

Глава 2

ОСНОВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ (КОНДЕНСАТОРЫ, КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ, ЭЛЕМЕНТЫ СОПРОТИВЛЕНИЯ)

§ 2.1. Вводные замечания

Изложение курса теоретических основ радиотехники мы начнем с изучения основных элементов радиотехнических цепей: конденсаторов, катушек индуктивности и элементов сопротивления, применяемых в радиотехнике.

Конденсаторы и катушки индуктивности используются для образования колебательных контуров, необходимых для выделения, усиления и генерирования колебаний различной частоты. Об этом уже упоминалось в § 1.3. Кроме того, конденсаторы и катушки индуктивности используются и для многих других целей, которые будут ясны из дальнейших разделов курса. Как велики масштабы применения этих элементов видно хотя бы из того, что современная радиопромышленность потребляет в сутки сотни тысяч, а иногда и миллионы конденсаторов. Широко применяются в радиотехнике и элементы сопротивления. Элементами сопротивления мы будем называть элементы электрических цепей, активная составляющая проводимости которых велика по сравнению с реактивной.

Все упомянутые элементы могут либо обладать постоянными параметрами (емкостью, индуктивностью, активным сопротивлением), либо иметь такую конструкцию, которая позволяет изменять эти параметры скачкообразно или плавно. Детали с переменными параметрами необходимы для обеспечения возможности изменения резонансной частоты колебательного контура (для этой цели используются конденсаторы переменной емкости и катушки переменной индуктивности), для подбора параметров цепей и т. д.

Весьма существенным является вопрос стабильности параметров элементов при изменении внешних условий — в основном влажности и температуры.

Защита деталей от влаги не вызывает принципиальных затруднений. Для этого помещают детали в герметически закрытые кожуха, покрывают их влагонепроницаемыми лаками, применяют изоляторы

из негигроскопичного материала и т. д. Значительно труднее уменьшить нестабильность параметров, вызванную изменением температуры. Эта нестабильность характеризуется так называемым температурным коэффициентом (сокращенно — TK). Изменение емкости конденсатора при изменении температуры на Δt° будет равно

$$\boxed{\Delta C = C TKC \Delta t^\circ},$$

где C — величина емкости конденсатора, TKC — температурный коэффициент емкости, отсюда

$$TKC = \frac{\Delta C}{C} \cdot \frac{1}{\Delta t^\circ}.$$

Температурный коэффициент индуктивности (TKL), сопротивления (TKR), магнитной проницаемости ($TK\mu$) и другие определяются совершенно аналогичными формулами.

Особенно существенным является вопрос стабильности резонансной частоты контура, равной $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ при изменении температуры.

Действительно, ω_p определяет частоту лампового генератора и частоту, которую будет выделять ламповый усилитель (см. § 1.6). Если вследствие изменения температуры на Δt° емкость и индуктивность контура изменяются на величины ΔC и ΔL , то резонансная частота контура изменится на величину $\Delta\omega_p$, равную

$$\boxed{\begin{aligned} \Delta\omega_p &= \frac{\partial\omega_p}{\partial C} \Delta C + \frac{\partial\omega_p}{\partial L} \Delta L = -\omega_p \left(\frac{\Delta C}{2C} + \frac{\Delta L}{2L} \right) = \\ &= -\omega_p \left(\frac{C TKC \Delta t^\circ}{2C} + \frac{L TKL \Delta t^\circ}{2L} \right) = -\frac{\omega_p}{2} (TKC + TKL) \Delta t^\circ. \end{aligned}}$$

Из полученного выражения видно, что изменение резонансной частоты пропорционально величинам температурных коэффициентов емкости и индуктивности. Чем меньше TKC и TKL , тем меньше $\Delta\omega_p$. Если величины TKC и TKL равны по абсолютной величине и противоположны по знаку, то $\Delta\omega_p = 0$ и резонансная частота контура не зависит от изменения температуры.

Уменьшение температурных коэффициентов достигается соответствующим подбором материалов и конструкций деталей (несколько подробнее об этом будет сказано ниже).

В последующих параграфах будут выведены формулы для определения полного сопротивления конденсатора, катушки индуктивности и элемента сопротивления на радиочастотах, а также будут описаны их типы и конструкции.

§ 2.2. Энергетический метод определения полного сопротивления

Параметры элементов цепей на высоких частотах могут отличаться от их параметров на низких частотах.

Причиной этого является: частичное превращение энергии электрического поля высокой частоты в тепловую энергию в диэлектриках, поверхностный эффект в проводах, вихревые токи в проводниках, вызванные высокочастотным магнитным полем, токи смещения между отдельными частями катушек индуктивности и элементов сопротивления и т. п. Под влиянием этих причин на очень высоких частотах конденсаторы, например, могут иметь индуктивное сопротивление, а катушки индуктивности — емкостное.

Для определения полного сопротивления конденсатора, катушки индуктивности, элемента сопротивления, а также других цепей на высокой частоте, бывает удобно пользоваться энергетическим методом, к изложению которого мы и переходим.

Можно доказать, что если к некоторой цепи, могущей иметь любые разветвления, но не содержащей источников энергии и элементов с переменными параметрами, подведено синусоидальное напряжение

$$u = U_m \cos(\omega t + \psi) \quad (2.1)$$

и под действием этого напряжения в цепи течет ток

$$i = I_m \cos(\omega t + \varphi), \quad (2.2)$$

то для цепи будут справедливы следующие соотношения:

$$UI \cos(\psi - \varphi) = \frac{1}{2} U_m I_m \cos(\psi - \varphi) = P, \quad (2.3)$$

$$UI \sin(\psi - \varphi) = \frac{1}{2} U_m I_m \sin(\psi - \varphi) = 2\omega(\overline{W}_m - \overline{W}_э), \quad (2.4)$$

где P — средняя за период мощность, поглощаемая этой цепью; \overline{W}_m — средняя за период энергия магнитного поля, созданного токами цепи; $\overline{W}_э$ — средняя за период энергия электрического поля, созданного напряжениями цепи; $U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$ — эффективное значение напряжения, действующего на цепь; $I = \frac{I_m}{\sqrt{2}}$ — эффективное значение тока, текущего через цепь; ψ и φ — соответственно сдвиги фаз для напряжения и тока относительно колебания $\cos \omega t$ ¹⁾; $(\psi - \varphi)$ — сдвиг фаз между напряжением и током.

Выражение (2.3) определяет активную мощность, поглощаемую цепью; выражение (2.4) — реактивную мощность. Вывод этих выражений

¹⁾ Иногда сдвиг фаз отсчитывают относительно колебания $\sin \omega t$. Мы в дальнейшем всегда сдвиг фаз будем брать по отношению к $\cos \omega t$.

приведен в приложении 1 в конце книги. С помощью ф-л (2.3) и (2.4) нетрудно определить полное сопротивление цепи \mathbf{Z} или ее проводимость \mathbf{Y} .

Представим напряжение (2.1) и ток (2.2) в комплексной форме:

$$\begin{aligned}\mathbf{U} &= Ue^{i\psi}, \\ \mathbf{I} &= Ie^{i\varphi}.\end{aligned}$$

Здесь \mathbf{U} и \mathbf{I} — комплексные числа, модули которых соответственно равны эффективным значениям напряжения и тока, а аргументы — сдвигам фаз.

Полное сопротивление цепи равно

$$\mathbf{Z} = \frac{\mathbf{U}}{\mathbf{I}} = \frac{Ue^{i(\psi-\varphi)}}{I}.$$

Умножая числитель и знаменатель на I и раскрывая $e^{i(\psi-\varphi)}$ по формуле Эйлера, получаем

$$\mathbf{Z} = \frac{UI \cos(\psi - \varphi) + iUI \sin(\psi - \varphi)}{I^2}.$$

Подставив вместо слагаемых числителя их значения, определяемые ф-лами (2.3) и (2.4), будем иметь

$$\boxed{\mathbf{Z} = \frac{P}{I^2} + i \frac{2\omega(\overline{W}_m - \overline{W}_e)}{I^2}}. \quad (2.5)$$

Аналогичным способом может быть найдена проводимость цепи

$$\mathbf{Y} = \frac{1}{\mathbf{Z}} = \frac{\mathbf{I}}{\mathbf{U}} = \frac{Ie^{i(\varphi-\psi)}}{U} = \frac{UI \cos(\varphi - \psi) + iUI \sin(\varphi - \psi)}{U^2},$$

откуда на основании ф-л (2.3) и (2.4)

$$\boxed{\mathbf{Y} = \frac{P}{U^2} + i \frac{2\omega(\overline{W}_m - \overline{W}_e)}{U^2}}. \quad (2.6)$$

Из ф-л (2.5) и (2.6) видно, что активные составляющие сопротивления и проводимости любой цепи зависят от поглощаемой ею мощности, а реактивные составляющие — от разности магнитной и электрической энергии поля.

Формулой (2.5) мы будем пользоваться, когда P , \overline{W}_m и \overline{W}_e удобно выразить через I , а ф-лой (2.6), когда эти величины удобно выразить через U .

§ 2.3. Потери энергии в конденсаторе. Полное сопротивление конденсатора с потерями

При прохождении тока высокой частоты через реальный конденсатор часть электрической энергии превращается в тепловую, т. е. происходит, как говорят, потеря электрической энергии. Эта потеря энергии вызывается тем, что заряженные атомы диэлектрика движутся под влиянием электрического поля и из-за внутреннего трения нагревают диэлектрик. Кроме того, некоторые потери происходят из-за нагрева пластин конденсатора проходящим по ним током, а также из-за того, что часть энергии электрического поля может излучаться в пространство. Однако двумя последними источниками потерь в большинстве случаев можно пренебречь по сравнению с потерями в диэлектрике, которые часто бывают весьма значительными.

Опыт показывает, что мощность dP , теряемая в некотором объеме диэлектрика dV , равна

$$dP = \kappa \omega \overline{E^2} dV,$$

где $\overline{E^2}$ — среднее значение квадрата напряженности электрического поля в объеме dV за период, ω — угловая частота поля, κ — коэффициент, определяемый материалом диэлектрика. Он может также зависеть от частоты и напряженности электрического поля (при очень больших ее значениях, близких к пробивным).

Предполагается, что электрическое поле в объеме dV однородно.

Если предположить, что электрическое поле конденсатора сосредоточено в однородном диэлектрике, то мощность, теряемая в нем, очевидно, будет равна

$$P = \kappa \omega \oint_V \overline{E^2} dV. \quad (2.7)$$

Интеграл берется по всему объему диэлектрика.

Средняя за период энергия электрического поля конденсатора, как известно, равна

$$\overline{W}_s = \oint_V \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r \overline{E^2}}{2} dV = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{2} \oint_V \overline{E^2} dV = \frac{CU^2}{2}, \quad (2.8)$$

откуда

$$\oint_V \overline{E^2} dV = \frac{2\overline{W}_s}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} = \frac{CU^2}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}. \quad (2.9)$$

Здесь C — емкость конденсатора, U — эффективное значение напряжения, приложенного к конденсатору, ε_0 — диэлектрическая проницаемость вакуума, ε_r — относительная диэлектрическая проницаемость диэлектрика. Из ф-л (2.7) и (2.9) получаем

$$P = 2\omega \overline{W}_s \frac{\kappa}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} = U^2 \omega C \frac{\kappa}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}. \quad (2.10)$$

Подставляя ф-лы (2.8) и (2.10) в (2.6) и полагая $\overline{W}_m = 0$, получим выражение для проводимости конденсатора с потерями:

$$\mathbf{Y} = \omega C \frac{\kappa}{\varepsilon_0 \varepsilon_r} + i\omega C. \quad (2.11)$$

Таким образом, конденсатор с потерями имеет, кроме реактивной, активную составляющую проводимости.

При заданном напряжении на конденсаторе с увеличением частоты увеличивается ток через него и энергия \overline{W}_m магнитного поля, вызванного этим током. Это вызывает в соответствии с ф-лой (2.6) уменьшение реактивной проводимости конденсатора. В результате этого на некоторой частоте реактивная проводимость конденсатора делается равной нулю и затем будет иметь индуктивный характер. Однако до частот, на которых длина волны делается соизмеримой с размерами пластин конденсатора, величиной \overline{W}_m обычно бывает можно пренебречь по сравнению с \overline{W}_e и ф-ла (2.11) будет справедливой. Проводимость \mathbf{Y} и ее составляющие изображены на рис. 2.1 соответствующими векторами. В случае отсутствия активной составляющей вектор проводимости \mathbf{Y} был бы сдвину относительно действительной оси на угол 90° . В данном случае этот сдвиг меньше 90° на угол δ , называемый углом потерь. Как видно из рисунка, угол потерь может быть найден из следующего соотношения:

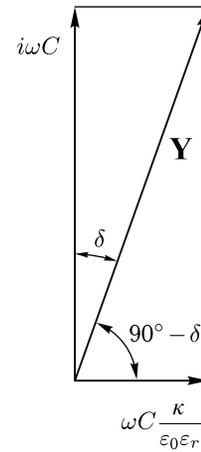


Рис. 2.1. Векторное изображение проводимости конденсатора с потерями

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\omega C \frac{\kappa}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}}{\omega C} = \frac{\kappa}{\varepsilon_0 \varepsilon_r}. \quad (2.12)$$

Очевидно, что сдвиг фаз между напряжением, приложенным к конденсатору, и током, протекающим через него, также будет меньше 90° на угол δ .

