из карбонильного железа марок Р10, Р20 и Р100 (число обозначает граничную частоту в МГц). Сердечники из ферритов различных марок и различных конструкций применяются в очень широком диапазоне частот — от нескольких килогерц до десятков и сотен мегагерц (рис. 4). Параметры высокочастотных магнитных материалов приведены в табл. 1 и 2.

После выбора конструкции сердечника можно выбрать тип катушки и марку провода. Тип катушки определяется требуемой величиной индуктивности и, в меньшей степени, типом сердечника. Катушки, предназначенные для работы в диапазоне частот до 500 кГц имеют многослойную обмотку. Применяют рядовую многослойную или универсальную катушки, а также катушку «внавал». Катушки для частот выше 1—2 МГц имеют однослойную катушку. Значения предельных индуктивностей для одно-

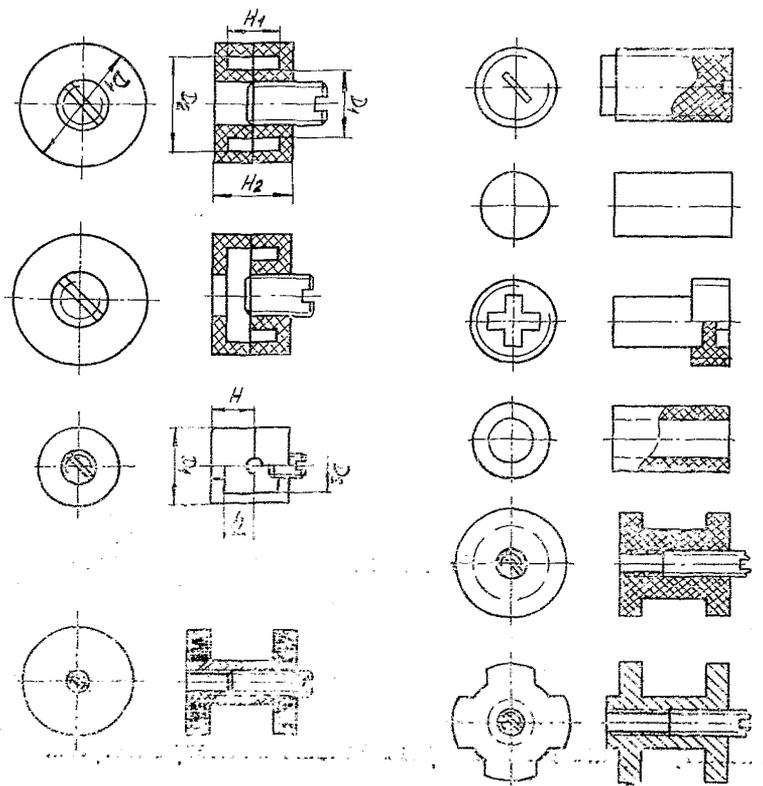


Рис. 4

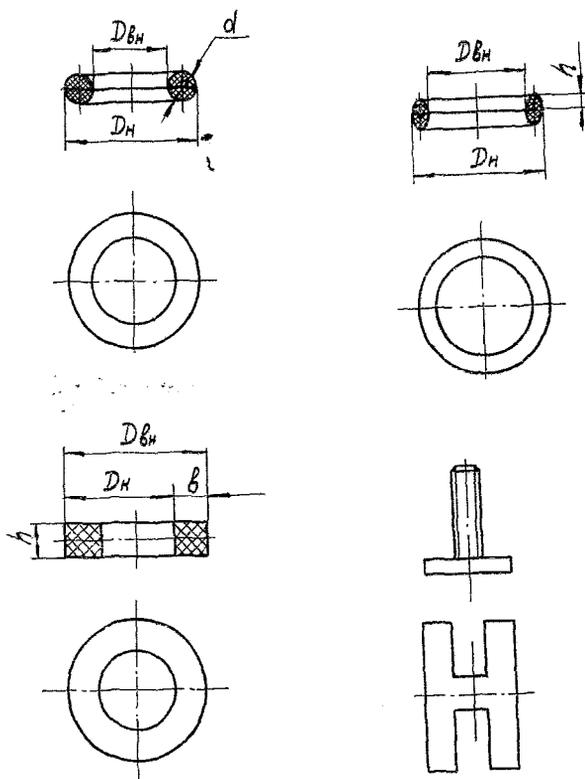


Рис. 4 (окончание)

слоистой сплошной намотки и для намотки с шагом приведены соответственно в табл. 3 и 4. Окончательное решение о правильности выбора типа намотки может быть принято лишь после расчета размеров катушки. При большом числе витков катушка может быть достаточно длинной, что не всегда удобно, кроме того, в случае проектирования катушек для связанных контуров необходимо предусмотреть такую конструкцию и тип намотки, которые позволили бы получить требуемый коэффициент связи между катушками. Если расчетная длина катушки l более $1,2...1,5$ диаметра катушки D_k , то применяют многослойную обмотку. Необходимо учитывать также размеры экрана. Обычно диаметр экрана в $1,5...2,5$ раза больше диаметра катушки.

Таблица 1

Марка магнитного материала	$\mu_{н}$	$\mu_{макс}$	$tg \delta$	$\sigma_r \cdot 10^{-5}$ на 1 А/м	$\sigma_{ч} \cdot 10^{-9}$ на 1 Гц	$\delta_n \cdot 10^{-5}$	$\alpha_p \cdot 10^{-6}$, град-1	$f_{макс}$, МГц
Карбонильное железо (порошок)								
P10	10-11	—	0,07	2,5 — 3,755	2 — 4	0,15 — 0,25	150 — 250	10
P20	10-11	—	0,05	1,85 — 3,14	1,5 — 3,5	0,05 — 0,1	80 — 150	20
P100	9-10	—	0,03	1,25 — 1,85	0,5 — 1,2	0,05 — 0,1	150 — 125	100

Таблица 2

Марка магнитного материала	$\mu_{н}$	$\mu_{макс}$	$\delta_r \cdot 10^{-6}$ $\frac{\mu_{н}}{\mu_{н}}$ на 1 А/м	$\frac{\alpha_p \cdot 10^{-6}}{\mu_{н}}$	$\frac{\Delta \mu}{\mu}$ за 1 год	f , МГц
2000 НН	2000 \pm 400 — 200	7000	1,1	3,9	± 2	0,02
700 НМ	700 \pm 150	2000	0,04	— 0,2... + 1,2	—	5,0
600 НН	600 \pm 200 — 100	1600	2,0	6 — 15	± 2	1,2
100 НН	100 \pm 20	1700	—	5 — 45	—	30
20 ВЧ	20 \pm 1	50	4	± 10	$\pm 0,05$	100
10 ВЧ	10 \pm 4 — 4,5	40	—	120	—	250
5 ВЧ	5 \pm 0,5	—	—	60	—	300

Т а б л и ц а 3

Диаметр каркаса, мм	10	15	20	30	60
$L_{\text{пред}}$, МкГ	30	50	100	200	500

Т а б л и ц а 4

Диаметр каркаса, мм	6	10	15	20	25
$L_{\text{пред}}$, МкГ	1,8	4	10	20	30

2.4. ВЫБОР МАТЕРИАЛА КАРКАСА

Каркас, являясь основой конструкции катушки, в значительной степени определяет ее электрические параметры, технологичность, в конечном счете, и ее стоимость. Он должен быть удобным для намотки и крепления выводов, обеспечивать удобное крепление, перемещение и надежную фиксацию подстроечного сердечника, сопряжение с экраном и т. д. Материал каркаса должен вносить малые потери, обладать необходимой теплостойкостью, малым коэффициентом линейного расширения и, в ряде случаев, малым значением температурного коэффициента диэлектрической проницаемости. Кроме того, материал каркаса должен допускать применение прогрессивных технологических методов его изготовления. Наиболее широкое применение нашли следующие материалы: полистирол, фенопласты, прессматериалы АГ-2, АГ-4, пресспорошки К-211-4, К-211-34 и др. Для каркасов катушек с высокой стабильностью применяют радиокерамику типа В, радиофарфор, ультрафарфор и высокочастотный стеатитит.

2.5. ВЫБОР КОНСТРУКЦИИ И РАЗМЕРОВ КАРКАСА

Размеры каркаса определяются электрическими параметрами, в частности, требуемой добротностью и общими конструктивными соображениями. В случае использования цилиндрических сердечников наиболее часто применяют каркасы диаметром 4...10 мм. Если применяют броневые сердечники или щелевые, то размеры каркаса определяются типоразмером применяемого

сердечника. Рекомендуемые конструкции каркасов и их размеры приведены на рис. 5 и в табл. 5 и 6.

Выводы обычно запрессовывают в тело каркаса и выполняют в виде деформированной проволоки (против проворачивания) или из листового материала. Если же каркас изготавливают из материала с низкой температурой плавления, то выводы не запрессовывают.

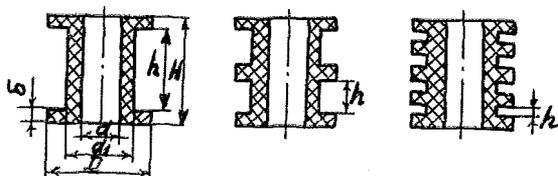


Рис. 5

Таблица 5

Катушка	Количество створок секций	H , мм	h , мм	D , мм	d , мм	σ , мм	$l_{\text{ср}}$, м	S , мм ²	d , мм
СБ-9	1	4	3,2	7,4	5,5	0,4	2,02	3,0	4,7
	2		1,4					1,3	
СБ-12	1	8	7,0	9,8	7,2	0,5	2,67	9,1	6,2
	2		3,25					4,2	
	3		2					2,6	
	4		1,37					1,8	
СБ-23-11	1		4,8	18,3	11,4	0,6	4,66	16,5	10,2
	2	6	2,1					7,2	
	3		1,2					4,1	
СБ-28	1	16,8	15,6	21,8	14,6	0,6	5,71	56,2	13,2
	2		7,5					27	
	3		4,8					17,2	
	4		3,45					12,4	
СБ-34	1	20,2	18,6	26,0	16,0	0,8	6,73	100	13,7
	2		8,9					48	
	3		5,66					30,5	
	4		4,00					21,6	

Таблица 6

Сердечник	Количество секций каркаса	H, мм	h ,	D ,	d ,	d_1 ,	σ ,	l ср вит, 10 ³ м	S , мм ²
			мм	мм	мм	мм	мм		
Б9	1	3,7	2,9	7,2	3,7	4,8	0,4	1,88	3,48
	2		1,25						1,50
Б11	1	4,0	3,20	9,0	4,9	5,8	0,4	2,32	5,12
Б14	1	5,4	4,40	11,4	6,4	7,4	0,5	2,96	8,80
	2		1,90						3,80
Б18	1	7,0	6,00	13,6	7,8	8,8	0,5	3,62	12,00
	2		2,70						5,40
Б22	1	9,0	7,80	17,8	9,6	10,6	0,6	4,46	2,81
	2		3,60						13,00
	3		1,5						5,40
В26	1	10,5	9,30	21,0	11,8	13,0	0,6	5,86	37,20
	2		4,30						17,20
	3		1,8						7,20
Б30	1	12,5	11,30	24,8	12,8	14,2	0,6	6,12	60,00
	2		5,30						28,10
	3		2,30						12,20
Б36	1	14,0	12,6	29,8	16,5	18,0	0,7	7,50	74,20
	2		5,90						34,90
	3		2,60						15,30
Б48	1	20,0	18,4	39,2	20,6	22,4	0,8	9,70	154,50
	2		8,8						74,00
	3		4,0						33,6

2.6. ВЫБОР НАМОТКИ, МАРКИ ПРОВОДА

Для намотки катушек применяют провода в эмалевой изоляции марок ПЭЛ, ПЭВ, комбинированной изоляции марок ПШО, ПШД, ПЭЛШО, ПЭШД, а также литцендрат ЛЭШО и ЛЭШД. Характеристики названных проводов приведены в табл. 7.

