

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского  
"Харьковский авиационный институт"

В.П. Олейник, Р.В. Колесник, Н.В. Долженков

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПАССИВНЫХ  
ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ НЕСЕРИЙНОГО  
ПРОИЗВОДСТВА

*Учебное пособие по курсовому проектированию*

Харьков „ХАИ” 2008

УДК 621.31 (075.8)

Олейник В.П. Проектирование пассивных электрорадиоэлементов несерийного производства: учеб. пособие по курс. проектированию / В.П. Олейник, Р.В. Колесник, Н.В. Долженков. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т „Харьк. авиац. ин-т”, 2008. – 74 с.

Приведены теоретические и практические сведения, методики расчета электрических характеристик, необходимые для проектирования пассивных элементов несерийного производства: импульсных трансформаторов, конденсаторов переменной емкости, функциональных резисторов переменного сопротивления, фильтров сосредоточенной селекции, электромагнитных линий задержки, высокочастотных катушек индуктивности. Рассмотрены рекомендации по конструированию печатных плат функциональных узлов, а также требования по оформлению материалов проекта.

Для студентов дневной и заочной форм обучения по направлениям подготовки „Радиоэлектронные аппараты”, „Телекоммуникации” и „Радиотехника”.

Ил. 36 . Табл. 13 . Библиогр.: 15 назв.

Р е ц е н з е н т ы: д-р техн. наук, проф. Г.Я. Красовский,  
канд. техн. наук В.И. Огарь

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского  
„Харьковский авиационный институт”, 2008 г.

## ВВЕДЕНИЕ

Почвой для рождения творческих идей является личный опыт, который приобретается путем активного обучения, например, при самостоятельной разработке конструкций на основе знаний, получаемых из технической литературы, лекционного материала, учебных и ознакомительных практик.

Поэтому при курсовом проектировании студент должен прежде всего научиться самостоятельно работать, стимулировать творческий подход к инженерным решениям, что является важнейшим качеством специалиста любой профессии. Развитие творческих способностей есть объективная потребность, диктуемая развитием науки и техники.

Выполнение курсового проекта – заключительный этап обучения студентов по дисциплине «Элементная база электронных аппаратов». Его целью является систематизация, закрепление и расширение полученных теоретических знаний, приобретение практических навыков решения конкретных конструкторских задач.

Для успешного проведения курсового проектирования студенту необходимо:

- изучить физические процессы, протекающие в электрорадиоэлементах (ЭРЭ) и устройствах функциональной электроники (УФЭ), их конструкции, влияние последних на электрические параметры;
- уметь анализировать результаты расчета и принимаемых конструкторских решений в целях обеспечения технологичности, надежности, массогабаритных и стоимостных показателей проектируемого изделия;
- научиться пользоваться технической литературой, справочной информацией, ГОСТами и другими нормативными документами;
- выполнять требования, предъявляемые к оформлению конструкторской документации.

Обобщенной темой проекта является разработка конструкции ЭРЭ или УФЭ, которые не изготавливаются крупными сериями, но являются неотъемлемыми составляющими современной аппаратуры. К подобным элементам относят резисторы и конденсаторы с заданной функциональной зависимостью изменения параметров, импульсные трансформаторы, линии задержки и фильтры сосредоточенной селекции на дискретных элементах, коммутационные устройства, индуктивные компоненты.

Каждому студенту выдается индивидуальное задание на курсовое проектирование, которое содержит тему курсового проекта, исходные данные, условия эксплуатации, перечень графического материала, срок защиты законченного проекта.

*Структура курсового проекта.* Курсовой проект состоит из расчетно-пояснительной записки объемом 20 – 30 страниц текста на листах формата А4 (шрифт Arial, 14 с одинарным интервалом) и графиче-

ческой части (комплект чертежей объемом до двух листов формата А1). Материалы пояснительной записки оформляются согласно ДСТУ 3008-95.

Расчетно-пояснительная записка содержит: аннотацию; оглавление; введение; обзор аналогичных конструкций и анализ технического задания на курсовой проект; расчетную часть; конструкторскую часть; заключение; список использованных литературных источников. Язык изложения украинский или русский.

В аннотации в сжатой форме (2 – 4 предложения) излагается суть выполненной работы, указываются ключевые слова. Текст аннотации дублируется на украинском, русском языках и на том языке, который студент изучает в качестве иностранного.

Во введении на основании технического задания и рекомендуемой литературы кратко излагается сущность решаемых в проекте задач во взаимосвязи с проблемами конструирования радиоэлектронной аппаратуры, выполняемой функции элемента в электронных устройствах, и причинами, которые обуславливают нестандартность или малосерийность выпуска изделия.

В обзоре аналогичных конструкций и анализе технического задания на курсовой проект рассматриваются аналоги и прототипы разрабатываемого элемента, обосновывается выбор методов расчета и основных конструкторских решений.

В расчетной части приводится расчет основных электрических, массогабаритных и эксплуатационных характеристик проектируемого изделия. При использовании оригинальных методик расчета даются необходимые пояснения.