Чем больше потери энергии в конденсаторе, тем больше активная составляющая проводимости и угол потерь. Как видно из ф-лы (2.12), угол потерь определяется свойствами диэлектрика и не зависит от формы и размеров конденсатора.

Обычно $\operatorname{tg} \delta \ll 1$.

В приложении 2 указаны значения ε_r и $\operatorname{tg} \delta$ некоторых диэлектриков, используемых в радиотехнике.

Поскольку в таблицах обычно бывают даны значения $\operatorname{tg} \delta$, введем его в ф-лы (2.10) и (2.11).

Получим:

$$P = 2\omega\overline{W}_e \operatorname{tg} \delta = U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta, \quad (2.13)$$

$$\mathbf{Y} = \omega C \operatorname{tg} \delta + i\omega C. \quad (2.14)$$

Из ф-лы (2.14) видно, что конденсатор с потерями может быть заменен схемой из двух параллельных ветвей — ветви, имеющей активную проводимость, равную $\omega C \operatorname{tg} \delta$, т. е. являющуюся сопротивлением $r_{C \text{ пар}} = \frac{1}{\omega C \operatorname{tg} \delta}$, и ветви, имеющей проводимость $i\omega C$, т. е. являющейся конденсатором без потерь с емкостью C (рис. 2.2). Эта схема называется параллельной схемой замещения конденсатора.

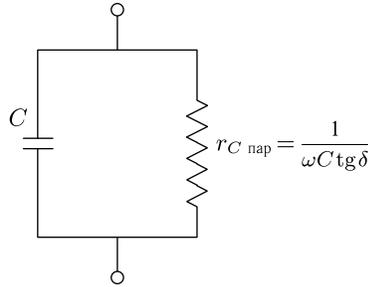


Рис. 2.2. Параллельная схема замещения конденсатора с потерями

Конденсатор с потерями можно заменить и последовательной схемой замещения. Для нахождения параметров этой схемы найдем полное сопротивление конденсатора

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{\mathbf{Y}} = \frac{1}{\omega C \operatorname{tg} \delta + i\omega C}.$$

Освобождаясь от мнимости в знаменателе, будем иметь

$$\mathbf{Z} = \frac{\operatorname{tg} \delta - i}{\omega C (\operatorname{tg}^2 \delta + 1)} = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C_{\Pi}} - i \frac{1}{\omega C_{\Pi}}, \quad (2.15)$$

где

$$C_{\Pi} = C(1 + \operatorname{tg}^2 \delta).$$

На основании этой формулы последовательная схема замещения будет состоять из последовательно включенных конденсатора без потерь с емкостью C_{Π} и активного сопротивления, равного

$$r_C = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C_{\Pi}}. \quad (2.16)$$

Последовательная схема замещения изображена на рис. 2.3.

В большинстве случаев $\operatorname{tg} \delta \ll 1$ и $C_{\Pi} \approx C$.

Иногда конденсатор характеризуют его добротностью Q_C , которая равна отношению реактивного сопротивления конденсатора к активному. Таким образом,

$$Q_C = \frac{1}{\omega C_{\Pi}} r_C = \frac{1}{\operatorname{tg} \delta}. \quad (2.17)$$

Если взять отношение максимальной энергии поля конденсатора

$$W_{\text{эм}} = \frac{CU_m^2}{2} = CU^2$$

к энергии, теряемой в нем за период

$$W_T = TP = TU^2 \omega C \operatorname{tg} \delta,$$

то получим

$$\frac{W_{\text{эм}}}{W_T} = \frac{1}{T \omega \operatorname{tg} \delta},$$

или, поскольку $\omega = \frac{2\pi}{T}$,

$$\frac{W_{\text{эм}}}{W_T} = \frac{1}{2\pi \operatorname{tg} \delta} = \frac{Q_C}{2\pi}. \quad (2.17a)$$

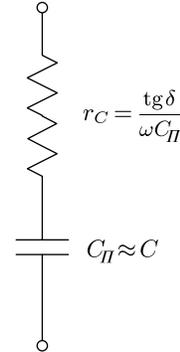


Рис. 2.3. Последовательная схема замещения конденсатора с потерями

Пример 2.1. Для частоты $\omega = 10^6$ 1/с найти параметры параллельной и последовательной схемы замещения конденсатора с потерями. Емкость конденсатора равна $C = 1000$ пФ, тангенс угла потерь диэлектрика $\operatorname{tg} \delta = 10^{-3}$.

Решение. Для параллельной схемы замещения [см. ф-лу (2.14)]:

$$r_{C \text{ пар}} = \frac{1}{\omega C \operatorname{tg} \delta} = \frac{1}{10^6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-3}} = 10^6 \text{ Ом} = 1 \text{ МОм}, \quad C = 1000 \text{ пФ}.$$

Для последовательной схемы замещения [см. ф-лу (2.15)]

$$r_C = \frac{\operatorname{tg} \delta}{\omega C} = \frac{10^{-3}}{10^6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-12}} = 1 \text{ Ом},$$

$$C_{\Pi} \approx C = 1000 \text{ пФ} \text{ (поскольку } \operatorname{tg}^2 \delta = 10^{-6} \ll 1).$$

Пример 2.2. Найти мощность потерь в конденсаторе предыдущего примера, если к конденсатору приложено напряжение с частотой $\omega = 10^6$ 1/с и эффективным значением $U = 1000$ В.

Решение. На основании ф-лы (2.13) имеем

$$P = U^2 \omega C \operatorname{tg} \delta = (10^3)^2 \cdot 10^6 \cdot 10^3 \cdot 10^{-12} \cdot 10^{-3} = 1 \text{ Вт}.$$

§ 2.4. Типы и конструкции конденсаторов постоянной емкости

Конденсаторы обычно классифицируют по типу диэлектриков, применяемых в них. Наибольшее распространение получили следующие типы конденсаторов:

- а) воздушные конденсаторы (диэлектрик — воздух);
- б) слюдяные конденсаторы (диэлектрик — слюда);
- в) керамические конденсаторы (диэлектрик — специальная керамика);
- г) бумажные конденсаторы (диэлектрик — бумага, пропитанная минеральным маслом, вазелином, воском или смолами);
- д) электролитические конденсаторы (диэлектрик — слой окиси алюминия).

Воздушные конденсаторы постоянной емкости применяются сравнительно редко из-за их громоздкости (емкость на единицу объема у них мала). Кроме того, невелика их электрическая прочность¹⁾.

Достоинством этих конденсаторов являются ничтожно малые потери (поскольку $\operatorname{tg} \delta$ воздуха мал) и большая стабильность емкости. Поэтому они применяются в качестве эталонов емкости и в колебательных контурах радиопередатчиков. В последнее время вместо воздушных конденсаторов иногда применяют конденсаторы газонаполненные (диэлектрик — сжатый газ) и вакуумные (диэлектрик — вакуум). Эти конденсаторы имеют повышенную электрическую прочность.

Воздушные конденсаторы обычно изготавливаются в виде системы плоских пластин, реже — в виде коаксиальных цилиндров. На рис. 2.4 изображен плоский воздушный конденсатор, на рис. 2.5 — вакуумный цилиндрический конденсатор. Емкость воздушных конденсаторов бывает от нескольких пикофард до тысяч пикофард.

Слюдяные конденсаторы применяются очень широко. Они обладают малым углом потерь, высокой электрической прочностью и хорошей стабильностью емкости. Конструктивно эти конденсаторы выполняются в виде двух групп плоских обкладок из свинцово-оловянной или медной фольги, разделенных между собой листочками слюды (рис. 2.6). Для улучшения влагостойкости конденсаторы помещаются в футляр и заливаются парафином или запрессовываются в пластмассу. Внешний вид конденсатора, запрессованного в пластмассу, приведен на рис. 2.7.

В слюдяных конденсаторах, к которым предъявляются повышенные требования в отношении стабильности емкости, обкладками являются тонкие слои серебра, нанесенные на листочки слюды.

Емкость слюдяных конденсаторов обычно бывает от десятков пикофард до единиц микрофард.

Наряду со слюдяными конденсаторами в радиотехническую практику все шире внедряются керамические конденсаторы. Диэлектриком у этих конденсаторов является специальная титаносодержащая керамика (тиконд, тимаг, тидол и т. д.), обладающая большой диэлектрической проницаемостью и очень малыми потерями.

¹⁾ Электрическая прочность определяется величиной пробивного напряжения.

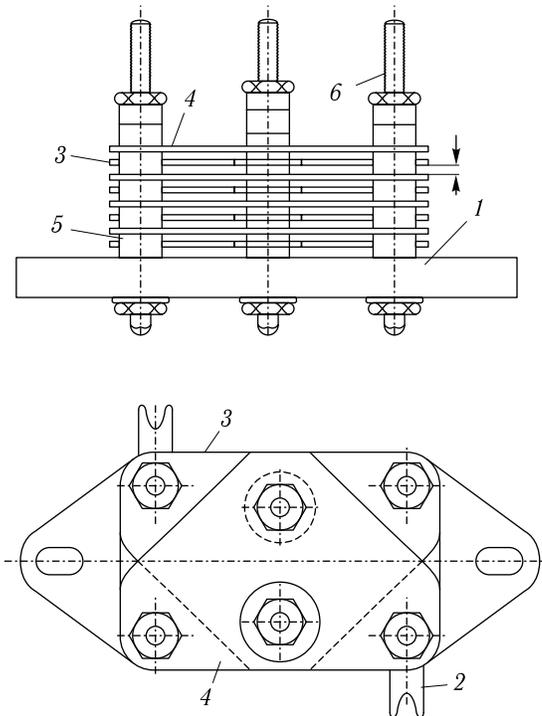


Рис. 2.4. Плоский воздушный конденсатор: 1 — изолятор колонок (основание), 2 — вывод, 3 — пластина 1-й группы, 4 — пластина 2-й группы, 5 — шайба, определяющая расстояние между пластинами, 6 — стягивающая шпилька

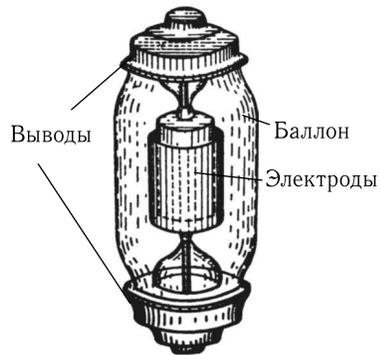


Рис. 2.5. Вакуумный конденсатор

В последнее время в Советском Союзе получена титанобариевая керамика (тибар), относительная диэлектрическая проницаемость которой достигает 5000–10 000. К сожалению, высокие потери и сильная

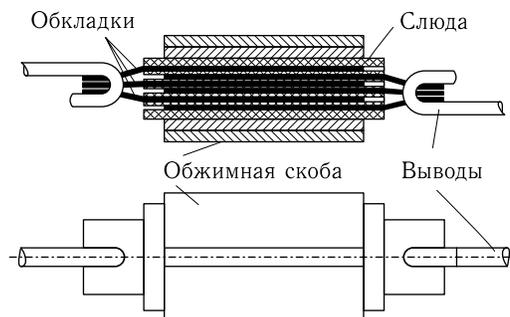


Рис. 2.6. Слюдяной конденсатор

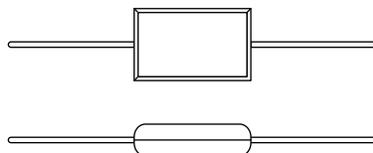


Рис. 2.7. Слюдяной конденсатор, запрессованный в пластмассу

зависимость ε_r от температуры и приложенного напряжения пока ограничивают применение.

Особенность некоторых типов керамических конденсаторов состоит в том, что емкость их уменьшается с увеличением температуры, в то время как индуктивность катушки, емкость воздушных и слюдяных конденсаторов с увеличением температуры растут. Если такой керамический конденсатор включить в колебательный контур, то можно добиться того, что резонансная частота контура почти не будет зависеть от температуры. Во многих случаях это весьма существенно.