Т а б л и ц а 7

Диаметр провода, мм	Сечение провода, мм ²	Вес 1 км, кг	Длина 1 Ома, м	Спро- тивление 1 км, Ом	Допустимая нагрузка, А, при	
					2 А/мм ²	3 А/мм ²
0,05	0,00196	0,0175	0,112	8920	0,00382	0,00589
0,06	0,00283	0,0252	0,162	6180	0,00566	0,00849
0,07	0,00385	0,0342	0,280	4540	0,00770	0,01160
0,08	0,00503	0,0448	0,287	3475	0,0101	0,0151
0,09	0,00636	0,0567	0,364	2750	0,0127	0,0191
0,10	0,00785	0,0700	0,448	2230	0,0157	0,0235
0,11	0,00950	0,0874	0,541	1850	0,0190	0,0285
0,12	0,01131	0,101	0,645	1550	0,0226	0,0339
0,13	0,01327	0,118	0,757	1320	0,0265	0,0398
0,14	0,01539	0,137	0,877	1140	0,0308	0,0462
0,15	0,01767	0,157	1,01	993	0,0353	0,0530
0,16	0,02011	0,179	1,15	873	0,0402	0,0603
0,17	0,0227	0,202	1,3	773	0,0454	0,0681
0,18	0,0255	0,227	1,45	866	0,0510	0,0765
0,19	0,0284	0,253	1,62	616	0,0568	0,0852
0,20	0,0314	0,279	1,79	557	0,0628	0,0942
0,21	0,0346	0,308	1,98	507	0,0692	0,104
0,23	0,0416	0,369	2,36	423	0,0832	0,125
0,25	0,0491	0,436	2,81	356	0,0982	0,147
0,27	0,0573	0,509	3,22	307	0,115	0,172
0,29	0,0661	0,587	3,77	265	0,133	0,198
0,31	0,0755	0,671	4,30	233	0,151	0,227
0,33	0,0855	0,760	4,80	205	0,171	0,257
0,35	0,0962	0,855	5,49	182	0,192	0,289
0,38	0,113	1,01	6,45	155	0,227	0,340
0,41	0,132	1,17	7,52	133	0,264	0,396
0,44	0,152	1,35	8,70	115	0,304	0,456
0,47	0,174	1,54	9,90	101	0,347	0,520
0,49	0,189	1,68	10,7	93,1	0,377	0,566
0,51	0,204	1,82	11,6	86,0	0,408	0,612
(0,53)	0,221	1,96	12,6	79,4	0,442	0,663
0,55	0,238	2,11	13,5	73,7	0,476	0,714
(0,57)	0,255	2,27	14,5	68,8	0,510	0,765
0,59	0,273	2,43	15,5	64,3	0,546	0,819
(0,62)	0,302	2,68	17,2	58,1	0,604	0,906
0,64	0,322	2,86	18,3	54,5	0,644	0,968
(0,67)	0,353	3,13	20,1	46,9	0,706	1,10
0,69	0,374	3,32	21,3	46,9	0,748	1,12
(0,72)	0,407	3,62	23,2	43,1	0,814	1,22

Диаметр провода, мм	Сечение провода, мм ²	Вес 1 км, кг	Длина 1 Ома, м	Сопро- тивление 1 км, Ом	Допустимая нагрузка, А, при	
					2 А/мм ²	3 А/мм ²
0,74	0,430	3,82	24,5	40,8	0,860	1,29
0,77	0,466	4,14	26,5	37,7	0,932	1,40
0,80	0,503	4,47	28,6	34,9	1,006	1,51
(0,83)	0,541	4,81	30,9	32,4	1,08	1,62
0,86	0,581	5,16	33,1	30,2	1,16	1,74
(0,90)	0,636	5,66	36,2	27,6	1,27	1,91
0,93	0,679	6,04	38,6	25,9	1,36	2,04
0,96	0,724	6,43	41,2	24,3	1,45	2,17
1,00	0,785	6,98	44,6	22,4	1,57	2,35
(1,04)	0,849	7,55	48,2	20,7	1,69	2,54
1,08	0,916	8,14	52,1	19,2	1,83	2,75
(1,12)	0,985	8,75	56,1	17,82	1,97	2,96
1,16	1,057	9,40	60,2	16,61	2,17	3,48
(1,20)	1,13	10,05	64,4	15,52	2,26	3,39
1,25	1,23	10,92	69,8	14,33	2,46	3,69
(1,30)	1,33	11,80	75,7	13,28	2,66	3,99
1,35	1,43	12,73	81,4	12,27	2,86	4,29
(1,40)	1,54	13,7	87,6	11,4	3,08	4,62
1,45	1,65	14,7	94,2	10,62	3,30	4,92
(1,50)	1,77	15,7	101	9,93	3,54	5,31
1,56	1,91	17,0	109	9,18	3,82	5,76
(1,62)	2,06	18,3	117	8,52	4,12	6,18
1,68	2,22	19,7	127	7,90	4,44	6,66
(1,74)	2,38	21,1	136	7,37	4,76	7,14
1,81	2,57	22,9	146	6,83	5,14	7,71
(1,88)	2,78	24,7	158	6,31	5,56	8,34
1,95	2,99	26,5	170	5,88	5,98	8,97
(2,02)	3,20	28,5	182	5,49	6,40	9,60
2,10	3,46	30,8	197	5,07	6,92	10,38
2,26	4,01	35,7	205	4,88	8,02	12,03
2,44	4,68	47,6	266	3,75	9,36	14,04
2,63	5,43	48,3	310	3,23	10,86	16,35
2,86	6,29	55,9	358	2,79	12,58	18,87
3,05	7,31	65,0	416	2,40	14,62	21,93
3,28	8,45	75,1	480	2,08	16,90	25,35
3,53	9,79	87,0	558	1,79	19,58	29,37
3,80	11,34	100,8	645	1,55	22,68	34,02
4,10	13,20	117,4	764	1,31	26,40	39,70
4,50	15,90	141,4	905	1,10	31,80	47,70

Примечание. Диаметры проводов, указанные в скобках, для широкого применения не рекомендуются, применяются для экономии меди (по расчёту).

Для многослойных катушек с универсальной намоткой применяют обычно провода с волокнистой изоляцией, так как волокнистая изоляция обеспечивает большее сцепление витков. Диа-

метр провода катушки определяется требуемыми электрическими параметрами. Обычно на предварительной стадии расчетов диаметром провода задаются, а в последующем уточняют или рассчитывают оптимальный диаметр.

2.7. РАСЧЕТ КАТУШЕК ИНДУКТИВНОСТИ

Задачей расчета является определение числа витков катушки, ее размеров (длины и диаметра), оптимального диаметра провода, добротности, собственной емкости, потерь, вносимых сердечником, потерь в материале каркаса. Если рассчитывают колебательный контур, то в задачу расчета входит учет влияния экрана, а также внутреннего сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки на параметры контура.

Расчет катушки индуктивности с цилиндрическим ферромагнитным сердечником начинают с определения расчетной величины индуктивности

$$L_{\text{расч}} = L_{\text{зад}} / \mu_d,$$

где $L_{\text{зад}}$ — необходимая величина расчетной индуктивности; μ_d — действующая магнитная проницаемость сердечника, рассчитанная как $\mu_d = \mu_n k_p k$, где μ_n — начальная магнитная проницаемость материала сердечника; k_p — коэффициент использования магнитных свойств; k — поправочный коэффициент. Значения этих коэффициентов находят по графикам рис. 6 а и б.

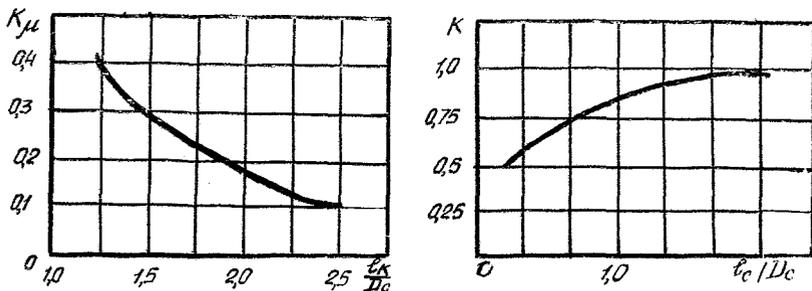


Рис. 6

Для определения числа витков необходимо воспользоваться методикой, изложенной в литературе [1—4]. По выбранным марке и диаметру провода определяют число витков катушки, подходящее на 1 см длины намотки:

$$N_{0.1} = 10 \alpha d_{\text{из}},$$

где α — коэффициент неплотности намотки, значения которого приведены в табл. 8; $d_{\text{и}}$ — диаметр провода в изоляции.

Таблица 8

Диаметр провода (без изоляции), мм	0,08—0,11	0,15—0,25	0,35—0,41	0,51—0,93	Свыше 1,0
α	1,3	1,25	1,2	1,1	1,05

Далее вычисляют вспомогательный параметр P_0 :

$$P_0 = L_{\text{расч}} \cdot 10^3 / N_0^2 D^2,$$

где D — диаметр намотки, см.

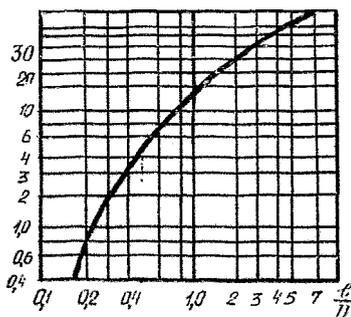


Рис. 7

Затем, пользуясь зависимостью $P_0 = f(l/D)$ (рис. 7), находят отношение длины намотки к диаметру l/D и вычисляют длину намотки как $l = (l/D) \cdot D$; по удельному числу витков N_0 и найденной длине намотки l определяют число витков катушки $N = N_0 l$. После этого проверяют величину индуктивности катушки по формуле $L = L_0 N^2 D \cdot 10^{-3}$, здесь L_0 — коэффициент формы, значения которого опреде-

ляют по графику рис. 8. Если найденная величина индуктивности незначительно отличается от расчетной, то число витков корректируют и снова делают проверку. Этот метод применяют для катушек со сплошной однослойной намоткой.

Катушки, наматываемые с шагом, рассчитывают аналогично и лишь в конце расчета вычисляют величину индуктивности с учетом шага намотки:

$$L = L' - 2\pi N D (A + B) \cdot 10^{-3},$$

где L' — индуктивность катушки со сплошной намоткой;

A и B — вспомогательные коэффициенты, значения которых определяют, пользуясь графиками рис. 9,а и 9,б.