В конструкторской части записки приводится обоснование выбора материалов, стандартных элементов, нетиповых конструкторских решений, компоновки, сборки. Дается описание конструкции изделия по сборочному чертежу (из графической части).

В заключении обобщаются основные результаты, полученные в проекте.

Содержание графической части курсового проекта уточняется преподавателем (руководителем). В каждом курсовом проекте должны быть представлены: электрическая схема устройства (элемента), сборочный чертеж изделия, спецификация к сборочному чертежу, чертежи деталей устройства, чертеж печатной платы (при ее наличии в конструкции).

Образцы оформления титульного листа проекта и листа технического задания в соответствии с действующими требованиями в университете студенты получают в методическом кабинете кафедры.

# 1. ИМПУЛЬСНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

## 1.1. Общие сведения

Импульсным трансформатором называется специальный тип трансформатора, который служит для трансформаций кратковременных периодически повторяющихся импульсов напряжения приблизительно прямоугольной формы длительностью порядка нескольких микросекунд и менее. С помощью импульсных трансформаторов осуществляются повышение амплитуды напряжения импульса, согласование полных сопротивлений источника напряжений и нагрузки, изменение полярности импульсов и межкаскадная связь в усилителях.

Импульсные трансформаторы должны удовлетворять требованию возможно меньшего искажения передачи формы трансформируемых импульсов напряжения. Искажение формы этих импульсов обуславливается возникновением в трансформаторах паразитных переходных процессов вследствие наличия в них емкостей и индуктивностей рассеяния обмоток. Эти параметры обмоток являются значительным препятствием прохождению через трансформатор очень коротких импульсов напряжения.

Для уменьшения искажения формы трансформируемых импульсов напряжения при проектировании импульсных трансформаторов необходимо стремиться к возможно большему уменьшению указанных параметров их обмоток путем применения сердечников и специальных магнитных сплавов, а также обмоток надлежащей конструкции. При этом большое значение имеет уменьшение размеров сердечника и количества витков обмоток.

Для анализа переходных процессов в импульсных трансформаторах обычно применяют схему замещения трансформатора, учитывающую как паразитные индуктивности, так и емкости обмоток (рис. 1.1).

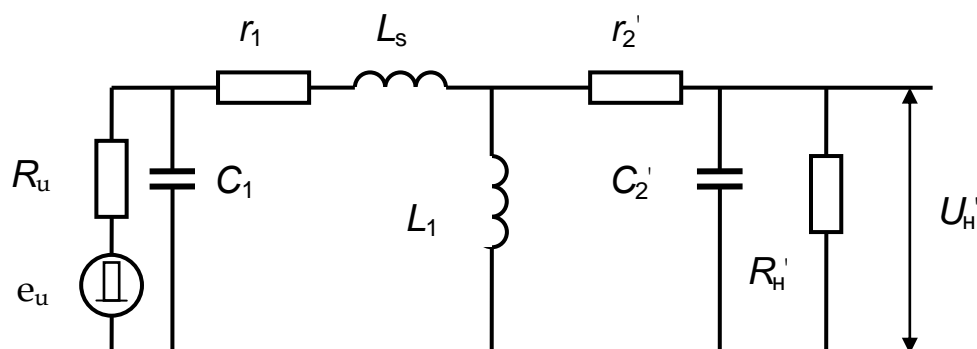


Рис. 1.1. Схема замещения трансформатора

В этой схеме использованы следующие обозначения:  $e_u$  – ЭДС

источника питания;  $R_u$  – активное сопротивление источника питания;  $C_1$  – суммарная емкость первичной обмотки трансформатора и источника питания;  $r_1$  – активное сопротивление первичной обмотки;  $L_s$  – индуктивность рассеяния обмоток;  $L_1$  – индуктивность намагничивания трансформатора;  $C_2'$  – суммарная емкость вторичной обмотки и нагрузки, приведенная к первичной;  $r_2'$  – активное сопротивление вторичной обмотки;  $R_H'$  – активное сопротивление нагрузки, приведенное к количеству витков первичной обмотки трансформатора.

Анализ процессов в схеме на рис. 1.1 затруднителен, поэтому эту схему без большой погрешности можно упростить, учитывая, что  $L_1 \approx \infty$  и по сравнению с  $L_s$  очень велика, а  $C_2' \gg C_1$ . Тогда с учетом влияния вихревых токов сердечника в виде сопротивления  $r_{вх}$  упрощенная схема замещения импульсного трансформатора при приложении прямоугольного импульса напряжения к первичной обмотке примет вид, показанный на рис. 1.2.