Конструктивно керамические конденсаторы выполняются в виде цилиндров и дисков из керамики, на поверхности которых наносятся слои серебра, являющиеся обкладками конденсатора. Соединение обкладок с выводами производится посредством пайки (рис. 2.8). Емкость керамических конденсаторов бывает от единиц пикофарад до тысяч пикофарад.

Бумажные конденсаторы изготавливают с большими значениями емкости, чем воздушные, слюдяные или керамические. Конденсаторы изготавливают свертыванием в рулон двух лент алюминиевой фольги, разделенных между собой слоями бумаги (рис. 2.9). Алюминиевые ленты служат обкладками конденсатора. К обеим лентам прикрепляют выводы. После свертывания рулона его пропитывают маслом, вазелином или иным диэлектриком и помещают в герметическую металлическую коробку. Выводы из коробки делают через стеклянные или пластмассовые проходные изоляторы (рис. 2.10). Иногда намотанный

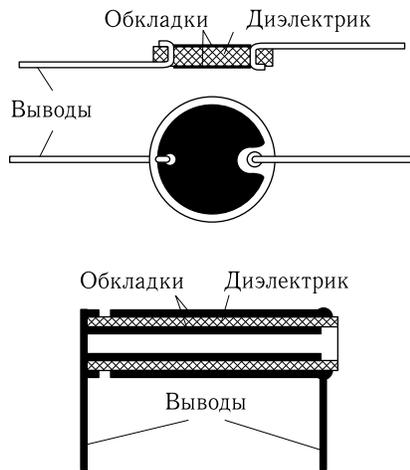


Рис. 2.8. Керамические конденсаторы

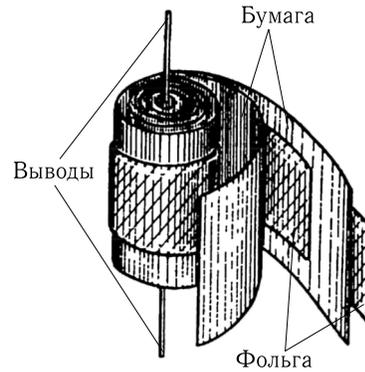


Рис. 2.9. Бумажный конденсатор (схема намотки)

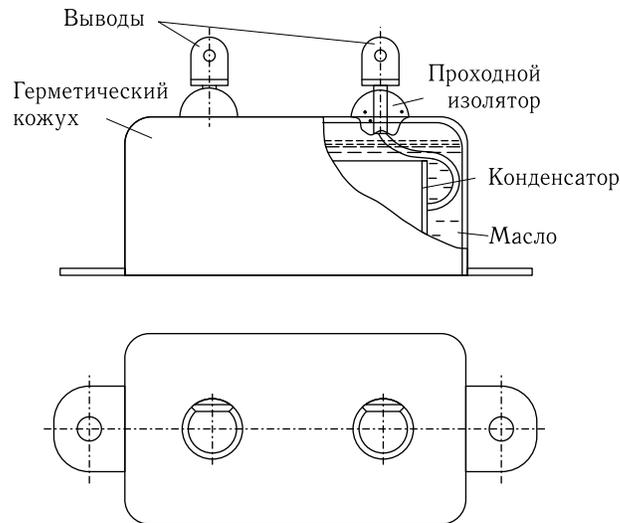


Рис. 2.10. Бумажный конденсатор (конструкция)

рулон помещают в фарфоровую трубку, запаянную с обоих концов (рис. 2.11).

В электролитическом конденсаторе диэлектриком служит тончайший слой окиси алюминия (оксида), нанесенный химически на алюминиевый электрод (анод), являющийся одной обкладкой конденсатора. Второй «обкладкой» служит слой электролита, соприкасающийся

с оксидной пленкой. Электролит находится в алюминиевом стаканчике, изолированном от анода. Этот стаканчик служит выводом второй «обкладки» (рис. 2.12). Электролит состоит из водного раствора борной кислоты с добавками аммиака или буры. Электрическая прочность оксидной пленки очень велика (миллионы вольт на сантиметр), поэтому ее можно делать очень тонкой, что, естественно, ведет к повышению емкости. В силу этого электролитические конденсаторы обладают очень большой удельной емкостью на единицу объема. Оксидная пленка обладает большой прочностью при условии, что на анод подается положительный потенциал, а на алюминиевый стаканчик — отрицательный. Поэтому электролитические конденсаторы можно применять только в таких цепях, где напряжение не меняет своего знака.

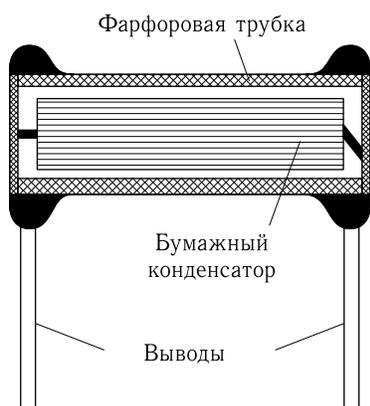


Рис. 2.11. Бумажный конденсатор в фарфоровой трубке

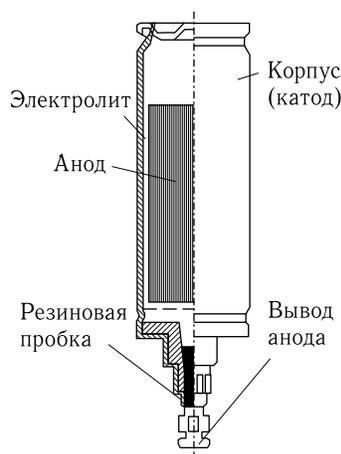


Рис. 2.12. Электролитический конденсатор

Более широкое распространение получили электролитические конденсаторы несколько иной конструкции, так называемые сухие или полусухие. Они изготавливаются так же, как бумажные конденсаторы с той лишь разницей, что одна лента алюминиевой фольги перед намоткой покрывается слоем окиси алюминия. Прокладкой между лентами служит фильтровальная бумага, пропитанная густым электролитом.

Электролитические конденсаторы обычно имеют емкость от десятых микрофарад до тысяч микрофарад.

В приложении 3 приведены значения $\operatorname{tg} \delta$ и ТКС основных типов конденсаторов постоянной емкости. Отметим, что угол потерь конденсатора всегда больше угла потерь диэлектрика, используемого в конденсаторе, за счет дополнительных потерь в изоляторах, пластмассовой опрессовке и т. д.

В приложении 4 приведены формулы для расчета емкости плоских и цилиндрических конденсаторов.

§ 2.5. Типы конденсаторов переменной емкости

Конденсаторы переменной емкости — это такие конденсаторы, емкость которых можно плавно изменять в определенных пределах. Изменение емкости может быть достигнуто либо изменением расстояния между обкладками конденсатора, либо изменением рабочей площади обкладок. На практике чаще используют второй способ. Переменные конденсаторы бывают обычно воздушными, с плоскими пластинами. Одной обкладкой такого конденсатора является группа неподвижных плоских параллельных пластин (статор), второй — группа подвижных плоских параллельных пластин (ротор), которые могут двигаться между пластинами статора при вращении ротора конденсатора, изменяя рабочую площадь и, следовательно, емкость (рис. 2.13). Очевидно, что закон изменения емкости конденсатора в зависимости от угла поворота ротора будет различным при различных формах статорных и роторных пластин. В зависимости от требований, предъявляемых к конденсаторам, могут быть выбраны и осуществлены различные законы изменения емкости.

Можно сделать, чтобы емкость C конденсатора линейно изменялась с изменением угла φ поворота роторных пластин, т. е., чтобы

$$C = a\varphi + C_0,$$

где a — некоторая постоянная, C_0 — начальная емкость конденсатора (при $\varphi = 0$).

Такой конденсатор называется прямоемкостным.

Если прямоемкостный конденсатор включить в колебательный контур, катушка индуктивности которого имеет индуктивность L , то резонансная частота ω_p этого контура будет зависеть от угла поворота ротора следующим образом:

$$\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{1}{\sqrt{L}} \cdot \frac{1}{\sqrt{a\varphi + C_0}},$$

т. е. не будет линейно изменяться с изменением угла поворота ротора. Часто это бывает неудобным.

Можно так рассчитать форму пластин конденсатора, чтобы резонансная частота колебательного контура, в который включен конденсатор, линейно зависела от угла поворота ротора, т. е. чтобы

$$\omega_p = a\varphi + \omega_0,$$

где a — некоторая постоянная, ω_0 — значение резонансной частоты контура при $\varphi = 0$.

Такой конденсатор называется прямочастотным.

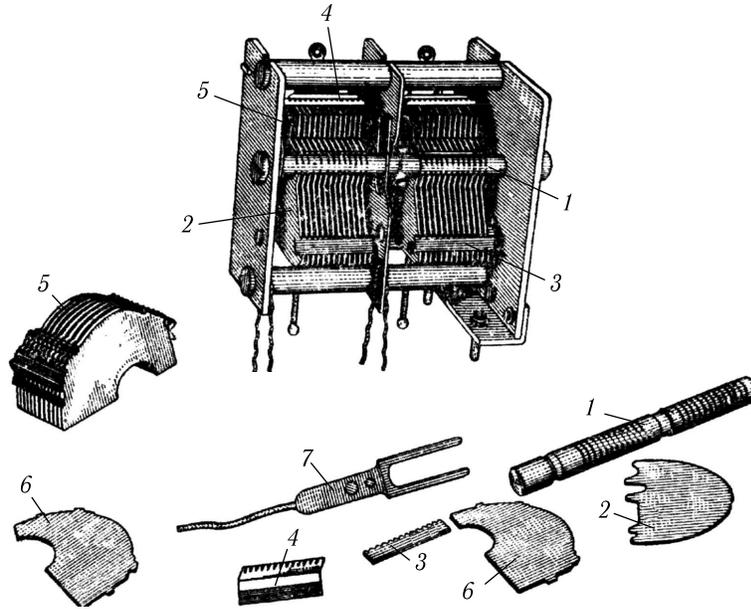


Рис. 2.13. Воздушный конденсатор переменной емкости: 1 — ось ротора; 2 — пластина ротора; 3, 4 — скрепляющие пластины; 5 — собранный статор; 6 — пластина статора; 7 — контактная пружина токосъема

Наконец, в радиотехнике часто используется так называемый логарифмический конденсатор, закон изменения емкости которого от угла поворота ротора имеет следующий вид:

$$C = C_0 e^{\alpha \varphi}.$$

Кроме описанных выше трех типов конденсаторов переменной емкости, имеется еще значительное количество специальных типов, однако мы их рассматривать здесь не будем.

В приложении 5 выведена формула, позволяющая по известному закону изменения емкости от угла поворота ротора определить форму пластин конденсатора.

Если контур образован катушкой индуктивности и конденсатором переменной емкости, то отношение максимальной резонансной частоты контура ω_{\max} к минимальной резонансной частоте ω_{\min} равно

$$\frac{\omega_{\max}}{\omega_{\min}} = \frac{\sqrt{LC_{\max}}}{\sqrt{LC_{\min}}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}},$$

где C_{\max} — максимальная емкость конденсатора, C_{\min} — минимальная емкость конденсатора.

Это отношение называется коэффициентом перекрытия частоты контура.

Кроме конденсаторов переменной емкости, существуют так называемые полупеременные или подстроечные конденсаторы. Емкость этих конденсаторов может меняться сравнительно в небольших пределах. Изменение емкости обычно производят только при настройке и регулировке радиоаппарата; в процессе же работы отрегулированного аппарата емкость подстроечных конденсаторов не меняют. Конструкции этих конденсаторов очень разнообразны.

§ 2.6. Потери энергии в катушках индуктивности. Полное сопротивление катушки (без учета электрического поля)

На высоких частотах не применяются катушки индуктивности с сердечниками из стали, так как потери в сердечнике на гистерезис и, особенно, на вихревые токи становятся очень большими даже в том случае, если сердечник разделен на отдельные изолированные с целью уменьшения вихревых токов тонкие проволочки или листы. Кроме того, вихревые токи вытесняют из стали магнитное поле высокой частоты, а это ведет к сильному увеличению магнитного сопротивления сердечника.

В радиотехнике очень широкое применение нашли катушки с так называемым «воздушным» магнитопроводом. Это катушки, которые намотаны на каркасах, изготовленных из диэлектрика, относительная магнитная проницаемость которого $\mu_r = 1$. Их недостаток — сравнительно малая индуктивность — в большинстве случаев в радиотехнике не слишком существенен, так как индуктивность обычно применяемых катушек бывает невелика (особенно на коротких и ультракоротких волнах).