Для расчета катушек с многослойной намоткой пользуются методом последовательного приближения. Величину индуктивности многослойной катушки можно рассчитать по формуле $L = L_2 N^2 D_{\text{ср}} \cdot 10^{-3}$, где L_0 — коэффициент формы, зависящий от

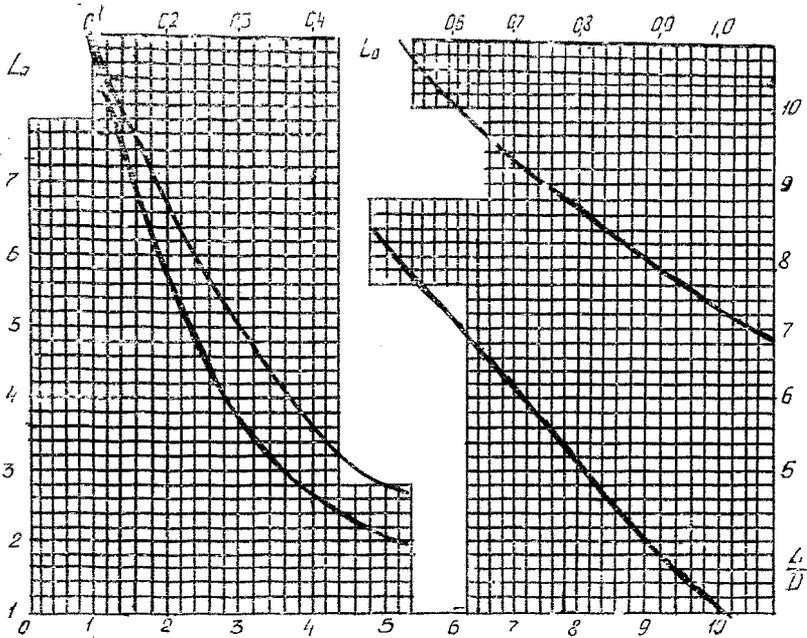


Рис. 8

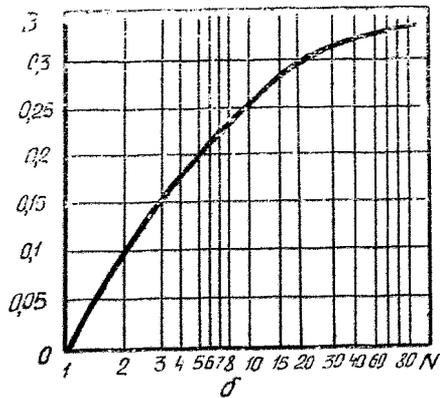
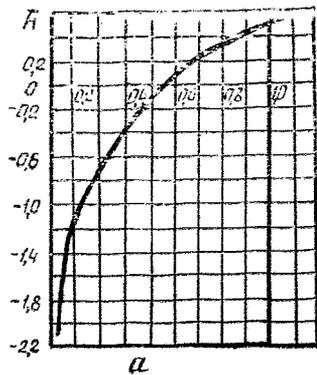


Рис. 9

отношения радиальной глубины намотки t к среднему диаметру намотки $D_{\text{ср}}$ и длины намотки l к среднему диаметру намотки $D_{\text{ср}}$.

Значения коэффициентов L_0 для многослойных катушек приведены на рис. 10.

Расчет катушек с броневыми сердечниками из карбонильного железа или феррита начинают с определения числа витков: $N = n \sqrt{L_{\text{зад}}}$, где $L_{\text{зад}}$ — индуктивность, мкГ; n — коэффициент витков, значения которого для катушек с сердечником из карбонильного железа указано в табл. 9, а для катушек с броневыми сердечниками из ферритов в табл. 10.

Число витков катушки можно определить, пользуясь формулой:

$$N = \sqrt{L_{\text{зад}} / A_L},$$

где A_L — коэффициент индуктивности, определяемый как $A_L = L / N^2$ и представляющий собой величину индуктивности катушки, имеющей один виток. Значения коэффициента индуктивности для сердечника из карбонильного железа приведены в табл. 9, а для сердечников из ферритов в табл. 11.

Для намотки катушек с броневыми сердечниками используют каркасы из различных материалов. Распространенные варианты конструкции каркасов приведены на рис. 5, а их размеры в табл. 5, 6. Расчет размещения намоток на таких каркасах проводят из геометрических соображений с учетом коэффициента плотности.

Расчет катушек с кольцевыми сердечниками начинают с определения числа витков катушки по формуле

$$N = \sqrt{\frac{L_{\text{зад}} \cdot l_c \cdot 10^3}{1,26 \mu_n S}},$$

где $L_{\text{зад}}$ — требуемая величина индуктивности, мкГ; l_c — средняя длина магнитной силовой линии, определяемая как $l_c = 1/2 (D_{\text{н}} + D_{\text{вн}})$; $S = a \times b$ — сечение сердечника, см²; μ_n — начальная магнитная проницаемость материала сердечника.

2.8. РАСЧЕТ ДОБРОТНОСТИ

Добротность катушки без учета влияний сердечника и потерь, вносимых диэлектриком каркаса, можно рассчитать, пользуясь формулой

$$Q = \omega_0 L / r_f,$$

здесь r_f — активное сопротивление катушки току высокой частоты, Ом; ω_0 — круговая частота, с⁻¹; L — индуктивность катушки, Г,

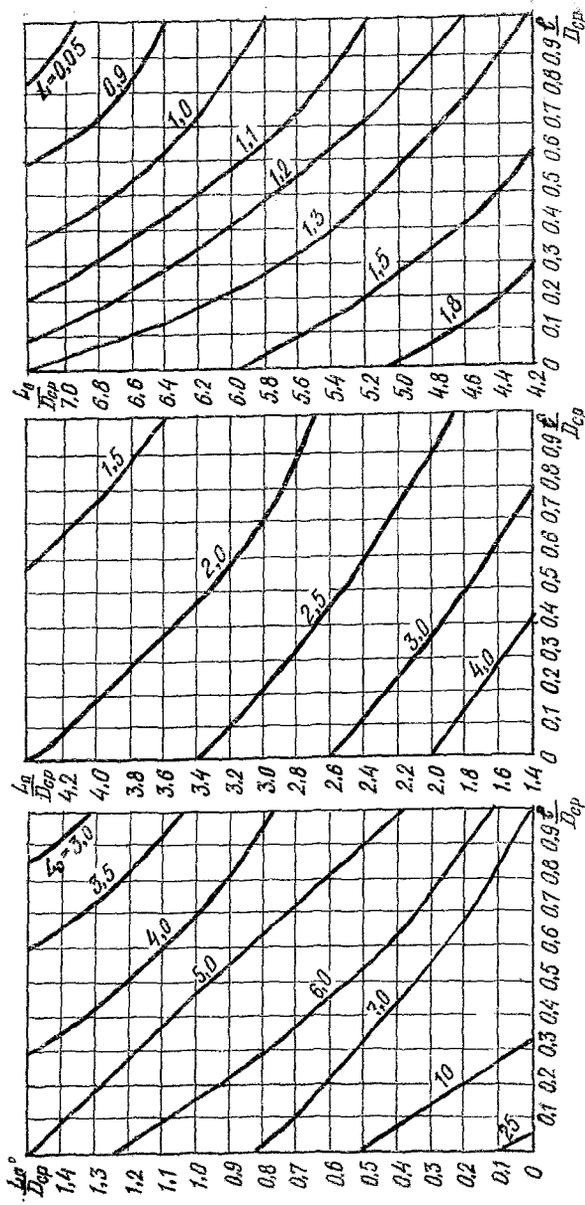


FIG. 10

Таблица 9

Сердечник	СБ-9а	СБ-12а	СБ-12б	СБ-23-11а	СБ-23-11б	СБ-23-17а	СБ-28а	СБ-34а
<i>n</i>	7,1—8,9	7,6—8,2	8,5—10,6	4,8—5,8	5,4—6,9	5,3	5,1	5,1
<i>AL</i>	19,8—12,6	17,3—15,1	13,8—8,9	43,5—29,7	34,3—21	35,7	38,5	38,5

Таблица 10

Зазор, мм	Значение <i>n</i> для сердечников											
	Б9	Б11	Б14	Б18	Б22	Б26	Б30	Б38	Б48			
0,2	139	98	90	67	60	52	47	45	32			
0,3	155	113	103	78	67	60	53	52	39			
0,4	171	126	113	88	74	67	59	58	45			
0,5	184	137	121	95	80	73	64	64	49			
0,6	—	—	128	103	85	77	68	68	52			
1,0	—	—	150	124	100	93	78	78	64			

Таблица 11

Зазор, мм	Значения <i>AL</i> , <i>n</i> / <i>VT</i> для сердечников типа											
	Б9	Б11	Б14	Б18	Б22	Б26	Б40	Б36	Б48			
0,2	52,5	104	123	223	278	370	453	493	978			
0,3	41,5	78	94	167	223	278	356	370	660			
0,4	34,2	63	78	129	183	223	287	298	495			
0,5	29,5	53,2	68	111	136	188	244	244	418			
0,6	—	—	61	78	138	169	217	217	370			
1,0	—	—	44,5	65	100	116	167	167	244			

Для катушек, работающих на частотах не выше 10 МГц, сопротивление r_f вычисляются по формуле $r_f = r_0 [F(z) + (kNd/2D)^2 G(z)]$, где d — диаметр провода без изоляции, см; N — число витков катушки; k — вспомогательный коэффициент, определяемый по графикам рис. 11; $F(z)$ и $G(z)$ — коэффициенты, учитывающие влияние поверхностного эффекта и эффекта близости. Их значения определяются при помощи вспомогательного параметра $z = 0,106 d \sqrt{f}$, где d — диаметр провода, см; f — частота, Гц (приведено в табл. 12).

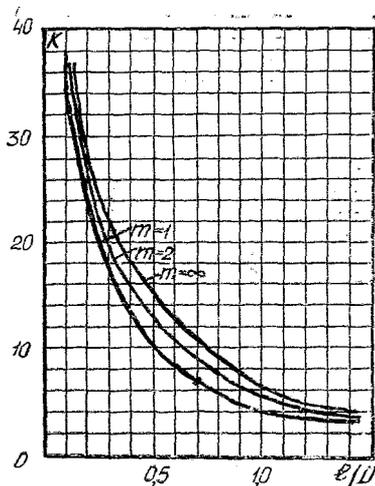


Рис. 11

Таблица 12

z	$F(z)$	$G(z)$	z	$F(z)$	$G(z)$
0,1	1,000	} $\frac{z^4}{64}$	3,8	1,603	0,5503
0,2	1,000		3,9	1,640	0,5673
0,3	1,000		4,0	1,678	0,5842
0,4	1,000		4,1	1,715	0,6010
0,5	1,000	0,00097	4,2	1,752	0,6179
0,6	1,001	0,00202	4,3	1,789	0,6348
0,7	1,001	0,00373	4,4	1,826	0,6517
0,8	1,002	0,00632	4,5	1,863	0,6687
0,9	1,003	0,01006	4,6	1,899	0,6858
1,0	1,005	0,01519	4,7	1,935	0,7030
1,2	1,011	0,0306	4,8	1,971	0,7203
1,3	1,015	0,0413	4,9	2,007	0,7376
1,4	1,020	0,0541	5,0	2,043	0,7550
1,5	1,026	0,0691	5,2	2,114	0,7902
1,6	1,033	0,0863	5,4	2,184	0,8255
1,7	1,042	0,1055	5,6	2,254	0,8609
1,8	1,052	0,1265	5,8	2,324	0,8962
1,9	1,064	0,1489	6,0	2,394	0,9316
2,0	1,078	0,1724	6,2	2,463	0,9671
2,1	1,094	0,1927	6,4	2,533	1,003

z	$F(z)$	$G(z)$	z	$F(z)$	$G(z)$
2,2	1,111	0,2214	6,6	2,603	1,038
2,3	1,131	0,2462	6,8	2,673	1,073
2,4	1,152	0,2708	7,0	2,743	1,109
2,5	1,175	0,2949	7,2	2,813	1,144
2,6	1,201	0,3184	7,4	2,884	1,180
2,7	1,228	0,3418	7,6	2,954	1,216
2,8	1,256	0,3632	7,8	3,024	1,251
2,9	1,286	0,3844	8,0	3,094	1,287
3,0	1,318	0,4049	8,2	3,165	1,322
3,1	1,351	0,4247	8,4	3,235	1,357
3,2	1,385	0,4439	8,6	3,306	1,393
3,3	1,420	0,4626	8,8	3,376	1,428
3,4	1,456	0,4807	9,0	3,446	1,464
3,5	1,492	0,4987	9,2	3,517	1,499
3,6	1,529	0,5160	9,4	3,587	1,534
3,7	1,566	0,5333	9,6	3,658	1,570
9,8	3,728	1,605	22,0	8,034	3,763
10,0	3,799	1,641	23,0	8,388	3,936
11,0	4,151	1,818	24,0	8,741	4,117
12,0	4,504	1,995	25,0	9,094	4,317
13,0	4,856	2,171	30,0	10,86	5,177
14,0	5,209	2,348	40,0	14,40	6,946
15,0	5,562	2,525	58,0	17,93	8,173
16,0	5,915	2,702	60,0	21,46	10,48
17,0	6,268	2,879	70,0	25,00	12,25
18,0	6,621	3,056	80,0	28,54	14,02
19,0	6,974	3,232	90,0	32,07	15,78
20,0	7,328	3,409	100,0	35,61	17,75
21,0	7,681	3,586	100,0		

Сопротивление катушек, работающих на частотах выше 10 МГц, определяют по формуле

$$r_f = \frac{0,525 D N \sqrt{f}}{d} 10^{-3},$$

здесь D и d в см, f в МГц.