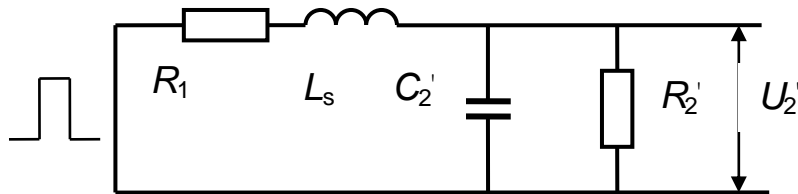


Рис. 1.2. Упрощенная схема замещения трансформатора

В этой схеме

$$R_1 = R_u + r_1, \quad R_2' = \frac{r_{вх} (R_H' + r_2')}{r_{вх} + R_H' + r_2'}$$

Введем следующие обозначения:

$$1 + \frac{R_1}{R_2'} = 1 + \gamma_R; \quad Z_T = \sqrt{\frac{L_s}{C_2'}}; \quad U_2' = \frac{E}{1 + \gamma_R},$$

где  $Z_T$  – волновое сопротивление трансформатора. Паразитную постоянную времени трансформатора рассчитывают по формуле

$$T_1 = \sqrt{\frac{L_s C_2'}{1 + \gamma_R}}$$

Параметр, определяющий характер переходного процесса в трансформаторе,

$$\rho = \frac{1}{2\sqrt{1+\gamma_R}} \left( \frac{Z_T}{R_2} + \gamma_R \frac{R_2'}{Z_T} \right).$$

Из решения дифференциальных уравнений, описывающих переходные процессы в импульсном трансформаторе (см. рис. 1.2) при подаче на первичную обмотку прямоугольного импульса напряжения, следует, что относительная величина трансформируемого вторичного напряжения будет:

а) при колебательном процессе в обмотке

$$\frac{u_2'}{U_2'} = 1 - \frac{e^{-\rho \frac{t}{T_1}}}{\nu} \cdot \sin(\nu t + \varphi),$$

где  $\nu = \sqrt{1 - \rho^2}$ ,  $\operatorname{tg} \varphi = \frac{\rho}{\sqrt{1 - \rho^2}}$ ;

б) при периодическом процессе в обмотках

$$\frac{u_2'}{U_2'} = 1 + \alpha_1 e^{-S_1 \frac{t}{T_1}} - \alpha_2 e^{-S_2 \frac{t}{T_1}},$$

где  $S_1 = \rho - \sqrt{\rho^2 - 1}$ ,  $S_2 = \rho + \sqrt{\rho^2 - 1}$ ,

$$\alpha_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 - 1}} - 1 \right), \quad \alpha_2 = \frac{1}{2} \left( \frac{\rho}{\sqrt{\rho^2 - 1}} + 1 \right).$$

При данном значении параметра  $\rho$  паразитная постоянная времени  $T_1$  определяет длительность фронта трансформируемого импульса напряжения, поэтому она должна быть возможно меньшей по сравнению с длительностью импульса  $\tau_u$ , чтобы искажение последнего было минимальным. Если

фронт импульса составляет величину  $\tau_{\phi}$ , то паразитная постоянная не должна превышать значения  $T_1 \leq 1/3 \tau_{\phi}$ .

Если к первичной обмотке импульсного трансформатора при разомкнутой вторичной подводится прямоугольный импульс напряжения  $u_1 = U_1 = \text{const}$ , то скорость изменения индукции в сердечнике трансформатора должна быть постоянной, так как

$$u_1 = -e = W_1 S_c \frac{dB_c}{dt} \cdot 10^2 = \text{const.}$$

Следовательно, индукция в сердечнике  $B_c = f(t)$  должна увеличиваться во времени по линейному закону (рис. 1.3).

Приращение индукции в сердечнике определяют по формуле

$$\Delta B_{ct} = \frac{10^{-2}}{W_1 S_c} \cdot \int_0^t u_1 dt = \frac{U_1 t \cdot 10^2}{W_1 S_c},$$

где  $W_1$  – количество витков первичной обмотки;  $S_c$  – поперечное сечение стержня сердечника,  $\text{см}^2$ ;  $U_1$  – амплитуда импульса первичного напряжения, В;  $t$  – время, мкс.

При линейном нарастании во времени индукции в сердечнике намагничивающий ток импульсного трансформатора  $i_{\mu}$  за время действия импульса напряжения также нарастает по линейному закону (см. рис. 1.3).

К моменту окончания действия импульса напряжения приращение индукции в сердечнике достигнет величины

$$\Delta B_c = \frac{U_1 \cdot 10^{-2} \cdot \tau_u}{W_1 S_c}.$$

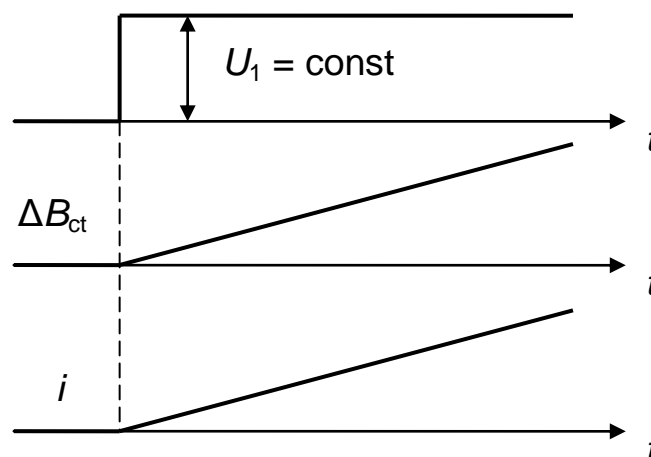


Рис. 1.3. Изменение магнитной индукции в сердечнике

При периодическом намагничивании сердечника импульсного трансформатора в нем имеет место гистерезис, характеризуемый определенной петлей с остаточной индукцией  $B_0$  и коэрцитивной силой  $H_k$ . В этом случае при периодическом повторении с определенной частотой прямоугольных импульсов напряжением длительностью  $\tau_u$  (мкс) процесс намагничивания сердечника трансформатора будет протекать по ряду частных циклов, пока не достигнет предельного частного цикла петли гистерезиса (рис. 1.4). Предельная петля частного цикла определяет магнитную проницаемость  $\mu_0$  на этом цикле:

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{MN}{O'N} = k' \frac{\Delta B}{\Delta H} = k' \mu_{\Delta},$$

где  $k'$  – масштабный коэффициент. Для импульсного режима работы трансформатора наиболее приемлемыми являются такие магнитные материалы, которые обладают низкой величиной остаточной индукции  $B_0$  и высоким значением индукции насыщения  $B_m$  (см. рис. 1.4). Это позволяет получить достаточно высокие приращения индукции  $\Delta B_{\max} = B_m - B_0$  в сердечниках трансформаторов.

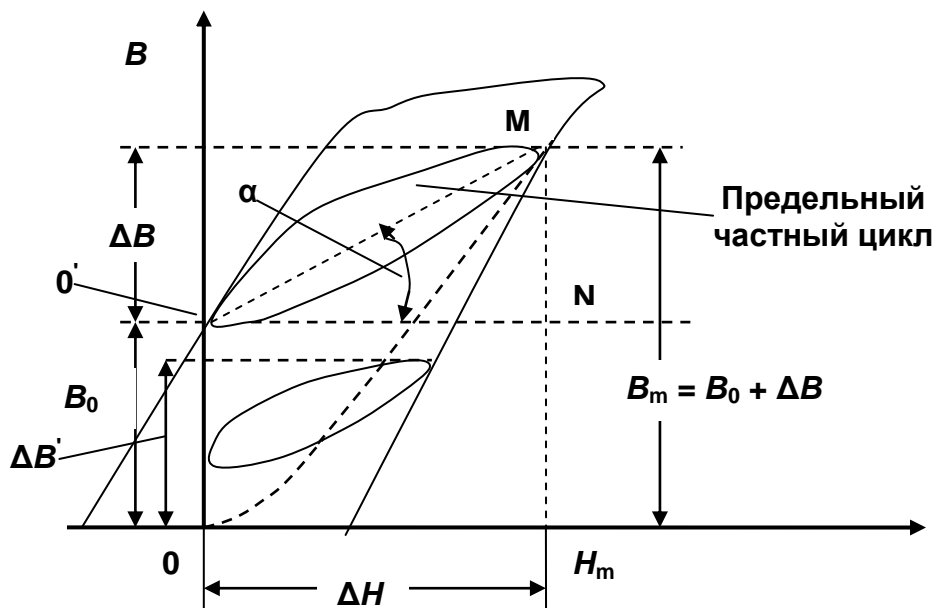


Рис. 1.4. Процесс намагничивания сердечника периодическими прямоугольными импульсами

## 1.2. Расчет импульсных трансформаторов

Исходными данными для расчета импульсного трансформатора являются следующие величины:

- мощность в импульсе  $P_2$ , Вт или кВт;
- напряжения в импульсе  $U_1$  и  $U_2$ , В;

- сопротивление нагрузки  $R_H$ , Ом;
- сопротивление источника  $R_U$ , Ом;
- длительность импульса  $\tau_u$ , мкс;
- частота следования импульсов  $f_n$ , Гц;
- коэффициент искажения плоской части импульса  $\lambda$ .

Под коэффициентом искажения плоской части импульса понимают относительную величину понижения напряжения этой части к моменту окончания импульса:

$$\lambda = \frac{\Delta U}{U} = \frac{I_{к\mu}}{I_2'} = 0,03 \dots 0,08,$$

где  $I_2'$  – приведенный к первичной обмотке ток нагрузки;

$I_{к\mu}$  – ток кажущегося намагничивания, представляющий собой сумму действительного намагничивающего тока и составляющей, компенсирующей влияние размагничивающего действия вихревых токов в сердечнике трансформатора.

**Определение средней мощности и токов трансформатора.** В импульсных трансформаторах малой мощности мощность во вторичной обмотке находится в диапазоне от нескольких ватт до нескольких сотен киловатт, средней мощности трансформатора за период подачи импульса – в пределах от долей до нескольких сотен ватт. Такое соотношение между средней и импульсной мощностями трансформатора обуславливается тем, что длительность импульса  $\tau_u$  измеряется микросекундами, а период его следования  $T_n$  – миллисекундами, поэтому отношение  $\tau_u$  к  $T_n$  составляет величину порядка  $10^{-3}$ .