Распространены также катушки с сердечниками из магнитодиэлектриков. Магнитодиэлектрики — это материалы, не проводящие или очень плохо проводящие электрический ток (в результате чего вихревые токи в них незначительны) и обладающие значительной относительной магнитной проницаемостью μ_r (порядка нескольких единиц или десятков). Такие сердечники изготавливаются из тонкого порошка железа, его сплавов или соединений, смешанного с диэлектриком, обладающим связывающими свойствами и позволяющим путем прессования придавать сердечнику необходимую форму. В таком сердечнике отдельные частицы порошка оказываются изолированными друг от друга тонкой пленкой диэлектрика, которая препятствует прохождению вихревых токов.

В качестве материала для изготовления порошка используется магнетит (магнитная окись-закись железа), альсифер (сплав алюминия, кремния и железа), карбонильное железо (химически чистое железо

с небольшим количеством углерода). Сердечники, изготовленные из альсифера или карбонильного железа, применяются на очень больших частотах (до 30–50 МГц); магнетитовые сердечники — на частотах до 10 МГц. На более высоких частотах потери в сердечнике на вихревые токи сильно увеличиваются.

Для изготовления сердечников, работающих на сравнительно небольших частотах, используется также порошок пермаллоя (сплав никеля с железом). Получаемый при этом материал называется прессперм.

В приложении 6 приведена таблица основных свойств некоторых магнитодиэлектриков.

Перейдем к определению потерь в катушках с воздушным магнитопроводом.

Если по катушке протекает постоянный ток или ток низкой частоты, то мощность, теряемая в ней, равна

$$P_0 = I_0^2 r_0,$$

где I_0 — ток, протекающий через катушку, $r_0 = \rho \frac{l_{np}}{S}$ — сопротивление катушки постоянному току, ρ — удельное сопротивление материала провода, l_{np} — длина провода, S — поперечное сечение провода.

При повышении частоты тока потери энергии в катушке будут возрастать благодаря поверхностному эффекту и вихревым токам, наводимым в проводе обмотки магнитным полем катушки.

Мощность, теряемая в проводе при протекании через него тока, с учетом поверхностного эффекта, если провод не пересекается внешним переменным магнитным полем, равна

$$P_n = I^2 r_0 F(z), \quad (2.18)$$

где I — эффективное значение тока, текущего по проводу, $F(z)$ — коэффициент, определяемый с помощью функций Бесселя и зависящий от параметра z , равного

$$z = \frac{1}{2} d \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r \omega}{\rho}}, \quad (2.19)$$

где d — диаметр провода в см, μ_0 — магнитная проницаемость вакуума, равная $1,256 \cdot 10^{-8}$ Гн/см, μ_r — относительная магнитная проницаемость материала провода, ω — угловая частота тока в 1/с, ρ — удельное сопротивление материала провода в Ом·см.

Для технической меди при нормальной температуре

$$\rho = 1,75 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}; \quad z = 0,106 d \sqrt{f}.$$

Для алюминия

$$\rho = 2,78 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}; \quad z = 0,0843 d \sqrt{f}.$$

Для серебра

$$\rho = 1,61 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{см}; \quad z = 0,111d\sqrt{f}.$$

В этих формулах d — в см и $f = \frac{\omega}{2\pi}$ — в Гц.

На рис. 2.14 приведена зависимость $F(z)$ от z для $0,5 \leq z \leq 3$.

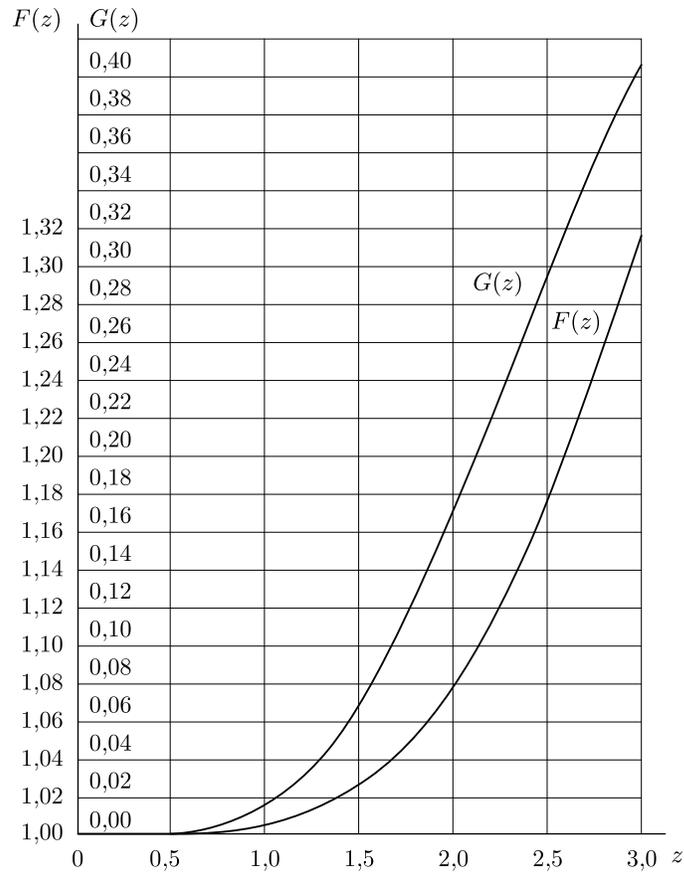


Рис. 2.14. График для определения коэффициентов, входящих в формулы для расчета потерь энергии в обмотках катушек

Если $z < 0,5$, то $F(z) \approx 1$. (2.20)

Если $z > 3$, то $F(z)$ может быть найдена по формуле

$$F(z) \approx \frac{\sqrt{2}z + 1}{4}. \quad (2.21)$$

Если прямой провод поместить в переменное магнитное поле, перпендикулярное к его оси, то в проводе возникнут вихревые токи,

которые вызовут потерю энергии. Мощность потерь, вызванных вихревыми токами, равна

$$P_g = 4\pi^2 r_0 d^2 \overline{H^2} G(z), \quad (2.22)$$

где $\overline{H^2}$ — среднее значение квадрата напряженности магнитного поля за период, $G(z)$ — коэффициент, определяемый через функции Бесселя.

Остальные обозначения те же, что и в предыдущих формулах.

На рис. 2.14 приведена зависимость $G(z)$ от z для $0,5 \leq z \leq 3$.

Если $z < 0,5$, то

$$G(z) \approx \frac{z^4}{64}. \quad (2.23)$$

Если $z > 3$, то

$$G(z) \approx \frac{\sqrt{2}z - 1}{8}. \quad (2.24)$$

Если через прямой провод, находящийся в переменном магнитном поле, протекает ток от внешнего источника, то в проводе будут потери, вызванные вихревыми токами и протекающим в нем током от внешнего источника.

Рассмотрим небольшой участок провода и выделим в нем два элемента, расположенные симметрично относительно оси провода в плоскости, перпендикулярной направлению магнитного потока Φ (рис. 2.15).

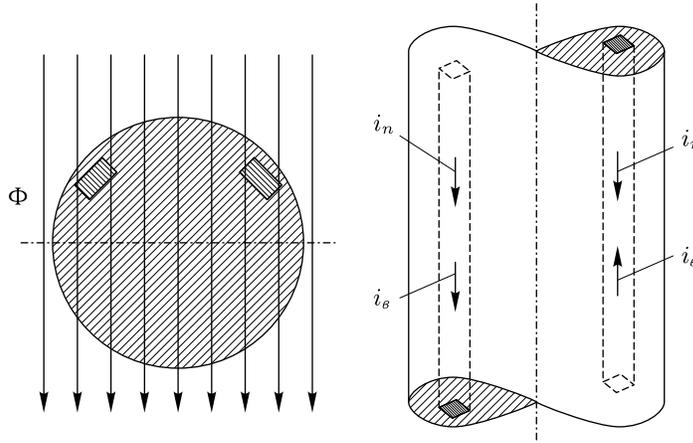


Рис. 2.15. Сложение вихревых токов i_g и токов от внешнего источника i_n в проводе обмотки

Ток от внешнего источника i_n симметрично распределен по сечению провода относительно оси последнего.

Вихревые токи i_g замыкаются в плоскостях, перпендикулярных плоскости поперечного сечения провода и направлению магнитного потока Φ . Поэтому, если в левом элементе ток i_g будет протекать

в том же направлении, что и ток i_n , то в правом он будет течь навстречу току i_n .

Таким образом, если сопротивление каждого элемента равно r , то мощность, теряемая в обоих элементах, равна

$$\begin{aligned} P &= r(i_n + i_e)^2 + r(i_n - i_e)^2 = \\ &= r(i_n^2 + 2i_n i_e + i_e^2 + i_n^2 - 2i_n i_e + i_e^2) = 2i_n^2 r + 2i_e^2 r. \end{aligned}$$

Из этого выражения видно, что суммарная мощность в рассмотренных элементах равна арифметической сумме потерь, вызванных током, протекающим в проводе от внешнего источника, и потерь, вызванных вихревыми токами. Поскольку весь провод можно разбить на аналогичные элементы, то общие потери в проводе, очевидно, будут равны арифметической сумме потерь от внешнего тока и вихревых токов, которые выражаются ф-лами (2.18) и (2.22).

Если провод не прямой, а свит в катушку, то мощность потерь, вызванных протекающим через катушку током от внешнего источника, по-прежнему может быть найдена по ф-ле (2.18).

Магнитное поле катушки, пересекая ее витки, вызывает потери на вихревые токи, которые могут быть определены приближенно по ф-ле (2.22), поскольку радиус провода обычно много меньше радиуса катушки. Однако напряженность магнитного поля вблизи различных витков обмотки различна, поэтому приходится брать ее среднее значение, которое можно выразить так:

$$\bar{H} = I \frac{\kappa n}{4\pi D_n}, \quad (2.25)$$

где I — ток, протекающий через катушку, n — число витков катушки, D_n — наружный диаметр намотки, κ — коэффициент, зависящий от формы катушки.

На рис. 2.16 приведены зависимости коэффициента формы κ от отношения $\frac{l}{D_n}$ для цилиндрических катушек с небольшой по сравнению с диаметром катушек D_n толщиной намотки. Здесь l — длина намотки в сантиметрах.

На рис. 2.17 приведены зависимости коэффициента формы κ от отношения $\frac{l}{D_n}$ и $\frac{t}{D_n}$ (t — толщина намотки) для многослойных катушек (с числом слоев больше трех).

Подставляя ф-лу (2.25) в (2.22) и учитывая (2.18), получим следующее выражение для полной мощности потерь в проводе обмотки

$$P_{np} = P_n + P_e = I^2 r_0 \left[F(z) + \left(\frac{\kappa n d}{2D_n} \right)^2 G(z) \right]. \quad (2.26)$$

Если магнитопровод катушки выполнен из магнетодиэлектрика или стали, то в нем будут создаваться дополнительные потери. Можно

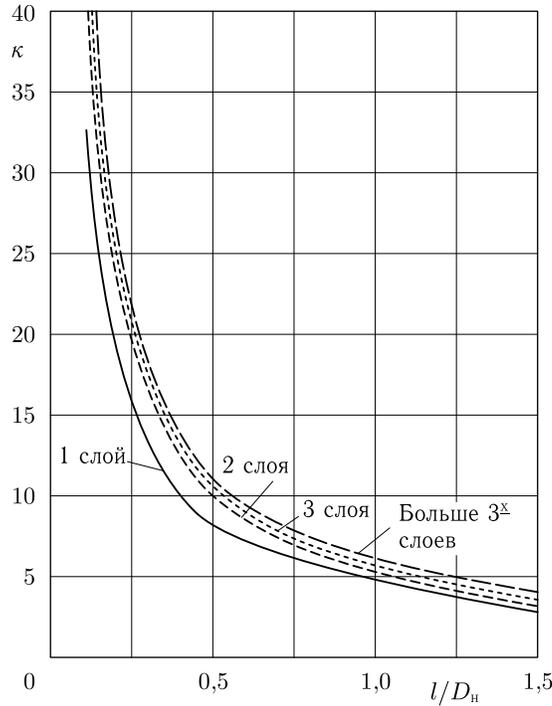


Рис. 2.16. Графики для определения коэффициента формы катушки индуктивности

по аналогии с ф-лой (2.13) для потерь в диэлектрике записать эти потери так:

$$P_{m\partial} = 2\omega \overline{W}_{m\partial} \operatorname{tg} \delta_m = 2\omega k_m \operatorname{tg} \delta_m, \quad (2.27)$$

где $\overline{W}_{m\partial}$ — средняя за период энергия магнитного поля в магнито-диэлектрике, \overline{W}_m — средняя за период энергия магнитного поля всей катушки, $k_m = \frac{\overline{W}_{m\partial}}{\overline{W}_m}$, δ_m — отвлеченное число, называемое по аналогии с диэлектриками углом потерь магнитодиэлектрика; δ_m зависит от частоты и напряженности магнитного поля. Значения δ_m для некоторых магнитодиэлектриков могут быть найдены из приложения 6.