Точный расчет добротности катушек с броневыми и кольцевыми сердечниками не разработан, поэтому добротность таких катушек может быть определена либо при помощи экспериментальных данных [1, 3, 4], либо с учетом потерь, вносимых сердечником.

Сопротивление потерь, вносимых сердечником, определяют по формуле

$$r_c = 2 \pi f L_c (\delta_{ст} H + \delta_{св} \bar{f} + \delta_n);$$

где H — напряженность магнитного поля; $\delta_{ст}$, $\delta_{св}$, δ_n — коэффициенты потерь на гистерезис, вихревые токи и последствие. Значения этих коэффициентов приведены в табл. 1, однако здесь и в других источниках коэффициенты потерь указаны для кольцевых сердечников, поэтому, в случае применения сердечников других типов, их значения необходимо пересчитать с учетом коэффициента использования магнитных свойств (см. рис. 6):

$$\delta_{ст} = \delta_r k_p^2;$$

$$\delta_{св} = \delta_v k_p;$$

$$\delta_{сп} = \delta_n k_p.$$

Добротность катушки с учетом потерь в проводе обмотки и форме, вносимых сердечником, может быть определена по формуле

$$Q = \frac{\omega_0 L_c}{r_l + r_c},$$

где $L_d = \mu_d L_{расч}$.

2.9. РАСЧЕТ ОПТИМАЛЬНОГО ДИАМЕТРА ПРОВОДА

Оптимальный диаметр провода катушки рассчитывают при помощи вспомогательного коэффициента

$$\Psi = \left(\frac{k \cdot N}{2 z' D} \right)^2;$$

где k — коэффициент, определяемый по графикам рис. 11, $z' = 0,106 \sqrt{f}$, f , Гц. Далее, пользуясь графиком (рис. 12), находят значение z_{opt} и по нему вычисляют оптимальный диаметр провода $d_{opt} = z_{opt} / z'$. Если значения коэффициента $\Psi > 2000$, то z_{opt} вычисляют по формуле $z_{opt} = \frac{2}{\sqrt{\Psi}}$, если же $\Psi < 0,3$, то $z_{opt} = \sqrt{\frac{2}{\Psi}} + 0,71$.

2.10. РАСЧЕТ СОБСТВЕННОЙ ЕМКОСТИ КАТУШКИ

Собственную емкость однослойной катушки можно рассчитать, пользуясь формулой

$$C_0 = \frac{\pi D}{8,3 \lg (d + \sqrt{z^2 - 1})},$$

Собственную емкость многослойных катушек приближенно можно определить по формуле

$$C_0 \approx \pi D_{\text{ср}} (8,45 \varepsilon + 8,25) \cdot 10^{-2},$$

здесь $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр намотки, см; ε — диэлектрическая проницаемость изоляции провода. Для проводов в эмалевой изоляции $\varepsilon = 4 \dots 6$, для проводов с волокнистой изоляцией $\varepsilon = 2 \dots 3$.

2.11. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЭКРАНА

При помещении катушки в экран ее индуктивность и добротность уменьшаются. Индуктивность экранированной катушки составляет

$$L_{\text{эк}} = L (1 - k^2),$$

где L — индуктивность неэкранированной катушки; k — коэффициент связи между экраном и катушкой. Для однослойных и тонких многослойных катушек $k^2 = \eta (D/D_э)^2$, здесь η — коэффициент, зависящий от отношения длины катушки к ее диаметру $\eta = f(l/D)$; D и $D_э$ диаметры экрана и катушки. Значения коэффициента η приведены на рис. 14. Для многослойных катушек величина коэффициента связи определяется по формуле

$$k^2 = \frac{(D'/D_э)^3}{L_0 L_{0э} \left[1 + \left(\frac{l_э}{D_э} \right)^2 \right]}.$$

здесь D' — приведенный диаметр катушки; L_0 и $L_{0э}$ — вспомогательные коэффициенты, определяемые по графикам (см. рис. 8 и 10).

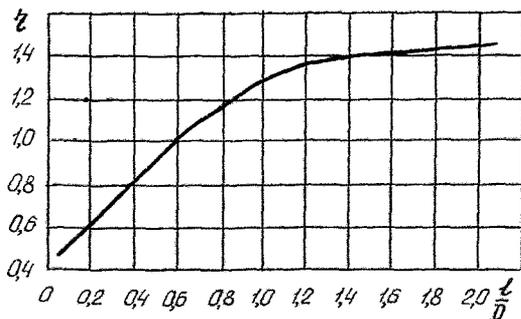


Рис. 14

Собственную емкость многослойных катушек приближенно можно определить по формуле

$$C_0 \approx \pi D_{\text{ср}} (8,45 \varepsilon + 8,25) \cdot 10^{-2},$$

здесь $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр намотки, см; ε — диэлектрическая проницаемость изоляции провода. Для проводов в эмалевой изоляции $\varepsilon = 4 \dots 6$, для проводов с волокнистой изоляцией $\varepsilon = 2 \dots 3$.

2.11. УЧЕТ ВЛИЯНИЯ ЭКРАНА

При помещении катушки в экран ее индуктивность и добротность уменьшаются. Индуктивность экранированной катушки составляет

$$L_{\text{эк}} = L (1 - k^2),$$

где L — индуктивность неэкранированной катушки; k — коэффициент связи между экраном и катушкой. Для однослойных и тонких многослойных катушек $k^2 = \eta (D/D_э)^2$, здесь η — коэффициент, зависящий от отношения длины катушки к ее диаметру $\eta = j (l/D)$; D и $D_э$ диаметры экрана и катушки. Значения коэффициента η приведены на рис. 14. Для многослойных катушек величина коэффициента связи определяется по формуле

$$k^2 = \frac{(D'/D_э)^3}{L_0 L_{0э} \left[1 + \left(\frac{l_э}{D_э} \right)^2 \right]},$$

здесь D' — приведенный диаметр катушки; L_0 и $L_{0э}$ — вспомогательные коэффициенты, определяемые по графикам (см. рис. 8 и 10).

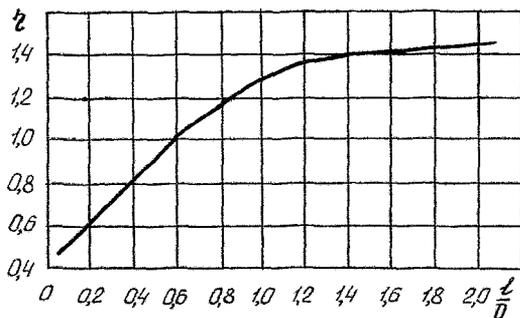


Рис. 14

Активное сопротивление, вносимое экраном в катушку, определяется по формуле

$$\Delta r_{\text{э}} = 2 k^2 N^2 D \frac{\sqrt{f \rho}}{h_{\text{э}}};$$

где k — коэффициент связи между экраном и катушкой; n — число витков катушки; D — диаметр катушки, см; $h_{\text{э}}$ — высота экрана, см; f — частота, МГц; ρ — удельное электрическое сопротивление материала экрана.

Добротность экранированной катушки вычисляется по формуле

$$Q_{\text{эк}} = \frac{\omega_0 L_{\text{эк}}}{r_f + r_e + \Delta r_{\text{э}}}.$$

2.12. РАСЧЕТ ДОБРОТНОСТИ КОНТУРА

Добротность контура зависит не только от его параметров, но также и от параметров внешней цепи — внутреннего сопротивления источника и сопротивления нагрузки. Так как сопротивления источника и нагрузки в большинстве случаев включены параллельно контуру, добротность определяется с учетом сопротивления, включенного последовательно в контур, то влияние первых необходимо пересчитать в последовательную цепь, используя известные соотношения:

$$r_{\text{ист посл}} = \frac{\rho^2}{R_i}; \quad r_{\text{нагр посл}} = \frac{\rho^2}{R_n},$$

где $r_{\text{ист}}$ и $r_{\text{нагр}}$ — пересчитанные сопротивления, Ом; ρ — волновое сопротивление контура $\rho = \sqrt{L/C}$, Ом; R_i и R_n — сопротивления источника и нагрузки соответственно. В контурах различных видов источник или нагрузка, а иногда и то и другое, подключаются к части контура. В этом случае необходимо учесть коэффициенты включения p_1 и p_2 , тогда формулы пересчета принимают вид

$$r_{\text{ист посл}} = p_1^2 \frac{\rho^2}{R_i}; \quad r_{\text{нагр посл}} = p_2^2 \frac{\rho^2}{R_n}.$$

Добротность контура определяют по формуле

$$Q = \frac{\omega_0 L_{\text{эк}}}{r_f + r_e + \Delta r_{\text{э}} + r_{\text{ист посл}} + r_{\text{нагр посл}}},$$

где $L_{\text{эк}}$ — индуктивность экранированной катушки; r_f , r_e , $\Delta r_{\text{э}}$, $r_{\text{ист посл}}$, $r_{\text{нагр посл}}$ — соответственно вносимые сопротивления катушки току высокой частоты экраном, источником и нагрузкой.

3. Расчет индуктивности, взаимной индуктивности и добротности печатных схем

С развитием РЭА 3-го поколения стала широко использоваться печатная катушка индуктивности, которая представляет собой плоскую многовитковую спираль, расположенную на печатной плате. Спираль может быть различной формы: круглой, овальной, квадратной, неправильной — определяемой удобством ее расположения на печатной плате. Ширина печатного проводника в основном определяется технологическими соображениями и обычно составляет 0,3...1 мм. Более узкие проводники используются в многовитковых катушках, а более широкие — в маловитковых. Толщина проводника фольгированного диэлектрика лежит в пределах 30...500 мкм.

Наибольшая индуктивность, которую может иметь печатная катушка допустимых размеров (диаметром 4—5 см), составляет 7—10 мкГ, а при использовании очень узких проводников достигает 50 мкГ, поэтому для практического применения печатных катушек индуктивности большое значение приобретают методы увеличения индуктивности катушек, не связанные с увеличением занимаемой ими площади. На рис. 15 приведены некоторые способы увеличения индуктивности плоских печатных катушек. Наиболее простым является изготовление катушки из двух одинаковых спиралей, расположенных соосно на обеих сторонах платы. При последовательном согласном включении двух спиралей общая индуктивность будет $L_{об} = 2L(1 + k_{св})$, где L — индуктивность одной спирали;

$k_{св}$ — коэффициент связи, который благодаря малой толщине печатной платы можно считать равным единице, при этом $L_{об} = 4L$.