Среднюю отдаваемую мощность импульсного трансформатора можно определить следующим образом:

$$P_{cp} = \frac{1}{T_n} \int_0^{\tau_u} P_2 dt = P_2 \frac{\tau_u}{T_n} = f_n \tau_u P_2,$$

где  $P_2 = U_2 I_2 = \frac{U_2^2}{R_H}$  – заданная мощность вторичной обмотки в импульсе, Вт;

$f_n = \frac{1}{T_n}$  – заданная частота следования импульсов, Гц;  $\tau_u$  – заданная длительность импульса, с.

Токи первичной и вторичной обмоток в импульсе таковы:

$$I_1 = \frac{P_2}{U_1}, \quad I_2 = \frac{P_2}{U_2}.$$

Эффективные, или действующие, значения токов первичной и вторичной обмоток импульсного трансформатора определяются из условия, что

потери в этих обмотках при прохождении через них коротких прямоугольных импульсов тока обуславливаются не только омическими сопротивлениями обмоток, но также явлением поверхностного эффекта в проводах и влиянием токов наводки в них. С учетом этих явлений действующие значения первичного и вторичного токов импульсного трансформатора можно представить как

$$I_{1\text{эф}} = I_1 \sqrt{f_n \tau_u k_H k_{\text{п1}}},$$

$$I_{2\text{эф}} = I_2 \sqrt{f_n \tau_u k_H k_{\text{п2}}},$$

где  $f_n$  – заданная частота следования импульсов, Гц;  $\tau_u$  – заданная длительность импульса, с;  $k_H = 2,4 \dots 2,8$  – коэффициент, учитывающий ток наводки в проводах обмоток при прямоугольном импульсе токов;  $k_{\text{п1}}$  и  $k_{\text{п2}}$  – коэффициенты поверхностного эффекта в неизолированных медных проводах круглого сечения, которые предварительно можно принять в следующих пределах: для обмотки низкого напряжения  $k_{\text{п1}} = 1,2 \dots 1,6$ , а высокого напряжения  $k_{\text{п2}} = 1,1 \dots 1,4$ .

**Выбор магнитопровода сердечника.** По конструкции сердечников импульсные трансформаторы могут быть стержневыми и броневого типа. При очень малых мощностях в импульсе применяют тороидальные сердечники (рис. 1.5).

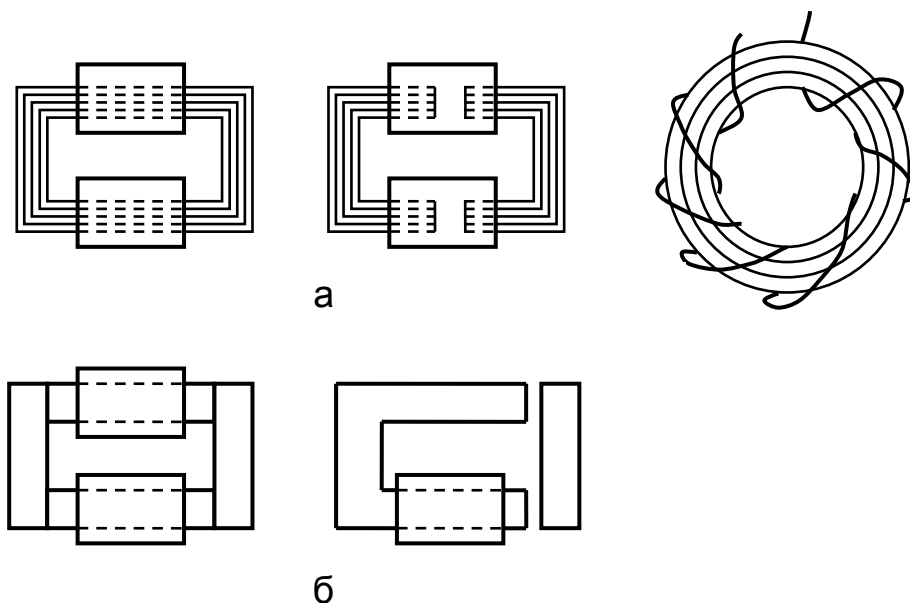


Рис. 1.5. Типы сердечников трансформаторов:  
а – ленточные магнитопроводы; б – пластинчатые магнитопроводы

Материалом для сердечника импульсных трансформаторов обычно служат листовая горячекатаная электротехническая сталь и холоднокатаная сталь, которые имеют толщину листа 0,1...0,2 мм. Применяются также специальные магнитные сплавы той же или меньшей толщины, например,

пермаллой различных марок. Эти материалы выпускаются в листах и в виде ленты. Они обладают повышенными магнитными качествами в направлении прокатки, поэтому сердечники импульсных трансформаторов часто изготавливаются из единой ленты навитого типа по пути магнитного потока.

В качестве изоляции между листами сердечника трансформатора служат окиси кремния или магния, а также оксидная пленка на металлах. Из-за малой толщины листов коэффициент заполнения поперечного сечения сердечника сталью в импульсных трансформаторах несколько меньше, чем в обычных, и составляет  $k_3 = 0,8 \dots 0,9$ .