Полное сопротивление катушки индуктивности может быть найдено из ф-л (2.5) и (2.6), поскольку они были доказаны для любой сложной цепи.

Если мы в первом приближении будем считать, что электрическое поле вокруг катушки мало и весь ток течет по проводу, то можно положить

$$\overline{W}_e = 0$$

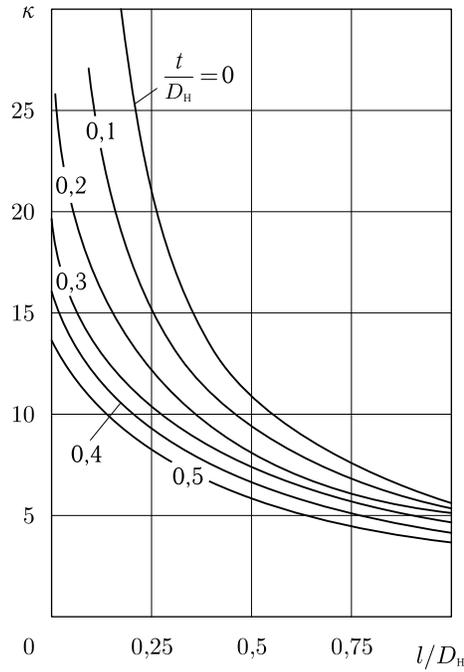


Рис. 2.17. Графики для определения коэффициента формы катушки индуктивности

и

$$\overline{W}_m = \frac{LI^2}{2},$$

где L — индуктивность катушки.

Поэтому сопротивление катушки для этого случая в соответствии с энергетической ф-лой (2.5) будет равно

$$\mathbf{Z} = \frac{P}{I^2} + i \frac{2\omega \overline{W}_m}{I^2} = r_L + i\omega L, \quad (2.28)$$

где

$$r_L = \frac{P}{I^2} = \frac{P_{np} + P_{мд}}{I^2} = \frac{I^2 r_0 \left[F(z) + \left(\frac{\kappa n d}{2D_n} \right)^2 G(z) \right] + 2\omega k_m \overline{W}_m \operatorname{tg} \delta_m}{I^2},$$

или, проведя сокращения,

$$r_L = r_0 \left[F(z) + \left(\frac{\kappa n d}{2D_n} \right)^2 G(z) \right] + \omega L k_m \operatorname{tg} \delta_m. \quad (2.29)$$

Величину r_L называют активным сопротивлением катушки переменному току.

Любые потери энергии, вызываемые током, протекающим по катушке индуктивности, как, например, потери от вихревых токов, наводимых полем катушки в окружающих ее металлических предметах, будут дополнительно увеличивать величину P , а следовательно, и сопротивление r_L .

На рис. 2.18 приведена схема замещения катушки, соответствующая ф-ле (2.28).



Рис. 2.18. Схема замещения катушки индуктивности без учета влияния электрического поля

Если катушка не содержит магнетодиэлектрика, то член в формуле (2.29), содержащий $\operatorname{tg} \delta_m$, будет равен нулю.

Индуктивность цилиндрической катушки с воздушным магнитопроводом может быть рассчитана по ф-ле (П.12), приведенной в приложении 7.

§ 2.7. Полное сопротивление катушки индуктивности (с учетом электрического поля)

Между витками катушки индуктивности имеются емкости. Через эти емкости будет ответвляться часть тока, текущего по проводу, и в разных витках катушки ток будет иметь различную величину. Поэтому если рассмотреть вопрос более строго, то схема замещения катушки будет несколько отличаться от изображенной на рис. 2.18. Найдем полную проводимость катушки с учетом этого явления.

Поскольку ток в разных витках различен, то выражение для средней за период энергии магнитного поля катушки мы можем записать следующим образом:

$$\overline{W}_m = \frac{L I_{cp}^2}{2}, \quad (2.30)$$

где I_{cp} — средняя величина эффективного значения тока в различных витках катушки.

Энергия электрического поля вокруг катушки будет пропорциональна квадрату напряженности электрического поля и, следовательно, квадрату напряжения U^2 на катушке. Таким образом, можно записать

$$\boxed{\overline{W}_э = \frac{C_0 U^2}{2}}. \quad (2.31)$$

Величина C_0 , имеющая размерность емкости, называется собственной или распределенной емкостью катушки.

В соответствии с ф-лами (2.29) и (2.13) мощность, теряемая в проводе катушки и окружающем диэлектрике,

$$P = r_L I_{cp}^2 + 2\omega \overline{W}_{эд} \operatorname{tg} \delta = r_L I_{cp}^2 + 2\omega k_э \overline{W}_э \operatorname{tg} \delta = \\ = r_L I_{cp}^2 + U^2 \omega C_0 k_э \operatorname{tg} \delta, \quad (2.32)$$

где r_L — активное сопротивление катушки переменному току [см. ф-лу (2.29)], $\overline{W}_{эд}$ — средняя за период энергия электрического поля в диэлектрике катушки (в каркасе и в изоляции провода), $\overline{W}_э = \frac{C_0 U^2}{2}$ — полная средняя за период энергия электрического поля катушки, $k_э = \frac{\overline{W}_{эд}}{\overline{W}_э}$, δ — угол потерь диэлектрика.

На основании (2.6) полная проводимость катушки будет равна

$$\mathbf{Y} = \frac{P}{U^2} + i \frac{2\omega(\overline{W}_э - \overline{W}_м)}{U^2} = r_L \frac{I_{cp}^2}{U^2} + \omega C_0 k_э \operatorname{tg} \delta - i\omega L \frac{I_{cp}^2}{U^2} + i\omega C_0. \quad (2.33)$$

Если емкостные токи отсутствуют, то зависимость между током, протекающим через катушку, и напряжением на ней определится формулой

$$U = IZ = I \sqrt{r_L^2 + \omega^2 L^2}. \quad (2.34)$$

При наличии емкостных токов вместо величины I в ф-ле (2.34) нужно взять I_{cp} , поэтому отношение $\frac{U^2}{I_{cp}^2}$ будет равно

$$\frac{U^2}{I_{cp}^2} = r_L^2 + \omega^2 L^2. \quad (2.35)$$

Подставляя это значение в ф-лу (2.33), получим

$$\mathbf{Y} = \frac{r_L - i\omega L}{r_L^2 + \omega^2 L^2} + \omega C_0 \operatorname{tg} \delta + i\omega C_0 = \\ = \frac{1}{r_L + i\omega L} + \omega C_0 \operatorname{tg} \delta + i\omega C_0 = \frac{1}{Z}. \quad (2.36)$$

На рис. 2.19 приведена схема замещения катушки с учетом емкости между витками, соответствующая ф-ле (2.36).

Таким образом, электрическое поле между витками вызвало появление на схеме замещения емкости C_0 и сопротивления $r_{нар} = \frac{1}{\omega C_0 k_э \operatorname{tg} \delta}$, включенных параллельно катушке.

Формула (2.36) и изображенная на рис. 2.19 схема замещения являются приближенными, особенно для длинных катушек, для которых выражения (2.30) и (2.35) неточны, так как магнитный поток сильно меняет свою конфигурацию в зависимости от распределения тока по виткам.

Полное сопротивление катушки с учетом емкостных токов может быть найдено из ф-лы (2.36)

$$\mathbf{Z} = \frac{1}{\mathbf{Y}} = \frac{1}{\frac{r_L}{r_L^2 + \omega^2 L^2} + \omega C_0 \operatorname{tg} \delta + i\omega C_0 - i\frac{\omega L}{r_L^2 + \omega^2 L^2}}.$$

Допустим, что

$$\left. \begin{aligned} r_L^2 &\ll (\omega L)^2 \\ \operatorname{tg}^2 \delta &\ll 1 \end{aligned} \right\} \quad (2.37)$$

Тогда, пренебрегая r_L^2 по сравнению с $\omega^2 L^2$ и освобождаясь от мнимости в знаменателе, получим

$$\mathbf{Z} = \frac{\left(\frac{r_L}{\omega^2 L^2} + \omega C_0 \operatorname{tg} \delta\right) + i\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C_0\right)}{\left(\frac{r_L}{\omega^2 L^2} + \omega C_0 \operatorname{tg} \delta\right)^2 + \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C_0\right)^2}. \quad (2.38)$$

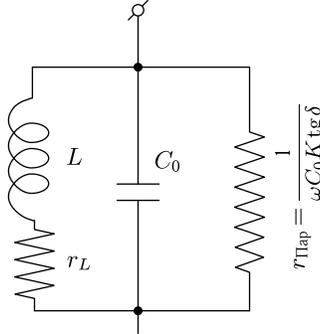


Рис. 2.19. Схема замещения катушки индуктивности с учетом влияния электрического поля

Далее, пренебрегая выражением, стоящим в первой скобке знаменателя ф-лы (2.38), по сравнению с выражением во второй скобке [это можно сделать на основании неравенства (2.37) в том случае,

если величины $\frac{1}{\omega L}$ и ωC_0 сильно отличаются друг от друга], перепишем ф-лу (2.38) следующим образом:

$$\mathbf{Z} \approx \frac{\frac{r_L}{\omega^2 L^2} + \omega C_0 \operatorname{tg} \delta}{\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C_0\right)^2} + i\frac{1}{\left(\frac{1}{\omega L} - \omega C_0\right)}.$$

Умножая числитель и знаменатель первой и второй дроби соответственно на $(\omega L)^2$ и ωL и обозначая

$$LC_0 = \frac{1}{\omega_0^2}, \quad (2.39)$$

получаем окончательное выражение для полного сопротивления катушки индуктивности

$$\mathbf{Z} \approx r_L \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2} + \omega L \operatorname{tg} \delta \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{\left[1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2\right]^2} + i\omega L \frac{1}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}. \quad (2.40)$$

Величина ω_0 называется собственной угловой частотой катушки.

Из выражения (2.40) видно, что если частота тока много меньше собственной частоты ω_0 ($\omega^2 \ll \omega_0^2$), то полное сопротивление \mathbf{Z} катушки определяется полученным ранее выражением (2.28). При возрастании частоты ω будет иметь место как бы возрастание индуктивности катушки и значительно более резкое возрастание ее активного сопротивления. Такое изменение индуктивности и особенно активного сопротивления обычно бывает нежелательным. Поэтому собственную емкость катушки C_0 стараются иметь возможно меньшей с тем, чтобы собственная частота катушки ω_0 была много больше рабочей частоты.

Формула (2.40) становится неверной для частот, близких к ω_0 , так как при этом величины $\frac{1}{\omega L}$ и ωC_0 становятся соизмеримыми, что противоречит сделанному ранее допущению.

Заметим, что наличие собственной емкости катушки индуктивности, которая оказывается включенной параллельно конденсатору, уменьшает коэффициент перекрытия частоты контура (см. § 2.5), так как минимальная емкость контура может значительно возрасти.

При достаточно малой собственной емкости C_0 полное сопротивление катушки можно считать примерно равным

$$\mathbf{Z} \approx r_L + i\omega L.$$

Иногда катушку индуктивности характеризуют ее добротностью Q_L , которая равна отношению реактивного сопротивления катушки к активному. Таким образом,

$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L}. \quad (2.41)$$

Если взять отношение максимальной энергии поля катушки

$$\overline{W}_{mm} = \frac{LI_m^2}{2} = LI^2$$

к энергии, теряемой в ней за период,

$$W_T = TP = TI^2 r_L,$$

то получим

$$\frac{\overline{W}_{mm}}{W_T} = \frac{L}{Tr_L} = \frac{\omega L}{2\pi r_L} = \frac{Q_L}{2\pi}. \quad (2.41a)$$

Иногда вместо величины Q_L вводят обратную величину

$$d_L = \frac{1}{Q_L} = \frac{r_L}{\omega L}, \quad (2.42)$$

которую называют затуханием катушки.

Пример 2.3. Многослойная катушка (рис. П.7) имеет размеры и число витков, указанные в примере П.5 (см. приложение 7).

Диаметр медного провода, которым намотана катушка,

$$d = 0,1 \text{ мм.}$$

Найти активное сопротивление катушки переменному току на частоте $f = 4$ МГц и добротность Q_L .

Решение. Находим сопротивление катушки постоянному току

$$r_0 = \rho \frac{l_{np}}{S} = \rho \frac{\pi D n}{\frac{\pi d^2}{4}} = 1,75 \cdot 10^{-6} \frac{2 \cdot 100 \cdot 4}{10^{-4}} = 14 \text{ Ом.}$$

Определяем

$$z = 0,106 d \sqrt{f} = 0,106 \cdot 0,01 \sqrt{4 \cdot 10^6} = 2,12.$$

Из графиков, изображенных на рис. 2.14, находим:

$$F(z) = 1,097,$$

$$G(z) = 0,202.$$

Определяем наружный диаметр намотки

$$D_n = D + t = 2 + 0,5 = 2,5 \text{ см}$$

и отношения

$$\frac{t}{D_n} = \frac{0,5}{2,5} = 0,2$$

и

$$\frac{t}{D_n} = \frac{0,4}{2,5} = 0,16.$$

Этим значениям из графика на рис. 2.17 соответствует $k = 15$.