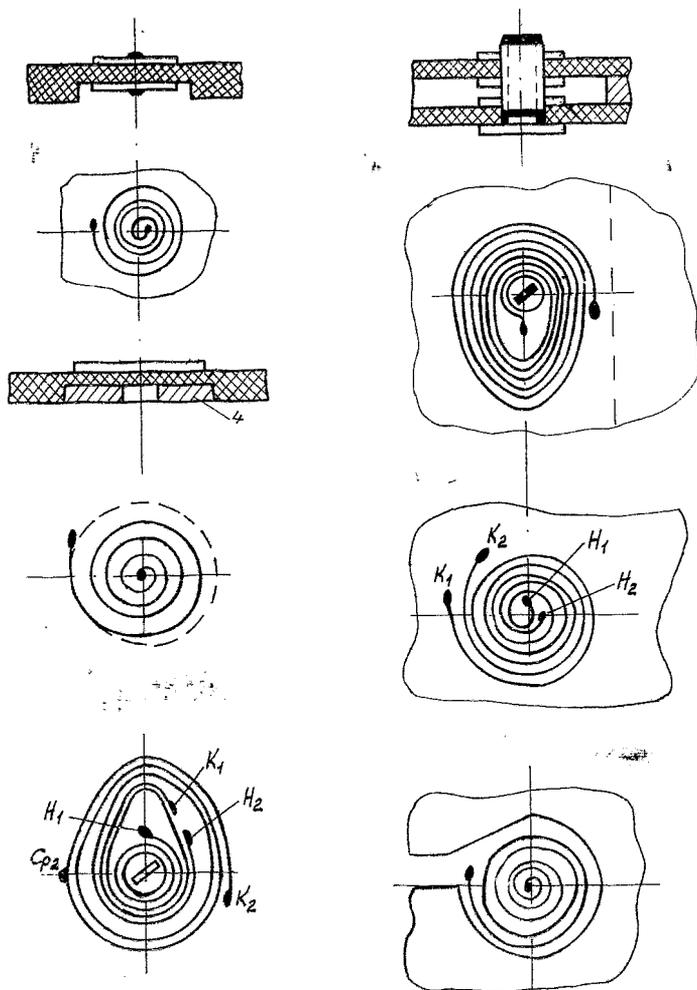


Рис. 15

Существенными недостатками такой катушки являются значительные диэлектрические потери, низкая добротность и, кроме того, технологическая трудность выполнения катушки. Увеличение индуктивности достигается последовательным соединением ряда таких пар катушек, располагаемых на общей плате или на

отдельной навесной плате, а также использованием дисков и сердечников (регулирующих винтов) из высокочастотных магнитных материалов. При этом диск располагается на обратной стороне печатной платы, он выполняет одновременно роль магнитного экрана. Другой разновидностью этого же способа является нанесение токопроводящей спирали непосредственно на ферритовую подложку, предварительно покрытую изоляционным лаком. При расположении магнитного диска с одной стороны печатной катушки, независимо от его магнитной проницаемости, индуктивность увеличивается максимально в два раза. При расположении магнитных дисков с обеих сторон печатной катушки индуктивность увеличивается в μ' раз: $\mu' = \frac{2\mu_1\mu_2}{\mu_1 + \mu_2}$, где μ_1 и μ_2 — магнитные проницаемости материала дисков при $\mu_1 = \mu_2 = \mu$; $\mu' = \mu$. Точность изготовления таких печатных катушек не превышает 2%.

Индуктивная связь между печатными катушками может быть также увеличена расположением витков одной катушки между витками другой. При одинаковых катушках коэффициент связи приближается к единице. Можно уменьшить μ , поместив катушку связи на плате внутри основной катушки или уменьшив число ее витков. Экранирование печатных катушек индуктивности производится незамкнутыми металлическими поверхностями, располагаемыми около наружных витков и соединяемыми с «землей» схемы. Для устранения влияния емкости на землю наружные витки также должны соединяться с землей.

Расчет печатных катушек в основном сводится к определению их индуктивности и числа витков. Добротность печатных катушек не рассчитывается и зависит от свойств печатного проводника, диэлектрических свойств печатной платы и размеров катушки. Относительно высокая добротность катушки обеспечивается выдерживанием размеров печатных проводников в рекомендуемых пределах. Внутренний диаметр катушки должен быть не менее 1 см; отношение $D_{\text{ср}}/l = 1,5$; печатная плата, на которую наносится индуктивность, должна быть выполнена из диэлектрика с низкими потерями. Добротность печатных катушек на частотах 10...30 МГц достигает 100—130.

Расчет индуктивности печатных проводников и катушек (в микрогенри) производится по следующим формулам.

Индуктивность отрезка проводника сечением S , длиной l_n (при низких частотах)

$$L = 0,02 l_n \left(\lg \frac{4 l_n}{S} - 0,75 \right).$$

а при очень высоких частотах падает из-за скин-эффекта до

$$L = 0,002 l_n \left(\lg \frac{4 l_n}{S} - 1,0 \right).$$

Индуктивность печатных проводников толщиной a , шириной b рассчитывается по формуле.

$$L = 2 l_n \left(2,3 \lg \frac{2 l_n}{a+b} + 0,2235 \frac{a+b}{l_n} + 0,5 \right) 10^{-2}.$$

Индуктивность двух параллельных печатных проводников одинакового сечения с шириной зазора между ними b и с противоположным направлением токов в них определяется как

$$L = 4 l_n \left(2,3 \lg \frac{b_3 + b}{a+b} - \frac{b_3 - b}{l_n} + 0,2235 \frac{a+b}{l_n} + 1,5 \right) \cdot 10^{-2}.$$

Если размеры сечений различны, то индуктивность пары проводов определяется следующим образом: $L = L_1 + L_2 - 2M$, где M — взаимная индуктивность проводников, определяемая при $l_n \gg 10(b + b_3)$ выражением

$$M = 2 l_n \left(2,3 \lg \frac{2 l_n}{b_3 + \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2}} + \frac{b_3 + \frac{b_1}{2} + \frac{b_2}{2}}{l_n} \right).$$

Индуктивность печатного кольца шириной b и внутренним диаметром D_k рассчитывается по формуле

$$L = 2 \pi D_k \left[2,3 \left(1 + \frac{b_2}{8 D_k^2} \right) \lg \frac{4 D_k}{b} + \frac{b_2}{32 D_k^2} - 0,5 \right] 10^{-2},$$

если $D_k \gg b$, формула упрощается:

$$L = 2 \pi D_k \left(2,3 \lg 10 \frac{4 D_k}{b} - 0,5 \right) 10^{-2}.$$

Индуктивность прямоугольного витка определяется как

$$L = \{ 9,2 \left[(A + B) \lg \frac{2AB}{a+b} - A \lg (A + C) - B \lg (B + C) \right] + 4 \left[2C - \frac{A+B}{2} + 0,447 (a+b) \right] \} 10^{-3},$$

где A и B — длины сторон прямоугольника, а C — его диагональ.

Для петель правильной круглой формы индуктивность (в микрогенри) находится по формуле

$$L \approx 2 l_n \left(2,303 \frac{4 l_n}{a+b} - \Theta \right) 10^{-3},$$

где l_n — длина осевой линии петли (значение коэффициента берется из табл. 13).

Коэффициент	Круг	Правильный восьмиугольник	Правильный шестиугольник	Правильный пятиугольник	Квадрат	Разносторонний треугольник	Равнобедренный пятиугольник
θ	2,451	2,561	2,636	2,712	2,853	3,197	3,332

Индуктивность круглой плоской печатной спиральной катушки определяется по формуле

$$L = \frac{24,6 n^2 D_{\text{ср}}}{1 + 2,75 \frac{r_k}{D_{\text{ср}}}} 10^{-2},$$

где $D_{\text{ср}}$ — средний диаметр катушки, r_k — ее радиус, n — число витков.

Индуктивность плоской круговой спиральной катушки может быть также определена по формуле

$$L = 0,004 \pi n^2 a \left(\lg \frac{8a}{a} - \frac{1}{24} \right) + \frac{1}{24} \left(\frac{c}{a} \right)^2 \left(\lg \frac{8a}{c} + 3,583 \right),$$

здесь количество витков — n ; средний радиус $a = 1/2(R_1 + R_2)$. Для случая, когда спираль доходит до центра $R_1 = 0$, формула упрощается: $L = 0,0138 a n^2 = 0,00345 D_1 n^2$, где $D_1 = 2R_1$ — диаметр катушки.

П. Эйслер предложил простую форму, позволяющую при расчете индуктивности катушек получать результаты, отклоняющиеся на несколько процентов от данных, полученных по основной формуле

$$L = \frac{0,394 a^2 n^2}{8a + 11c}.$$

Индуктивность катушки прямоугольной формы со спиральной намоткой с точностью около $\pm 5\%$ может быть определена по

$$\text{формуле } L = \{9,2 n^2 (A + B) \lg \frac{2AB}{nb_3} - A \lg (A + C) - B \lg (B + C)\} + 4 n^2 \left(2c - \frac{A + B}{2} + 447 nb_3 \right) - 4 n (A + B) (k + c) \} 10^{-2}, \text{ где}$$

b — ширина печатного проводника, мм; b_3 — ширина зазора между краями печатных проводников. Значение коэффициента k при $b/b_3 = 1$ равно 0,577; значения поправочного коэффициента k для различного числа витков n приведены в табл. 14.

Т а б л и ц а 14

n	k	n	k	n	k
1	0,000	9	0,260	45	0,317
2	0,114	10	0,266	50	0,319
3	0,166	15	0,286	60	0,322
4	0,197	20	0,297	70	0,324
5	0,218	25	0,304	80	0,326
6	0,233	30	0,308	90	0,327
7	0,244	35	0,312	100	0,328
8	0,253	40	0,315		

В. А. Волгов приводит для расчета индуктивности плоской печатной катушки, витки которой расположены по сторонам квадрата, эмпирическую формулу

$$L = 55,5 a \sqrt[3]{n^5} \lg \frac{8a}{t} 10^{-3},$$

где a — длина средней стороны квадрата; t — радиальная ширина намотки. Очевидно, что $D_{\text{ср}} = 0,5 (D_{\text{н}} + D_{\text{вн}})$; $t = 0,5 (D_{\text{н}} - D_{\text{вн}})$ или $t = 0,5 (A_{\text{н}} - A_{\text{вн}})$ (все размеры в формуле в сантиметрах). Индуктивность катушки прямоугольной формы примерно на 12% выше, чем у круглой спиральной катушки.