Для сердечников малых импульсных трансформаторов, предназначенных для преобразования импульсов длительностью менее одной микросекунды при больших частотах их следования, применяют ферриты. Применение феррита целесообразно при частотах следования импульса порядка нескольких десятков килогерц и выше.

Обмотки малых импульсных трансформаторов в целях уменьшения индуктивности рассеяния обычно выполняются одно- и двухслойными цилиндрического типа.

**Выбор приращения индукции и толщины листов материала сердечника.** При расчете параметров импульсных трансформаторов априорно выбирают величину  $\Delta B_c$  (табл. 1.1). В зависимости от мощности и с учетом магнитных характеристик материала сердечника (рис. 1.6) находят проницаемость по формуле

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B_c}{\Delta H}.$$

Далее выбирают толщину листов сердечника из условия  $\tau_u = (2 \dots 3) \cdot T_{вх}$ .

Таблица 1.1

Приращение индукции $\Delta B_c$ , Тл	Мощность в импульсе $P_2$ , кВт
0,01...0,05	До 0,005
0,05...0,10	0,005...0,05
0,10...0,30	0,05...50
0,30...0,50	50...500

Постоянная времени контуров вихревых токов в сердечнике определяется в микросекундах соотношением

$$T_{вх} \approx \frac{1,6 \mu_{\Delta} \delta_c^2}{\rho_c},$$

где  $\delta_c$  – толщина листа сердечника, см;  $\rho_c$  – удельное электрическое

сопротивление материала сердечника, Ом·см<sup>2</sup>/см.

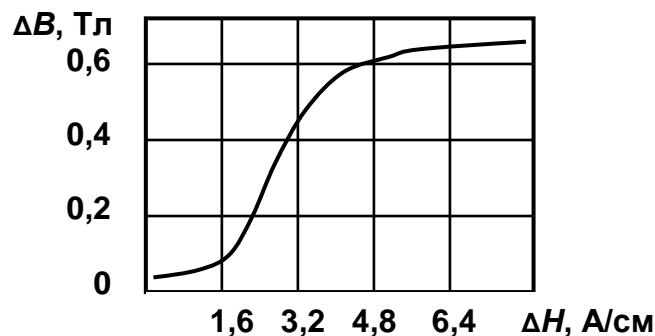


Рис. 1.6. Зависимость импульсной намагниченности

**Определение поперечного сечения стержня и средней линии магнитопровода сердечника трансформатора.** Соотношение между поперечным сечением стержня сердечника импульсного трансформатора  $S_c$  и средней длиной его магнитопровода  $l$  можно представить в следующем виде:

$$\frac{\Delta B_c^2 S_c l \cdot 10^2}{\mu_\Delta \tau_u} = \lambda U_1 I_2' = \lambda P_2,$$

откуда объем сердечника трансформатора, измеряемый в кубических сантиметрах

$$S_c l = \frac{\mu_\Delta \tau_u \lambda P_2 \cdot 10^{-2}}{\Delta B_c^2}.$$

Поскольку размеры сердечника импульсного трансформатора должны быть возможно меньшими, а средняя длина его магнитопровода  $l$  близка к средней длине витка обмоток  $l_\omega$ , то отношение поперечного сечения стержня  $S_c$  к длине магнитопровода  $l$  в малых трансформаторах стержневого типа обычно находится в таких пределах:

$$\psi = \frac{S_c}{l} = 0,18 \dots 0,32.$$

В отдельных случаях встречаются отклонения от указанных значений  $\psi$  в меньшую или большую сторону. При этом поперечное сечение стержня, измеряемое в квадратных сантиметрах, имеет вид

$$S_c = \frac{1}{10 \Delta B_c} \sqrt{\mu_\Delta \tau_u \lambda \psi \cdot P_2},$$

где  $P_2$  – заданная мощность трансформатора в импульсе, Вт. Поперечные сечения стержня и ярма импульсного трансформатора выполняются одинаковыми и прямоугольной формы (рис. 1.7), при этом соотношение

$\beta = \frac{b_c}{a_c} = 1,0 \dots 2,0$ , где  $a_c = \sqrt{\frac{S_c}{\beta k_3}}$ ,  $b_c = \sqrt{\beta d_c}$ . Здесь  $k_3 = 0,8 \dots 0,9$  – коэффициент заполнения сталью сечения стержня.

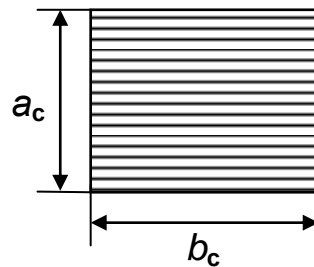


Рис. 1.7. Поперечное сечение сердечника из набора пластин

**Определение количества витков обмоток трансформатора.** Количество витков первичной обмотки импульсного трансформатора находят по формуле

$$W_1 = \frac{U_1 \cdot 10^{-2} \tau_u}{\Delta B_c S_c}.$$

Количество витков вторичной обмотки вычисляют с учетом коэффициента трансформации:

$$W_2 = W_1 \frac{U_2}{U_1},$$

где  $\tau_u$  – заданная длительность импульса, мкс.