В соответствии с ф-лой (2.29) находим сопротивление катушки переменному току

$$r_L = r_0 \left[F(z) + \left(\frac{knd}{2D_n} \right)^2 G(z) \right] = 14 \left[1,097 + \left(\frac{15 \cdot 100 \cdot 0,01}{2 \cdot 2,5} \right)^2 \cdot 0,202 \right] = 40,8 \text{ Ом.}$$

Находим добротность катушки, учитывая, что $L = 215$ мкГн (см. приложение 7, пример П.5)

$$Q_L = \frac{\omega L}{r_L} = \frac{2\pi f L}{r_L} = \frac{2 \cdot 3,14 \cdot 4 \cdot 10^6 \cdot 215 \cdot 10^{-6}}{40,8} = 132,5.$$

§ 2.8. Способы получения катушек с малыми потерями

Как было показано, уменьшение потерь эквивалентно уменьшению активного сопротивления и увеличению добротности катушки. Потери в катушке с учетом поверхностного эффекта будут, очевидно, уменьшаться с увеличением диаметра провода d , так как увеличение периметра поперечного сечения провода, получающееся с увеличением диаметра, приводит к уменьшению сопротивления токам высокой частоты.

Это подтверждается тем, что r_0 в ф-ле (2.18) обратно пропорционально d^2 , тогда как величина $F(z)$ при больших z приблизительно прямо пропорциональна z , т.е. пропорциональна d . Таким образом, мощность P_n , определяемая по ф-ле (2.18), изменяется примерно обратно пропорционально диаметру провода d .

Мощность потерь на вихревые токи P_v растет приблизительно прямо пропорционально диаметру провода, что ясно из анализа ф-лы (2.22).

На рис. 2.20 показано примерное изменение P_n , P_v и полной мощности P_{np} , теряемой в обмотке катушки, в зависимости от диаметра провода d . Из графика видно, что при некотором значении d мощность потерь P_{np} минимальна, а следовательно, минимально и сопротивление r_L . Это значение d называется оптимальным диаметром провода (d_{opt}).

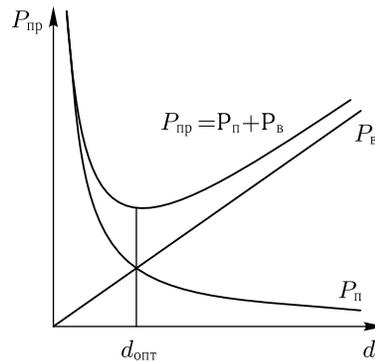


Рис. 2.20. Зависимость потерь в обмотке катушек индуктивности от диаметра провода

Таким образом, на высоких частотах в отличие от постоянного тока увеличение диаметра провода может привести не к уменьшению, а к увеличению потерь, что обуславливается ростом P_v с увеличением d .

Из рис. 2.20 видно также, что ориентировочно минимум потерь имеет место при таком значении диаметра провода, когда $P_n \approx P_v$.

Более точный результат может быть получен путем обычного нахождения минимума выражения (2.26).

Метод отыскания d_{opt} , полученный на основании такого исследования, приведен в приложении 8.

В результате расчета d_{opt} может оказаться, что намотка, сделанная проводом оптимального диаметра, не помещается на каркасе. В этом случае приходится уменьшать диаметр провода, беря для него допустимое максимальное значение.

Иногда для уменьшения величины r_L намотку выполняют проводом, состоящим из отдельных тонких изолированных жилок, перевитых между собой. Этот провод называют высокочастотным многожильным проводом. Разделение провода на отдельные жилки уменьшает влияние поверхностного эффекта. Это происходит потому, что поверхностный эффект слабее сказывается в проводах меньшего диаметра,

поскольку ток, протекающий в них, заполняет сечение более равномерно. Кроме того, разделение на изолированные жилки преграждает путь вихревым токам, что также уменьшает потери.

Жилки, из которых свит высокочастотный многожильный провод, должны быть перевиты между собой так, чтобы все они находились в примерно равных условиях. Каждая жилка должна идти то по поверхности жгута, то заходить внутрь. В противном случае жилки, идущие по поверхности, имели бы бóльшую плотность тока по сравнению с жилками, идущими внутри жгута, что вызвало бы увеличение потерь.

Высокочастотный многожильный провод обычно не применяют на частотах, больших 1 МГц, так как на очень высоких частотах емкостные проводимости между жилками становятся настолько большими, что жилки оказываются как бы замкнутыми между собой и работают как один сплошной провод. Потери в этом случае могут даже превысить потери, получающиеся при намотке сплошным проводом, так как при этом добавляются еще диэлектрические потери, вызванные токами смещения в изоляции между жилками.

Активная составляющая сопротивления катушки, намотанной высокочастотным многожильным проводом (без учета потерь в изоляции), может быть определена по формуле

$$r_L = r_0 \left[F(z) + \left(\frac{k_m m^2 d^2}{d_0^2} + \frac{k^2 n^2 m^2 d^2}{4D_n^2} \right) G(z) \right] + \omega L k_m \operatorname{tg} \delta_m,$$

где d — диаметр жилки, m — число жилок, d_0 — полный диаметр провода, k_m — коэффициент, зависящий от m . Его значения для разных m приведены в табл. 2.1. Для определения z по ф-ле (2.19) берется диаметр жилки.

Таблица 2.1

m	3	9	27	$\gg 27$
k_m	1,55	1,84	1,92	2

Остальные обозначения те же, что и в ф-ле (2.29).

Расчет показывает, что при заданном наружном диаметре потери в обмотке однослойной катушки индуктивности получаются минимальными при отношении длины намотки к наружному диаметру равном 0,7.

Для многослойных катушек это отношение должно быть равным $0,2 \div 0,5$, а для катушек, помещенных в экран (см. гл. 3), минимальные потери получаются при длине намотки приблизительно равной наружному диаметру катушки. Однако некоторое отступление от этих соотношений не приводит к резкому увеличению потерь. Для уменьшения общих потерь в катушке индуктивности следует также принимать меры

к уменьшению диэлектрических потерь. Этот вопрос будет рассмотрен в следующем параграфе.

§ 2.9. Конструкции катушек постоянной индуктивности

Конструкция катушки индуктивности определяется заданной величиной индуктивности, допустимыми габаритами, величиной тока, протекающего через катушку, допустимыми потерями энергии, допустимой собственной емкостью, а также некоторыми дополнительными требованиями, к которым можно, например, отнести требование достаточной жесткости, неизменности величины индуктивности катушки при изменении температуры окружающей среды и т. д. Последнее требование часто оказывается решающим при выборе конструкции катушки.

Если величина индуктивности должна быть небольшой или если при значительной индуктивности допускаются большие габариты катушки (часто изготовление катушки больших габаритов вызвано необходимостью рассеяния большой мощности, выделяемой током в катушке в виде тепла), то целесообразно применять однослойные цилиндрические катушки. Эти катушки мотаются на цилиндрическом или ребристом каркасе, а иногда и вовсе без каркаса (в случае малого числа витков и использования толстого провода). Применение ребристого каркаса, с которым провод соприкасается лишь на небольших участках своей длины, позволяет уменьшить собственную емкость катушки и диэлектрические потери, поскольку в этом случае электрическое поле почти целиком будет находиться в воздухе.

На рис. 2.21 изображено несколько типов однослойных катушек. Если провод однослойной катушки индуктивности имеет большой диаметр (порядка сантиметра и больше), то часто вместо сплошного провода применяют трубку. Это уменьшает вес и дает экономию металла, не увеличивая активное сопротивление, поскольку при высоких частотах внутри провода ток не течет вследствие поверхностного эффекта.

Иногда витки катушки представляют собой слой серебра или меди, нанесенный непосредственно на поверхность керамического каркаса, обладающего малым коэффициентом линейного расширения. Это позволяет получить катушки с малым температурным коэффициентом индуктивности (TKL).

Собственная емкость однослойных катушек весьма незначительна. Приближенные теоретические расчеты, а также эксперименты показывают, что ориентировочно величина собственной емкости однослойной катушки может быть вычислена по формуле

$$C_0 \approx 0,5D \text{ пФ,}$$

где D — диаметр катушки в см.

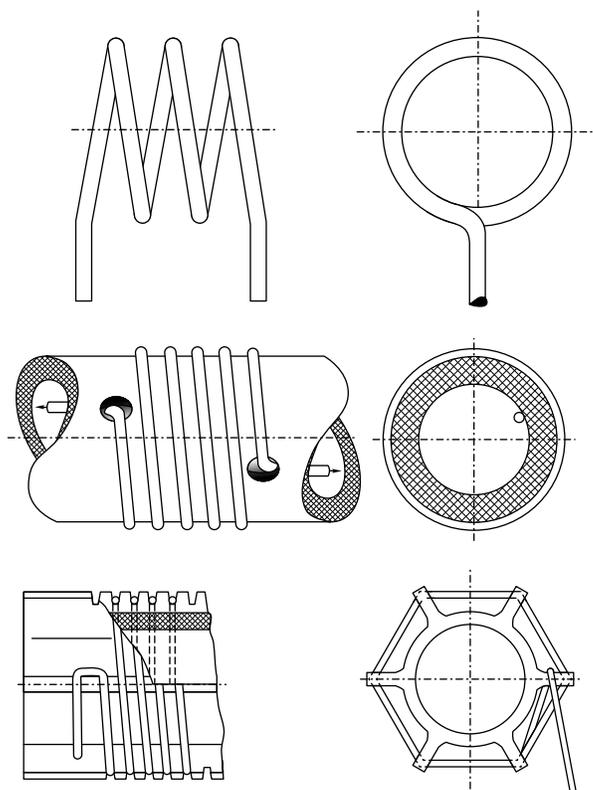


Рис. 2.21. Конструкции однослойных катушек индуктивности

Если нужно увеличить индуктивность катушки, сохраняя ее размеры, то приходится увеличивать число витков. При этом часто оказывается невозможным поместить эти витки на каркасе в один слой, не уменьшая сильно диаметра провода, и приходится переходить к многослойной намотке. Однако многослойная намотка обладает большей собственной емкостью и, следовательно, большими потерями. Наиболее неблагоприятные условия, создающие наибольшую собственную емкость, получаются в двухслойной намотке, разрез которой изображен на рис. 2.22. На этом рисунке цифрами обозначены номера витков от начала намотки. При такой намотке рядом расположены витки, между которыми существует наибольшее напряжение, что вызывает сильное увеличение энергии электрического поля $\overline{W}_э$ и в соответствии с ф-лой (2.31) увеличение собственной емкости C_0 . Поэтому такой вид намотки почти не применяется.

Для разнесения витков, напряжение между которыми велико, иногда применяют двухслойную намотку, располагая витки,

как изображено на рис. 2.23, или трехслойную намотку с расположением витков, указанным на рис. 2.24. Это дает уменьшение энергии электрического поля и собственной емкости. Так как такие обмотки можно мотать только сравнительно толстым проводом и притом вручную, применение их очень ограничено, хотя собственная емкость и невелика.

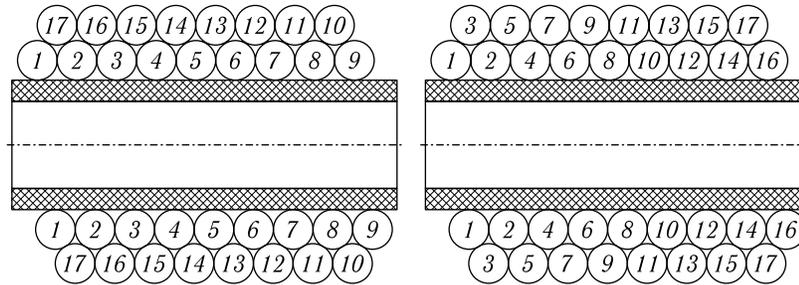


Рис. 2.22. Неправильная двухслойная намотка катушек индуктивности

Рис. 2.23. Правильная двухслойная намотка катушек индуктивности

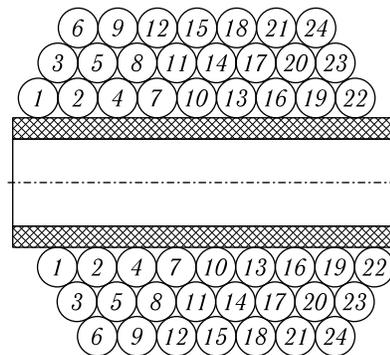


Рис. 2.24. Правильная трехслойная намотка катушек индуктивности

На рис. 2.25 изображена так называемая «плоская» намотка, обладающая сравнительно небольшой собственной емкостью. У этой намотки начальные и конечные витки отстоят далеко друг от друга, а напряжение между смежными витками невелико, что уменьшает электрическое поле катушки. Для того, чтобы увеличить расстояние между витками, провод при намотке не укладывают аккуратно виток к витку, а мотают «вразброс».