Связь индуктивностей характеризуется коэффициентом, показывающим отношение максимально возможной связи к реально получаемой, и определяется формулой

$$k_{\text{св}} = M / \sqrt{L_1 L_2}.$$

Расчет взаимной индуктивности двух печатных проводников, расположенных на одной прямой с малым расстоянием между их совпадающими концами производится по формуле

$$M = 0,02303 l_{n1} \lg \left(\frac{l_{n1} + l_{n2}}{l_{n2}} \right).$$

Если концы проводников, расположенных на одной прямой, разнесены на значительное расстояние, их взаимная индуктивность рассчитывается по формуле

$$M = 0,02303 [(l_{n1} + l_{n2} + b_3) \lg (l_{n1} + l_{n2} + b_3) + b_3 \lg b_3 - (l_{n1} + b_3) \lg (l_{n1} + b_3) - (l_{n2} + b_3) \lg (l_{n1} + b_3)].$$

Взаимная индуктивность параллельных проводников различной длины, расположенных симметрично относительно общей оси,

определяется по формуле

$$M = 0,02 \left[4,606 l_{n1} \lg \frac{l_{n1} + l_{n2} + \sqrt{(l_{n1} + l_{n2})^2 + b_3^2}}{b_3} + \right. \\ \left. + 2,303 (l_{n1} + l_{n2}) \lg \frac{l_{n1} + l_{n2} + \sqrt{(l_{n1} + l_{n2})^2 + b_3^2}}{l_{n1} - l_{n2} + \sqrt{(l_{n1} - l_{n2})^2 + b_3^2}} + \right. \\ \left. + \sqrt{(l_{n1} - l_{n2})^2 + b_3^2} - \sqrt{(l_{n1} + l_{n2})^2 + b_3^2} \right]$$

Взаимоиндуктивность (в микрогенри) двух кольцевых витков, расположенных с двух сторон печатной платы определяется по формуле

$$M = \frac{M_0}{2} \frac{\sqrt{D_1 D_2}}{2} 10^{-3},$$

где D_1 и D_2 — средние диаметры колец.

При расположении катушек на одной стороне платы одна внутри другой их взаимная индуктивность определяется по формуле

$$M = \frac{9,87 D_2^2 n_1 n_2}{\sqrt{D_1^2 + a^2}} \left[1 + \frac{D_1^2 D_2^2}{(D_1^2 + a^2)^2} \left(\frac{3}{8} - \frac{a^2}{2 D_2^2} \right) \right] 10^{-2},$$

где D_1 и D_2 — средние диаметры катушек. Точность расчета по этой формуле не выше $\pm 20\%$.

Взаимоиндуктивность катушек одинакового размера, расположенных с разных сторон платы, приближенно оценивается по формуле $M = \frac{0,6 n_1 n_2 D_A}{S} 10^{-3}$, S — площадь спиралей.

Добротность печатных индуктивностей, как это уже указывалось выше, обычно не рассчитывается. При необходимости добротность $Q = \omega L / r$ определяется на резонансной частоте активным сопротивлением катушки (в Омах) $R_L = R_{\text{п}} + R_{\text{вт}} + R_D + R_{\text{из}}$, где $R_{\text{п}}$ — сопротивление проводника постоянному току; $R_{\text{вт}}$ — сопротивление вихревым токам; R_D — сопротивление, вызываемое потерями в диэлектрике платы и $R_{\text{из}}$ — потери на излучение. Сопротивление диэлектрических потерь определяется по приближенной формуле

$$R_D \approx 0,25 f^3 C_L L^2 \delta_D 10^{-12},$$

где f — частота резонанса, МГц; C_L — собственная емкость катушки мкФ; L — индуктивность, мкГ; $\text{tg } \delta_D$ — тангенс угла диэлектрических потерь.

Добротность в основном зависит от диэлектрических показателей материала платы, потери на излучение проявляются на весьма высоких частотах и ими обычно пренебрегают. Добротность спиральных катушек, в зависимости от толщины t слоя медной фольги, выполненных на гетинаксовых основаниях с одинаковым шагом спирали, приведена в табл. 15.

Таблица 15

t , мкм	Значения Θ при	
	5 МГц	25 МГц
10	40	80
20	58	105
30	70	120
40	80	130
50	82	133
60	83	134

4. Индуктивности гибридных интегральных схем

Существующая технология интегральных схем пока еще не позволяет выполнить катушки индуктивности единым технологическим приемом. Наиболее приемлемой конструкцией, совместимой с пленочными элементами интегральной микросборки, является плоская пленочная катушка. По форме катушка индуктивности в пленочном исполнении имеет вид круглой или прямоугольной спирали (рис. 16), прямолинейного проводника, проводника в форме меандра (рис. 17).

Для изготовления пленочных индуктивностей применяются следующие технологические приемы: термовакuumное осаждение, электрохимические процессы, фотолитография. Все эти методы имеют определенные преимущества и недостатки. Так например, при изготовлении катушек индуктивности термовак-

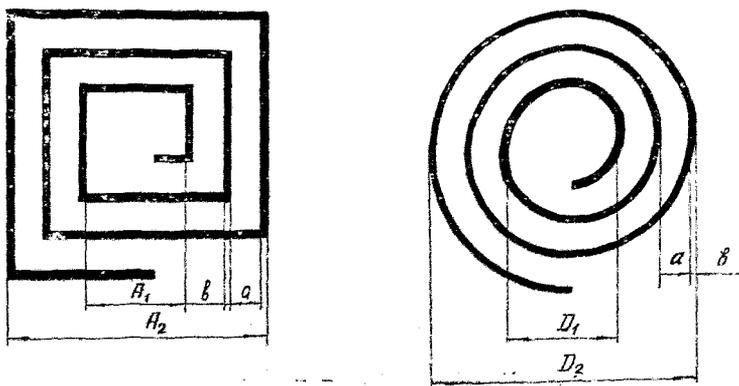


Рис. 16

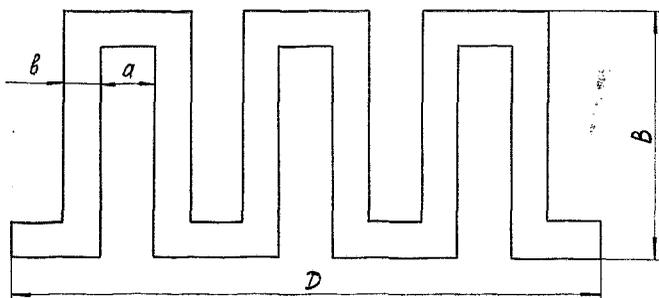


Рис. 17

умным осаждением получают катушки с малой добротностью, которые в основном используются в микросборках в качестве дросселей. Для колебательных контуров катушки индуктивности изготавливаются методом электролитического осаждения (толщиной до 30...40 мкм). Материал катушки должен иметь высокую проводимость, прочное сцепление с подложкой, температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР), соизмеримый с ТКЛР подложки, должен быть устойчив против коррозии. Исходя из этого, наибольшее распространение получили такие материалы, как медь, алюминий, золото.

Для улучшения адгезии катушки наносится специальный подслои из металлов, имеющих хорошее сцепление с подложкой (хром, марганец, ванадий). Медные пленки для предотвращения окисления покрывают защитным слоем никеля или золота. Перспективным материалом для проводников и катушек является бронза БрНМЦТ-5-2-0,1. При длительном функционировании нижняя часть пленки обогащается марганцем, что улучшает адгезию, а верхняя — никелем, который защищает промежуточный, обедненный примесями слой меди от окисления.

Величина индуктивности спиральной катушки

$$L = A a n^{5/3} \ln (8 a / c) ,$$

где n —число витков; $a = \frac{D_1 + D_2}{2}$ — средний радиус; $c = \frac{D_2 - D_1}{2}$ — радиальная ширина катушки; A — коэффициент, равный 0,0215 для круглой спирали и 0,0241 для квадратной спирали.

Для квадратной спирали в соответствии с рис. 16 величина

$$a = \frac{A_2 + A_1}{4} ; \quad c = \frac{A_2 - A_1}{2} .$$

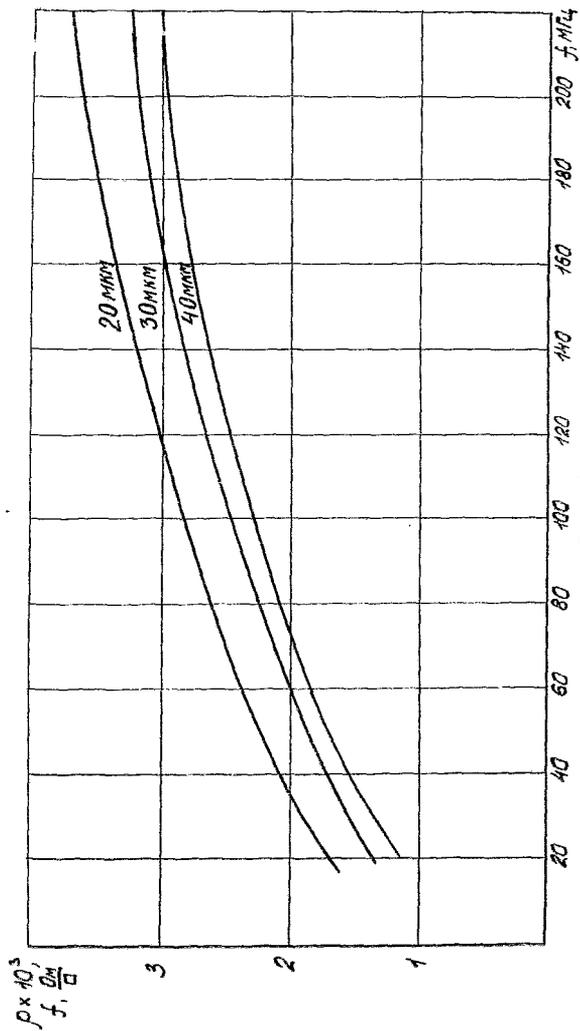


Рис. 18

Для расчета катушек индуктивности менее 150 мГ используется выражение

$$L = \frac{40 a^2 n^2}{8 a + 11 c} ,$$

значения a и c приведены в миллиметрах.

Собственная резонансная частота плоской катушки определяется с достаточной точностью:

$$f_0 = \frac{c}{4 \sqrt{\epsilon \mu}} \frac{1}{l} ,$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ — скорость света, м/с; μ — магнитная проницаемость; l — длина проводника катушки.

С целью облегчения конструктивного расчета катушек построены номограммы рис. 19. Исходными данными для расчета катушек являются индуктивность L , добротность Q и рабочая частота f , при этом расчет производим в следующей последовательности:

выбираем ширину зазора между проводниками a ($a_{\min} = 0,1$ мм);

по рабочей частоте определяем удельное сопротивление (см. рис. 18);

вычисляем расчетные значения индуктивности и добротности:

$$L_p = 1,14 L; \quad Q_p = 0,85 Q;$$

вычисляем удельную индуктивность $\eta = \frac{Q_p \delta_l}{2 \pi f}$;

откладываем вычисленные значения η и L_p на шкалах η и L номограммы (см. рис. 19). Из отложенных точек проводим прямые линии, параллельные оси абсцисс. Затем, установив линейку параллельно оси ординат, двигаем ее вдоль по проведенным прямым до тех пор, пока она не окажется на пересечении обеих линий с линиями η и L_p с одинаковым числом α . При совпадении точек пересечения с одноименными линиями пересечения линейки с осью определим число витков спирали. Если такое совпадение отсутствует, то изготовить катушку с заданными значениями L и Q невозможно.

Далее вычислим ширину оказавшегося на пересечении проводника по значению α : $b = \alpha a$;

затем — наружный D_2 и внутренний D_1 диаметры катушки:

$$D_2 = 0,2 (1 + 10 b) n; \quad D_1 = 0,4 D_2.$$

Катушки с индуктивностью в десятки наногенри выполняются в виде меандра или в виде отрезка прямолинейного проводника.

Добротность такой катушки индуктивности $Q = 2\pi f \eta / \rho_f$ где f — рабочая частота; $\eta = k/k_\phi$ — удельная индуктивность; k_ϕ — коэффициент формы проводника спирали; ρ_f — удельное сопротивление проводника с учетом скин-эффекта, значение ρ_f берется из графика рис. 18.