**Определение сечения и диаметра проводов обмоток.** В малогабаритных импульсных трансформаторах при мощностях в импульсе менее киловатта средние потери энергии в меди обмоток даже при малом диаметре провода незначительны. Поэтому поперечное сечение проводов обмоток в этом случае выбирают из соображений технологичности намотки, размеров окна в сердечнике и получения возможно малого сопротивления обмотки по сравнению с сопротивлением нагрузки. При мощностях в импульсе более киловатта поперечное сечение проводов обмоток выбирают по допустимой плотности тока.

Предварительные значения (в квадратных миллиметрах) поперечных сечений проводов первичной и вторичной обмоток

$$g'_1 = \frac{I_{1\text{эф}}}{j_1}, \quad g'_2 = \frac{I_{2\text{эф}}}{j_2}.$$

Окончательные значения сечения  $g$  и диаметров этих проводов без изоляции  $d$  и с изоляцией  $d_u$  выбирают по ближайшим стандартным значениям.

В малогабаритных импульсных трансформаторах наибольшая плотность тока в проводах обмоток по условиям допустимого нагрева может быть принята в следующих пределах:  $j = 2...3 \text{ А/мм}^2$  при естественном воздушном охлаждении и  $j = 4...7 \text{ А/мм}^2$  при естественном масляном охлаждении. В некоторых случаях по условиям укладки проводов на стержне приходится отступать от указанных значений в сторону меньших плотностей тока.

**Укладка обмоток и уточнение размеров окна сердечника трансформатора.** Для уменьшения индуктивности рассеяния и уменьшения распределенной емкости между обмотками импульсного трансформатора эти обмотки по возможности следует выполнять однослойными или малослойными. В малогабаритных трансформаторах этого типа при мощностях в импульсе до нескольких сотен киловатт обмотки удается обычно выполнять однослойными и реже двухслойными.

При однослойном выполнении первичной обмотки и размещении ее на двух стержнях сердечника трансформатора длина (в сантиметрах), занимаемая ею по высоте стержня (рис. 1.8),

$$l_1 = \frac{W_1}{2} d_{1u}.$$

При размещении обмоток на одном стержне

$$l_1 = W_1 d_{1u}.$$

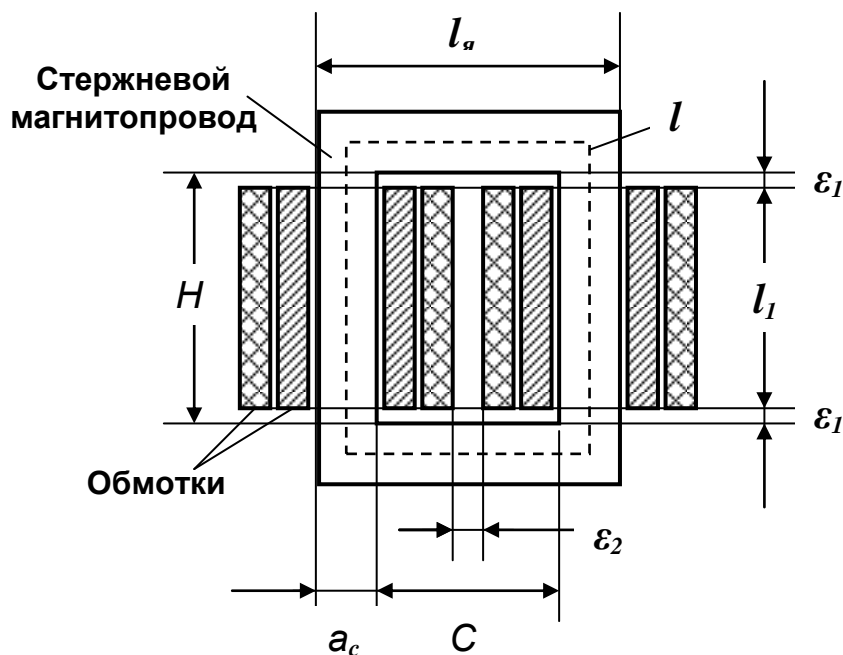


Рис. 1.8. Размещение обмоток на стержнях сердечника

Высота окна сердечника трансформатора  $H = l_1 + 2\varepsilon_1$ , где  $\varepsilon_1$  – расстояние от обмотки до ярма, измеряемое в сантиметрах и определяемое высшим напряжением обмоток (табл. 1.2). Толщина первичной обмотки в сантиметрах  $\delta_1 = d_{1u}$ . Количество витков вторичной обмотки в одном слое

$n_2 = \frac{\delta_1}{d_{2u}}$ . Количество слоев вторичной обмотки при размещении ее на

двух стержнях  $m_2 = \frac{W_2}{2n_2}$ , а на одном стержне  $m_2 = \frac{W_2}{n_2}$ .

Таблица 1.2

Высшие напряжения, кВ	Расстояние от обмотки до ярма $\varepsilon_1$ , см
До 0,5	0,1...0,2
0,5...2,0	0,2...0,6
3,0...6,0	0,8...1,2
6,0...12,0	1,4...1,8

Диаметр провода  $d_{2u}$  обычно уточняется так, чтобы можно было получить один или два полных слоя вторичной обмотки на длине  $l$ . Толщина вторичной обмотки  $\delta_2 = m_2 d_{2u}$ .