Катушки большой индуктивности часто разбивают на секции (рис. 2.26), мотая вначале полностью одну секцию, потом соседнюю и т. д., что также приводит к уменьшению собственной емкости C_0 , так как витки, между которыми имеется большое напряжение,

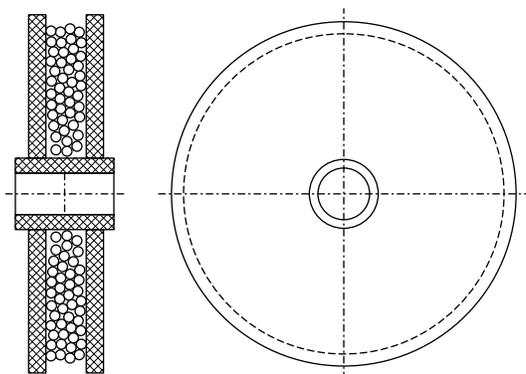


Рис. 2.25. Плоская намотка катушек индуктивности

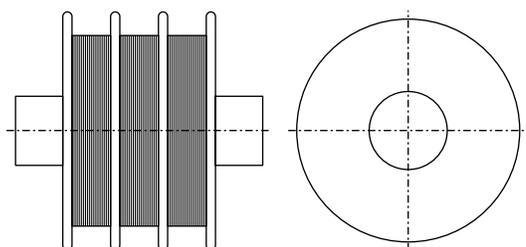


Рис. 2.26. Секционированная намотка катушек индуктивности

оказываются далеко разнесенными друг от друга. Индуктивность таких катушек может быть подсчитана с помощью ф-лы (П.12), приведенной в приложении 7, по известным наружным размерам обмотки и числу витков.

Большое распространение получили малогабаритные многослойные катушки сотового типа (их иногда называют «Универсаль»). Преимуществом их перед секционированными является большая дешевизна, поскольку для них не нужен специальный каркас и наматываются они на автоматических или полуавтоматических станках. На рис. 2.27 изображен наружный вид такой катушки и представлена развертка ее намотки. Зигзагообразное расположение витков приводит к уменьшению собственной емкости, поскольку витки катушек подходят близко друг к другу лишь в местах пересечения. Индуктивность катушки сотового типа подсчитывается с помощью ф-лы (П.12).

Для уменьшения размеров катушки в настоящее время широко применяются магнитопроводы из магнетодиэлектрика. На рис. 2.28 приведено несколько типов таких катушек.

На низких частотах часто используются магнитопроводы тороидальной формы, позволяющие наиболее полно использовать магнитные

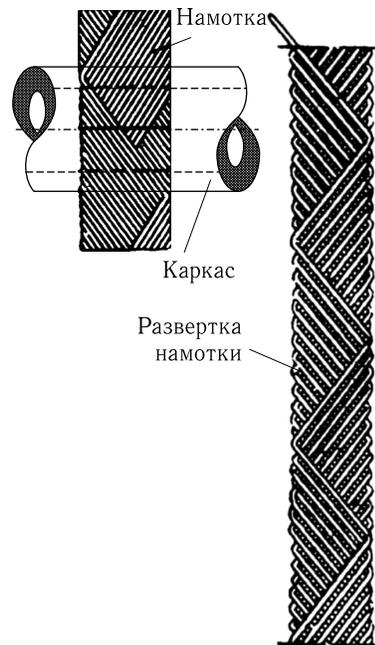


Рис. 2.27. Сотовая намотка и ее развертка

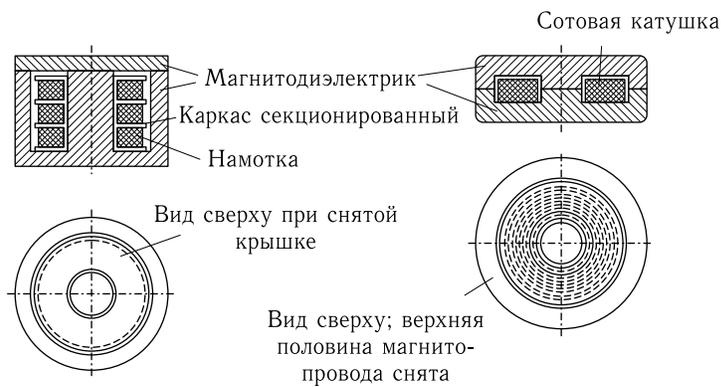


Рис. 2.28. Конструкции катушек с сердечником из магнитоэлектрика

свойства магнитоэлектрика (рис. 2.29). Для уменьшения собственной емкости тороидальные многослойные катушки часто секционируются (рис. 2.30), при этом вначале наматывается полностью одна секция, потом полностью другая и т. д.

В приложении 9 приведены значения температурного коэффициента индуктивности T_{KL} для некоторых типов катушек индуктивности.

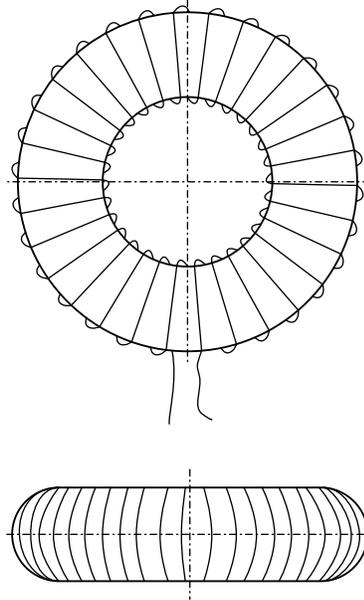


Рис. 2.29. Торoidalная катушка индуктивности

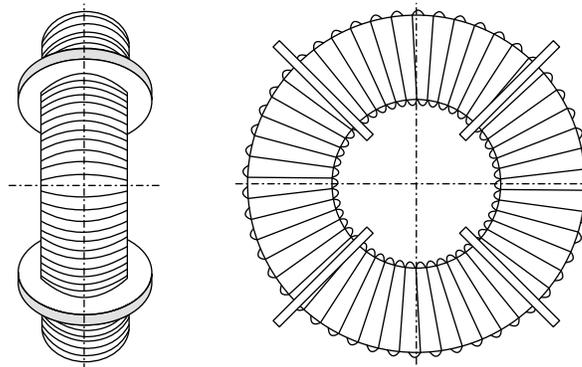


Рис. 2.30. Торoidalная секционированная катушка индуктивности

§ 2.10. Конструкция катушек переменной индуктивности

Катушки переменной индуктивности изготавливаются или со скачкообразным изменением индуктивности, или с плавным изменением ее.

Скачкообразное изменение индуктивности производится путем изменения рабочего числа витков с помощью переключателя (рис. 2.31).

Плавное изменение индуктивности обычно осуществляется одним из следующих способов:

1) путем изменения взаимной индуктивности между двумя последовательно включенными катушками;

2) путем плавного изменения рабочего числа витков с помощью щетки, скользящей вдоль голого провода обмотки однослойной цилиндрической катушки;

3) путем изменения сопротивления магнитному потоку введением в катушку сердечника из магнетодиэлектрика;

4) путем изменения сопротивления магнитному потоку введением в катушку хорошо проводящего материала.

На рис. 2.32 изображена конструкция так называемого вариометра — катушки переменной индуктивности, построенной по первому принципу. Максимальная индуктивность $L_{\text{макс}}$ будет в том случае, если магнитные потоки подвижной и неподвижной катушек совпадают по направлению. Максимальная индуктивность будет равна

$$L_{\text{макс}} = L_1 + L_2 + 2M_{\text{макс}},$$

где L_1 и L_2 — соответственно индуктивность первой и второй катушки, $M_{\text{макс}}$ — максимальная взаимная индуктивность.

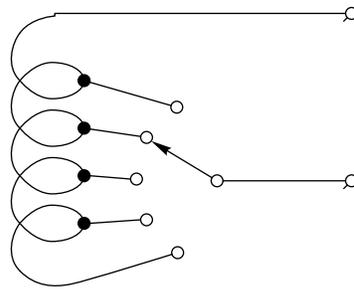


Рис. 2.31. Схема катушки со скачкообразным изменением индуктивности

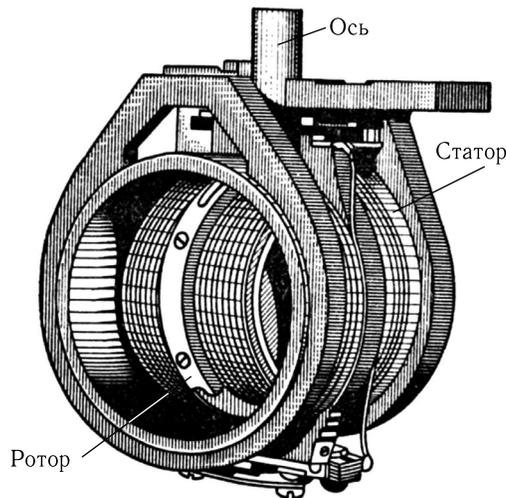


Рис. 2.32. Вариометр

Минимальная индуктивность L_{\min} будет в том случае, когда направления магнитных потоков катушек противоположны. Минимальная индуктивность равна

$$L_{\min} = L_1 + L_2 = 2M_{\max}.$$

В приложении 10 приведены формулы для расчета взаимной индуктивности катушек.

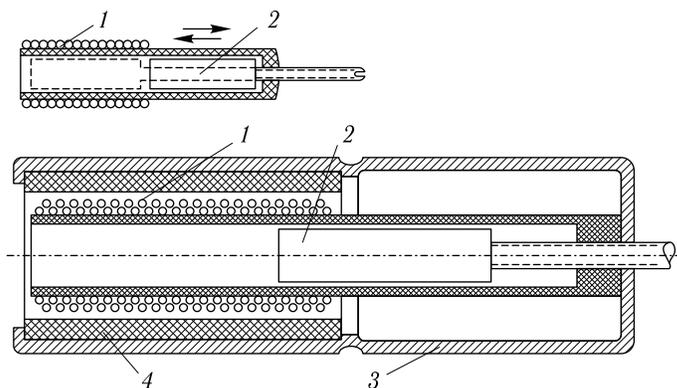


Рис. 2.33. Переменная индуктивность с подвижным сердечником из магнито-диэлектрика: 1 — намотка, 2 — сердечник (указаны его крайние положения), 3 — экран, 4 — кожух из магнито-диэлектрика

На рис. 2.33 изображены катушки переменной индуктивности, выполненные третьим способом. Вдвигание цилиндра из магнито-диэлектрика уменьшает сопротивление магнитному потоку катушки и тем увеличивает ее индуктивность.

На рис. 2.34 приведена конструкция катушки переменной индуктивности, выполненной четвертым способом. Изменение положения медного диска изменяет сопротивление магнитному потоку. Сопротивление будет максимальным в том случае, когда плоскость диска перпендикулярна к оси катушки. Индуктивность катушки в этом случае будет минимальной. Причины, приводящие к изменению магнитного сопротивления, будут изложены в § 3.3 гл. 3.

§ 2.11. Схема замещения элемента сопротивления

При прохождении тока через элемент сопротивления вокруг последнего появляется электрическое и магнитное поле. В различных частях элемента сопротивления ток может быть различным вследствие отклонения тока через емкость.

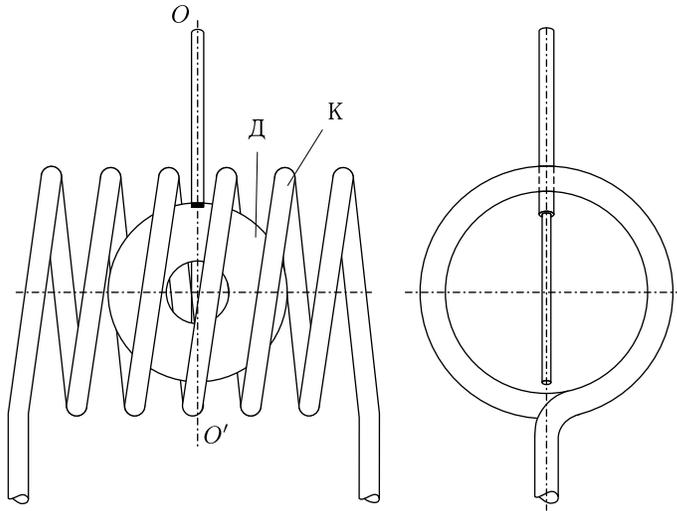


Рис. 2.34. Изменение индуктивности катушки с помощью медного диска: K — катушка, D — диск, OO' — ось вращения диска

Напряженность магнитного поля будет пропорциональна среднему току. Поэтому средняя за период энергия магнитного поля будет пропорциональна квадрату эффективного значения тока I_{cp}^2 , т. е.

$$\overline{W}_m = \frac{LI_{cp}^2}{2}, \quad (2.43)$$

где L — индуктивность элемента сопротивления.