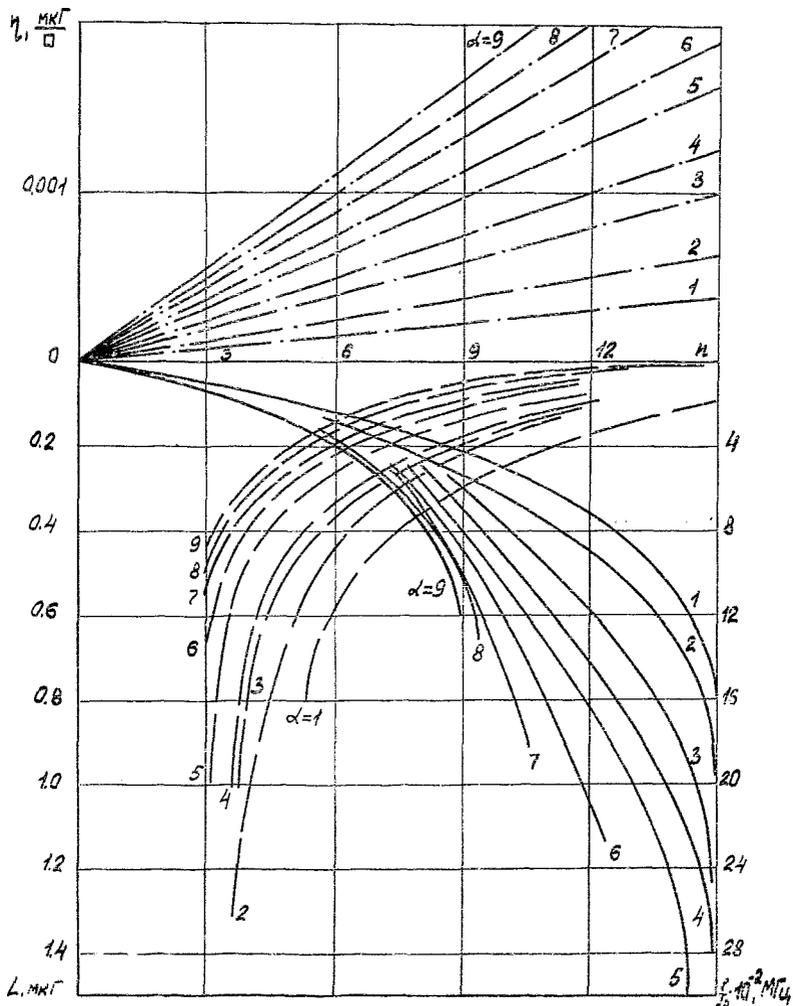


Рис. 19

Индуктивность прямолинейного проводника

$$L = 0,2l (\ln 2k_{\phi} + 0,2235/k_{\phi} + 0,5) ,$$

где l — длина проводника, мм; $k_{\phi} = l/b$ — коэффициент формы проводника; L — индуктивность, нГ.

Добротность катушки, выполненной в виде отрезка прямолинейного проводника, $Q = \frac{\omega L}{R} = 2\pi f L / \rho k_{\phi}$.

Индуктивность катушки, имеющей конфигурацию меандра (см. рис. 17), может быть определена по формуле

$$L = B [4n \ln (1 + a/b) - \psi] , \quad n = D / (a + b) ,$$

где n — число звеньев катушки; L — индуктивность катушки, нГн; a, b — ширина зазора и проводника, мм; ψ — поправочный член, значения которого приведены в табл. 16.

Т а б л и ц а 16

n	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
ψ	2,76	3,92	6,22	7,6	9,7	10,92	13,38	14,92	16,86	18,46

5. Полосовые фильтры (ПФ) на поверхностных акустических волнах

Широкому использованию дискретных катушек индуктивности в контурах полосовых фильтров препятствует их низкая стабильность, малая добротность и сложность в конструктивном сопряжении с интегральными схемами. В связи с этим большое развитие получили фильтры, основанные на поверхностных акустических волнах (ПАВ), являющиеся важным радиоэлементом нового направления в функциональной микроэлектронике — *акустоэлектронике*. Функциональные элементы и устройства на поверхностных акусто-электрических волнах позволяют в некоторой степени эти недостатки устранить. Высокая воспроизводимость и повторяемость заданных характеристик, стабильность параметров, малые размеры — вот основные преимущества фильтров на ПАВ. Применение фильтров на ПАВ в телевизионных приемниках позволяет исключить большое число настроечных операций, уменьшить ручной труд и повысить производительность труда при многих операциях сборки и настройки. Физическая сущность поверхностных волн рассмотрена в работе /5/. Они используются для создания как фильтров, так и линий задержки.

Широкому распространению фильтров на ПАВ способствовали возможность их работы в диапазоне 10 Мгц ... 1 ГГц, диапазон относительной полосы пропускания которых находится в пределах от 0,01 до 100%, низкие потери 1 ... 2 дБ. Для того, чтобы использовать поверхностные волны для создания фильтров, необходимо с помощью электрических сигналов в преобразователе возбудить поверхностные волны, которые в выходном преобразователе вновь превратят в электрические сигналы.

Энергия ПАВ локализована в тонком приповерхностном слое звукопровода порядка длины акустической волны $h \approx \lambda_s = v_s / f$, где v_s — скорость распространения ПАВ. Амплитуда смещения

Частиц убывает с глубиной по экспоненте. Чтобы оценить толщину этого слоя, укажем, что ПАВ используется обычно в диапазоне частот от 10 МГц до 1 ГГц. Длина волны λ_s колеблется для различных материалов, применяемых в акустоэлектронике, в пределах от $1,68 \cdot 10^5$ см/с (для $\text{Bi}_{12}\text{GeO}_{20}$) до $3,48 \cdot 10^5$ см/с (для ниобата лития LiNbO_3 YZ—среза). Это означает, что длина поверхностной акустической волны сравнительно невелика, например: для кварца при $v_s = 3,15 \cdot 10^5$ см/с на частоте 100 МГц $\lambda_s = 32$ мкм, а на частоте 1 ГГц $\lambda = 3,2$ мкм. Такой порядок глубины, на которую проникают ПАВ. Практически необходимая толщина пластинки звукопровода составляет 10—12 длин ПАВ.

Существует много методов возбуждения поверхностных волн. Наиболее эффективным и распространенным устройством для возбуждения и приема ПАВ является встроечно-штырьевой преобразователь (ВШП) (рис. 20). В наиболее простом виде он представляет собой совокупность параллельных металлических электродов, имеющих периодическую пространственную структуру и размещенных на поверхности пьезоэлектрической подложки. Из всей комбинации электродов можно выделить два противофазных соседних электрода, которые называются элементарным излучателем. Если приложить к электродам ВШП (рис. 21) напряжение высокой частоты, согласованное по частоте с шагом $b = \lambda_{\text{пов}} = v_{\text{пов}} / f$, то под влиянием поля происходит деформация в пьезоэлектрике, которая со скоростью $v_{\text{пов}}$ распространяется в обе стороны от каждого промежутка. Но если шаг решетки согласован с длиной волны, то деформации, вызванные каждым промежутком, суммируются, образуя суммарную поверхностную волну. Чем больше элементов содержит решетка, тем эффективнее преобразователь, одновременно тем более жесткие требования предъявляются к точности поддержания скорости поверхностной волны, к точности выполнения всех размеров электродов решетки и к стабильности частоты сигнала.

Зависимость скорости распространения ПАВ от частоты можно использовать для получения эффекта фильтрации. Действительно, если реализовать конструкцию, которая изображена на рис. 21, то при изменении частоты сигнала, возбуждающего одну «решетку», изменится ЭДС на выходе второй «решетки», где осуществляется обратное преобразование. Обратное преобразование обусловлено тем, что деформации пьезоэлектрика, вызванные поверхностной волной, приводят к появлению электрического напряжения на электродах второй «решетки» (обратный пьезоэффект). Число пар электродов (элементарных излучателей) такого эквидистантного ВШП определяет полосу пропускания и минимальные потери на преобразование. Увели-

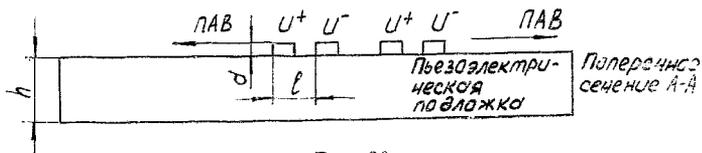
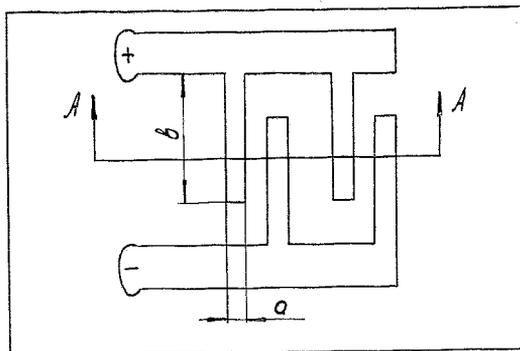


Рис. 20

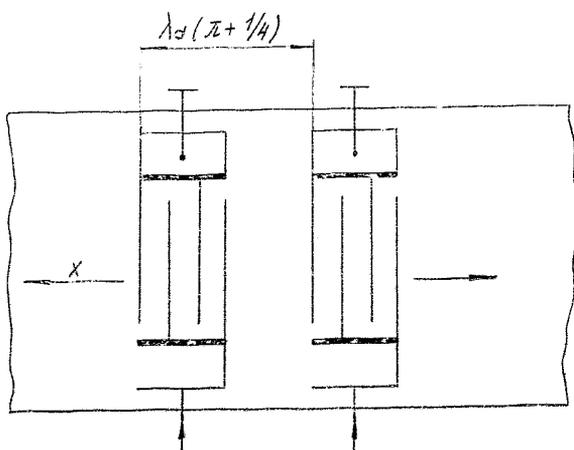


Рис. 21

чение полосы пропускания ($\Delta f/f_0$) приводит к возрастанию потерь преобразования (рис. 22). Оптимальное число пар электродов в двухфазном однородном ВШП для заданного среза материала и выбранного направления распространения ПАВ, определенное численными методами и проверенное экспериментально, приведено в табл. 17.

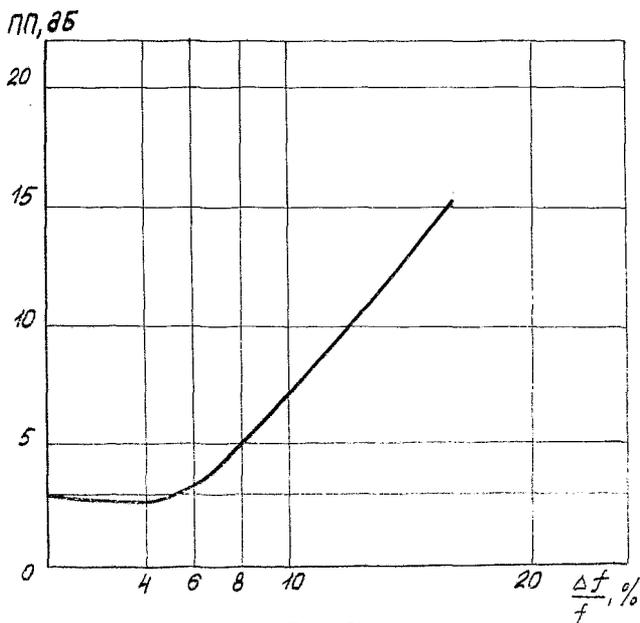


Рис. 22

Следует заметить, что определенная относительная полоса пропускания $(\Delta f/f_0)_{\text{опт}} = 1/N_{\text{опт}}$ оптимальна в том смысле, что удовлетворяет условию согласования ВШП с генератором без дополнительных потерь в пассивном согласующем устройстве, т. е. в случае двухфазного однородного ВШП потери преобразования в указанной полосе не превышают 3дБ. При внесении дополнительных потерь на согласование возможно получение более широкой полосы.