Напряженность электрического поля будет пропорциональна напряжению на элементе сопротивления, поэтому средняя за период энергия электрического поля будет пропорциональна квадрату эффективного напряжения U^2 , т. е.

$$\overline{W}_э = \frac{C_0U^2}{2}, \quad (2.44)$$

где C_0 — некоторый коэффициент пропорциональности, называемый собственной емкостью элемента сопротивления.

Кроме того, будет происходить потеря энергии в элементе сопротивления. Потеря энергии в проводнике элемента сопротивления будет пропорциональна среднему квадрату эффективного значения тока через сопротивление I_{cp}^2 .

Мощность этих потерь будет равна

$$P_{np} = rI_{cp}^2. \quad (2.45)$$

Потеря энергии в диэлектрике будет выражаться ф-лой (2.13). Суммарная мощность потерь будет равна

$$P = rI_{cp}^2 + 2\omega\overline{W}_3 k_3 \operatorname{tg} \delta, \quad (2.46)$$

где k_3 — отношение энергии электрического поля в диэлектрике ко всей энергии электрического поля, δ — угол потерь в диэлектрике.

Сравнивая ф-лы (2.43), (2.44), (2.46) с аналогичными ф-лами (2.30), (2.31), (2.32) для катушки индуктивности, мы видим, что они тождественны. Поэтому и определяемая по ним в соответствии с ф-лой (2.6) полная проводимость элемента сопротивления будет тождественна с полной проводимостью катушки индуктивности, выраженной ф-лой (2.36), только в ней вместо r_L будет стоять величина r .

Схема замещения элемента сопротивления, вытекающая из ф-лы (2.36), изображена на рис. 2.35. Входящие в нее величины L , C_0 и r определяются из ф-л (2.43) (2.44), (2.45).

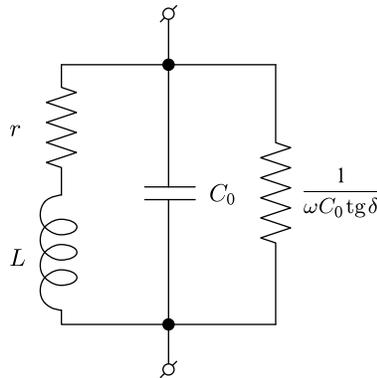


Рис. 2.35. Схема замещения элемента сопротивления

§ 2.12. Конструкции элементов сопротивления

В большинстве случаев желательно, чтобы индуктивность L и собственная емкость C_0 элемента сопротивления были по возможности меньшими. Так как эти величины определяются энергией магнитного и электрического поля элемента сопротивления, то конструкция последнего должна быть такова, чтобы обеспечить при данном токе и напряжении минимальное значение энергии электрического и магнитного поля.

Для уменьшения собственной емкости C_0 стараются выбрать конструкцию элемента сопротивления, обеспечивающую разнос на достаточно большое расстояние точек, напряжение между которыми велико.

Для уменьшения индуктивности L элемент сопротивления выполняют так, чтобы магнитные поля, создаваемые отдельными участками провода, не складывались, а по возможности взаимно уничтожались.

Проволочные элементы сопротивления, работающие на высоких частотах, никогда не мотаются так, как катушки индуктивности, так как при такой намотке магнитные поля отдельных витков складываются.

Для уменьшения индуктивности L иногда применяют так называемую бифилярную намотку, при которой изолированный провод складывается вдвое, как показано на рис. 2.36, и в таком виде наматывается на каркас. При такой намотке магнитные поля соседних элементов прямого и обратного провода взаимно уничтожаются. Однако эта намотка обладает большой собственной емкостью C_0 , поскольку начало и конец провода, между которыми имеется большое напряжение, расположены рядом.

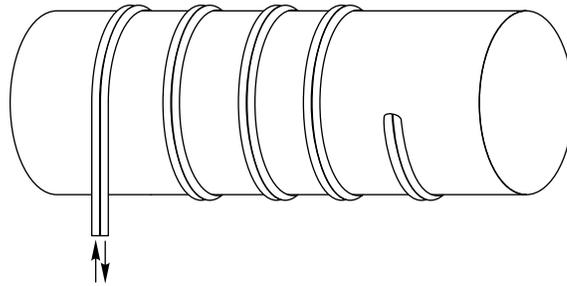


Рис. 2.36. Бифилярная намотка элементов сопротивления

Существует много способов намотки, позволяющих одновременно получить малую индуктивность L и малую собственную емкость C_0 . Одной из таких намоток является простая пластинчатая намотка (рис. 2.37). При этом способе намотки проволока наматывается в одном направлении на тонкую изоляционную пластинку. Собственная емкость этой намотки невелика, так как начало и конец провода разнесены. Индуктивность также мала, поскольку магнитные поля от частей витков, расположенных по обе стороны пластинки, взаимно ослабляются.

Еще большее уменьшение индуктивности получается при двойной пластинчатой намотке (рис. 2.38), которая состоит из двух включенных параллельно проводов, намотанных на пластинку в разные стороны.

Весьма малы значения индуктивности и собственной емкости у так называемой плетеной обмотки, представляющей собой тканую ленту, основой которой является гибкая изоляция, а утком — высокоомная проволока (рис. 2.39).

Кроме того, на низких частотах широко применяются так называемые остеклованные проволочные сопротивления, представляющие собой керамический цилиндр, на который намотан провод с большим

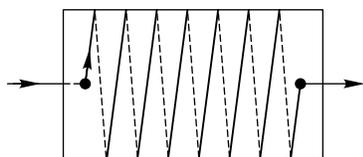


Рис. 2.37. Пластиначатая намотка элементов сопротивления

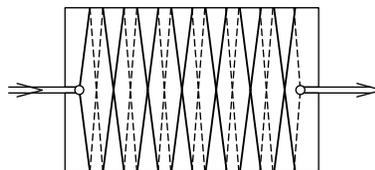


Рис. 2.38. Двойная пластиначатая намотка элементов сопротивления

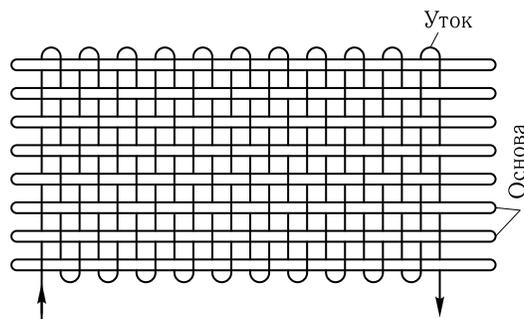


Рис. 2.39. Плетеный элемент сопротивления

удельным сопротивлением (обычно нихром или константан). Для предохранения намотки от механических повреждений поверхность сопротивления покрывается специальной эмалью. Индуктивность таких сопротивлений сравнительно велика.

Для того чтобы активная составляющая r проволочных элементов сопротивлений мало зависела от частоты тока, диаметр провода и его удельное сопротивление выбирают такими, чтобы поверхностный эффект сказывался мало, т. е. берут провод малого диаметра с большим удельным сопротивлением.

Сопротивление провода r , входящее в схему замещения (рис. 2.35), при высокой частоте может быть подсчитано по формуле

$$r = r_0 F(z),$$

где r_0 — сопротивление этого провода постоянному току, $F(z)$ берется из графика рис. 2.14 или ф-л (2.20) и (2.21).

Непроволочные элементы сопротивления обычно состоят из фарфоровых цилиндров, на которые нанесен слой углерода (так называемые углеродистые сопротивления). Концы цилиндров заключаются в обжимки, через которые осуществляется электрический контакт с проводящим слоем. Иногда проводящий слой с целью увеличения его длины и, следовательно, сопротивления делается спиральным. Внешний вид этих сопротивлений приведен на рис. 2.40.

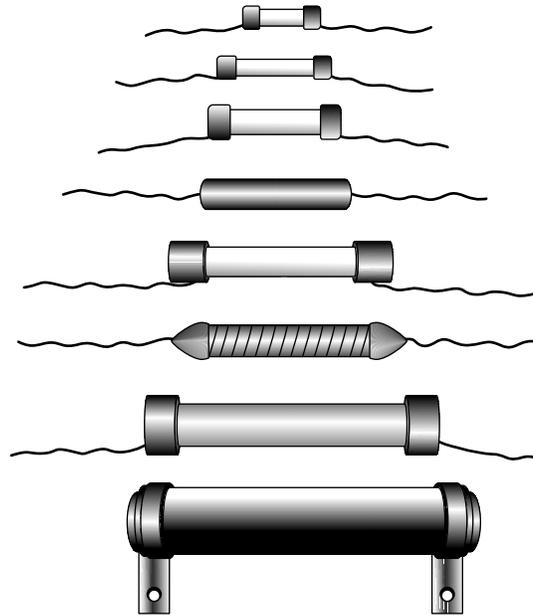


Рис. 2.40. Непроволочные элементы сопротивления

Применяются также объемные карбокерамические сопротивления, представляющие собой стержни и трубки, изготовленные из глинистого материала, смешанного с графитом или сажей, и обожженные.

Непроволочные элементы сопротивления обладают малыми величинами индуктивности и собственной емкости, однако их активная составляющая r довольно сильно зависит от температуры и меняется со временем.

В приложении 11 приведены основные данные некоторых элементов сопротивлений.

Как непроволочные, так и проволочные элементы сопротивления могут быть переменными. Устройство непроволочного переменного элемента сопротивления изображено на рис. 2.41. Проводящий слой C имеет подковообразную форму. От концов слоя сделаны выводы L_1 и L_3 . По слою может перемещаться ползунок, соединенный с выводом L_2 . В зависимости от положения ползунка сопротивление между выводами L_1 и L_2 или L_2 и L_3 может быть различным. Аналогичным образом устроены и проволочные переменные элементы сопротивления, в которых изолированный провод с большим удельным сопротивлением намотан на тонкую пластинку, согнутую в виде подковки. Ползунок движется по ребру пластинки, где для обеспечения контакта с проводом изоляция зачищена.

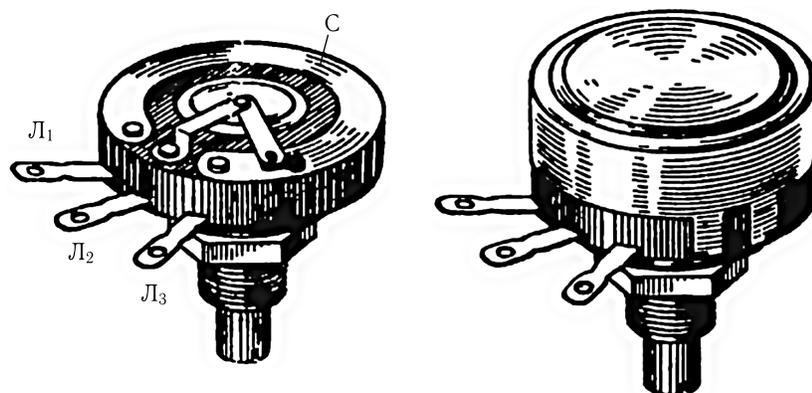


Рис. 2.41. Непроволочный переменный элемент сопротивления

Имеются и другие конструкции переменных элементов сопротивления, описание которых мы не приводим.

Чем бóльшая мощность должна рассеяться в элементе сопротивления, тем больше берутся его размеры. Часто на элементе сопротивления указывается значение мощности, которое он может рассеять без повреждения.

Литература к 2 главе

1. Пестряков В. Б., Сачков Д. Д. Конструирование деталей и узлов радиоаппаратуры. — Госэнергоиздат, 1947.
2. Казарновский Д. М. Радиотехнические материалы и детали. — ЛКВ-ВИА, 1950.
3. Ренне В. Т. Электрические конденсаторы. — Госэнергоиздат, 1947.
4. Рабкин Л. И., Шольц Н. Н. Магнитоэлектрики и феррокатушки. — Госэнергоиздат, 1948.
5. Богородицкий Н. П., Фридберг И. Д. Высокочастотные неорганические диэлектрики // Советское радио. 1948.
6. Андрианов К. А., Яманов С. А. Органические диэлектрики и их применение в промышленности средств связи. — Госэнергоиздат, 1949.