Метод увеличения $\Delta f/f_0$ заключается в следующем. Полная полоса пропускания определяется акустической полосой $(\Delta f/f_0)_{\text{а}}$ и электрической $(\Delta f/f_0)_{\text{эл}}$.

Таблица 17

Материал подложки	Срез и направление распространения ПАВ	$N_{\text{спт}}$	$t^*_3 \frac{\Delta f}{f_c}$ мкс/с	$\Delta f / f_c$
$\text{Li N}_6 \text{O}_3$	YZ	4	0,69	0,24
$\text{Bi}_{12} \text{Ge O}_{20}$	(111), 110	7	0,82	0,14
Zn O	Z, любое	9	0,415	0,11
Кварц	YZ	18,5	0,157	0,055
Пьезокерамика ЦТС	Поляризованная нормально к поверхности	4	1,04	0,23
Cd S	Z, любое	11	0,52	0,09
Li Ta O_3	Z, Y	9	0,42	0,14
$\text{AlN} / \text{Al}_2 \text{O}_3$	X, Z	10	0,15	0,095
Li I O_3	Z, любое	3	1,59	0,33

Условие для нахождения $N_{\text{опт}}$ есть $(\Delta f / f_0)_{\text{эл}} = (\Delta f / f_0)_{\text{ак}}$. Отсюда, увеличив акустическую полосу пропускания (уменьшив число электродов $N < N_{\text{опт}}$) и одновременно увеличив минимальные потери преобразования, получим увеличение полной полосы пропускания. Исходя из этого соотношения, определяем

$$N \approx N_{\text{опт}} \frac{(\Delta f / f_0)_{\text{опт}}}{(\Delta f / f_0)}$$

а потери преобразования по рис. 23. Затем необходимо обеспечить согласование ВШП, подбирая его апертуру (длину ВШП- b). При компенсации реактивной составляющей входного импеданса последовательными индуктивностями условием согласования будет равенство сопротивлений излучения и сопротивления нагрузки или проводимостей излучения и нагрузки. На практике апертуру b находят, исходя из приближенного выражения для сопротивления излучения ВШП: $P_{\text{изл}} = A \lambda_0 / N^2 b$. Коэффициент A необходимо подобрать эмпирически путем сопоставления с данными табл. 18.

В настоящее время, помимо описанного простого типа ВШП с эквидистантными электродами, применяются и другие типы более сложных ВШП, в которых электроды расположены и соединены между собой по более сложным законам.

Исходя из стремления уменьшить величину вносимых потерь в полосу пропускания фильтра, уменьшают длину пути распространения акустической волны в звукопроводе и, следовательно, величину задержки стремятся предельно сократить. Минималь-

Таблица 18

Параметр	Лабораторные образцы	Промышленные образцы	Предполагаемые параметры
Центральная частота, МГц	1,0—2750	10—1500	1,0—2000
Минимальные вносимые потери, дБ	0,65	1,0	0,5
Максимальная относительная полоса пропускания, %	100	50	100
Минимальная полоса пропускания, кГц	100	100	50
Подавление вне полосы пропускания, дБ	70	60	90
Минимальный коэффициент формы $\Delta f_{40 \text{ дБ}} / \Delta f_{3 \text{ дБ}}$	1,15	1,2	1,1
Неравномерность АЧХ, дБ	$\pm 0,02$	$\pm 0,05$	$\pm 0,01$
Отклонение фазовой характеристики от линейной, град.	$\pm 0,1$	± 2	$\pm 0,1$

ное расстояние между ВШП в полосовом фильтре (ПФ) определяется уровнем прямого прошедшего сигнала, величина которого в основном зависит от диэлектрической проницаемости звукопровода. Чтобы прямо прошедший сигнал был мал по сравнению с сигналом, прошедшим через звукопровод, должно выполняться условие $\alpha_{\text{min}} \geq 5h$, где α — глубина проникновения акустической волны, h — толщина звукопровода, которая, в свою очередь, обычно не меньше $20 \lambda_s$. При конструировании ПФ большое внимание уделяется обеспечению требований по коэффициенту прямоугольности. Основные параметры ПФ сведены в табл. 18. Следует иметь в виду, что некоторые из указанных параметров взаимосвязаны, поэтому их предельные значения принципиально не могут быть реализованы в одном и том же фильтре. Так, минимально достижимые вносимые потери зависят от относительной ширины полосы, например фильтры, выполненные на кварцевых подложках, которые характеризуются наибольшей температурной стабильностью, с минимальными потерями могут иметь относительную полосу пропускания не более 4%. Чтобы получить более широкую относительную полосу, необходимо либо ввести электрическое рассогласование, либо подобрать сопротивление внешней электрической цепи таким образом, чтобы эффективная электрическая ширина полосы согласующей цепи не ограничивала полосу фильтра. Поэтому для среднеполосных и широкополосных фильтров необходимо использовать ниобат лития или кристаллы с высоким значением коэффициента электромеханической связи. На ниобате лития

можно реализовать фильтры с малыми потерями при относительной полосе 22%.

Наряду с зависимостью вносимых потерь от относительной ширины полосы пропускания в полосовых фильтрах существуют дополнительные потери, связанные с двунаправленностью излучения ПАВ ВШП. Двунаправленность увеличивает минимальные потери до 6 дБ. Половину этих потерь можно исключить, применяя два приемных преобразователя, тогда потери превысят минимальные лишь на 3 дБ. Дальнейшую минимизацию потерь можно обеспечить путем использования однонаправленных преобразователей. В фильтрах с однонаправленными преобразователями и относительной полосой пропускания 1% достижимы минимальные потери 1...4 дБ. Очевидно, что свойства таких фильтров и устройств зависят от используемого материала подложки, например: ниобат лития (LiNb_3O_3), в котором скорость поверхностной волны составляет от 3,48 до 4 км/с в зависимости от среза, квадрат коэффициента электромеханической связи — 0,05, температурный коэффициент задержки — $85 \cdot 10^{-6}$ 1/°C или спликат висмута ($\text{Bi}_{12}\text{SiO}_{20}$), где скорость поверхностной волны — 1,7 км/с, квадрат коэффициента электромеханической связи — 0,018 и температурный коэффициент задержки — $118 \cdot 10^{-6}$ 1/°C. Для ниобата лития, например при частоте 100 МГц, длина волны составляет

$$\lambda = \frac{v_{\text{пов}}}{f} = \frac{4000 \text{ м/с}}{100 \cdot 10^6 \text{ Гц}} = 4 \cdot 10^{-5} \text{ м},$$

в то время как в пространстве длина волны составит 3 м. При этом шаг между соседними штырями составит $b = \lambda_{\text{пов}} = 0,04$ мм.

Из расчетов следует важное ограничение фильтров на ПАВ. Технология должна обеспечивать высокую разрешающую способность с тем, чтобы с высокой точностью выдерживать очень маленькие размеры как самих штырей, так и промежутков между ними и числа в целом. Сказанное ограничивает высокие частоты. Например, если исходить из того, что с достаточной точностью могут быть выполнены электроды и промежутки между ними шириной в 1 мкм, то частота настройки преобразователя, а следовательно и фильтра, составит

$$f = \frac{V_{\text{пов}}}{l} = \frac{4000}{2 \cdot 10^{-6}} = 2 \cdot 10^9 \text{ Гц}.$$

Следовательно, такие устройства могут работать на очень высоких частотах. Более существенное ограничение отсюда вытекает для низких частот, поскольку увеличение шага приведет к увеличению геометрических размеров фильтра. Если исходить из того, что размеры подложки с необходимой однородностью

материала могут быть до 100 мм, т. е. максимально возможный шаг составляет около 1 мм, то низшая частота будет

$$f = \frac{V_{\text{нов}}}{b} = 4 \cdot 10^6 \text{ Гц.}$$

Реально удается использовать акустоэлектронные элементы на частоте около 1 МГц. Это очень важное ограничение для элементов на ПАВ, которое существенно снижает области их применения [7].

В соответствии с предъявляемыми техническими требованиями конструирование полосовых фильтров на ПАВ начинают с выбора пьезоэлектрического материала звукопровода, исходя из вносимых потерь и температурной стабильности. Затем выбирают срез пьезокристалла, в котором уровень возбуждаемых объемных паразитных мод достаточно мал. Следующий этап — выбор конструкции и синтез топологии преобразователей. По данным табл. 17 находят значения $N_{\text{опт}}$ и $(\Delta f/f_0)_{\text{опт}}$ и определяется необходимое N для требуемой $\Delta f/f_0$. Затем проводится расчет апертуры ВШП, удовлетворяющей условию бестрансформаторного согласования ВШП с радиотрактом. Далее рассчитывается расстояние между ВШП в ПФ и определяются суммарные вносимые потери.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Волгов В. А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. — М.: Энергия, 1977. — 655 с.
2. Справочник конструктора РЭА. /Под ред. Р. Г. Варламова. — М.: Сов. радио, 1980. — 478 с.
3. Коваль А. В. Радиодетали, радиокомпоненты и их расчет. — М.: Сов. радио, 1977.
4. Фролов А. Д. Радиодетали и узлы. — М.: Высшая школа, 1975.
5. Речицкий В. И. Акустоэлектронные радиокомпоненты. — М.: Сов. радио, 1980.
6. Расчет и конструирование АПВ-фильтров. /Под ред. И. Б. Яковкина. — Новосибирск: Наука, 1982.
7. Фильтры на поверхностных акустических волнах. /Под ред. Т. Мэгиюза — М.: Радио и связь, 1981. — 472 с.

О Г Л А В Л Е Н И Е

В в е д е н и е	3
1. Дискретные радиокомпоненты и их взаимосвязь с интегральными схемами и УФЭ	6
2. Расчет и конструирование индуктивных элементов	10
2.1. Общие соотношения	10
2.2. Методы расчета индуктивности	11
2.3. Выбор конструкции катушки и типа намотки	14
2.4. Выбор материала каркаса	18
2.5. Выбор конструкции и размеров каркаса	18
2.6. Выбор намотки, марки провода	20
2.7. Расчет катушек индуктивности	23
2.8. Расчет добротности	26
2.9. Расчет оптимального диаметра провода	31
2.10. Расчет собственной емкости катушки	31
2.11. Учет влияния экрана	33
2.12. Расчет добротности контура	34
3. Расчет индуктивности, взаимной индуктивности и добротности печатных схем	35
4. Индуктивности гибридных интегральных схем	43
5. Полосовые фильтры на поверхностных акустических волнах	49
Библиографический список	56

Св. план 1986, поз. 975

*Анатолий Васильевич Зеленский,
Юрий Иванович Макарычев*

РАДИОКОМПОНЕНТЫ ДИСКРЕТНОЙ
И ФУНКЦИОНАЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

Редактор Е. Д. Антипова
Техн. редактор Н. М. Каленюк
Корректор Н. С. Куприянова

Сдано в набор 23.06.86 г. Подписано в печать 23.09.86 г.
ЕО 00307. Формат 60×84 1/16. Бумага оберточная.
Литературная гарнитура. Высокая печать.
Усл. п. л. 3,5. Уч.-изд. л. 3,4. Т. 500 экз.
Заказ 691. Цена 15 к.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени
авиационный институт имени академика С. П. Королева,
г. Куйбышев, ул. Молодогвардейская, 151.

Типография ЭОЗ КуАИ, г. Куйбышев, ул. Ульяновская, 18.