При импульсном режиме работы трансформатора для уменьшения искажения прямоугольных импульсов напряжения необходимо, чтобы трансформатор обладал возможно малыми паразитными параметрами обмоток – индуктивностью рассеяния  $L_s$  и распределенной емкостью  $C_p$ . В этом случае волновое сопротивление обмоток импульсного трансформатора

$$Z_T = \sqrt{\frac{L_s}{C_p}},$$

где индуктивность рассеяния (в генри), первичной и вторичной обмоток (вторичная приведена к первичной) определяют по формуле

$$L_B = \frac{0,4\pi W_1^2 I_\omega}{I_S} \left( \delta_{12} + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right) \cdot 10^{-8},$$

а распределенная емкость (в фарадах) между обмотками при однослойном или двухслойном их исполнении

$$C_p = \frac{0,0855 \cdot \varepsilon \cdot l_\omega \cdot l_s}{\delta_{12}} \cdot 10^{-12}.$$

В этих формулах  $\delta_{12}$  – толщина изоляции между первичной и вторичной обмотками трансформатора, см;  $l_\omega$  – средняя длина витка обмоток, см;  $l_s$  – общая длина обмоток по высоте стержней сердечника, см (при расположении обмоток на одном стержне  $l_s \approx l_1$ , на двух –  $l_s \approx 2 l_1$ );  $\varepsilon = 3 \dots 4$  – диэлектрическая проницаемость изоляции.

Максимальный коэффициент передачи энергии импульса при заданных значениях длительности импульса и сопротивления нагрузки  $R_H$  теоретически достигается при условии равенства волнового сопротивления трансформатора и приведенного сопротивления нагрузки:

$$Z_T = \sqrt{L_s / C_p} \approx R_H'.$$

Пренебрегая толщиной обмоток  $\delta_1$  и  $\delta_2$ , получаем приближенно следующее значение толщины изоляции между обмотками импульсного трансформатора:

$$\delta_{12} = \frac{R_H' l_s \sqrt{\varepsilon}}{377 \cdot W_1},$$

где  $R_H' = R_H \left(\frac{W_1}{W_2}\right)^2$  – активное сопротивление нагрузки, приведенное к первичной обмотке.

Однако по условиям электрической прочности изоляции между обмотками на практике нередко приходится отступать от полученного значения  $\delta_{12}$  в сторону его увеличения.

Ширину окна сердечника трансформатора при размещении обмоток на двух стержнях (см. рис. 1.8) определяют по такой формуле:

$$C = 2(\varepsilon_0 + \delta_1 + \delta_{12} + \delta_2) + \varepsilon_2,$$

где  $\varepsilon_0 = 0,2 \dots 0,4$  см – толщина изоляции между обмоткой и стержнем;  $\varepsilon_2$  – расстояние между наружными поверхностями обмоток, определяемое по табл. 1.3. При размещении обмоток на одном стержне ширина окна сердечника

$$C = \varepsilon_0 + \delta_1 + \delta_{12} + \delta_2 + \varepsilon_2,$$

где  $\varepsilon'_2$  - расстояние обмотки до необмотанного стержня, определяемое по табл. 1.3. Отношение высоты окна сердечника к его ширине ( $k = H/C$ ) обычно находится в пределах 2...3. Для ярма  $l_{я} = C + 2a_c$ . Окончательно общая длина магнитопровода сердечника трансформатора вычисляется по формуле

$$l = 2(H + l_{я}),$$

где  $H$  – высота окна сердечника, см.

Значение отношения поперечного сечения стержня к длине магнитопровода  $\Psi = \frac{S_c}{l}$ .

Таблица 1.3

Высшее напряжение, кВ	$\varepsilon_2$ , см
До 0,5	0,1...0,2
0,5...2,0	0,2...0,4
3,0...6,0	0,6...0,8
6,0...12,0	1,0...1,4

**Средние длины витков обмоток трансформатора.** В импульсных трансформаторах поперечное сечение стержня выполняется прямоугольной формы. Поэтому при однослойных или двухслойных цилиндрических обмотках средние длины витков, измеряемые в сантиметрах, можно представить в следующем виде:

- для первичной обмотки

$$l_{\omega 1} = 2(a_c + b_c + 4\varepsilon_0 + 2\delta_1);$$

- для вторичной обмотки

$$l_{\omega 2} = 2[a_c + b_c + 4(\varepsilon_0 + \delta_1 + \delta_{12}) + 2\delta_2];$$

- для обеих обмоток

$$l_{\omega} = \frac{l_{\omega 1} + l_{\omega 2}}{2}.$$

**Масса меди и активные сопротивления обмоток.** Масса меди первичной обмотки  $G_{k1} = 8,9W_1g_1I_{\omega 1} \cdot 10^{-5}$ , масса меди вторичной обмотки  $G_{k2} = 8,9W_2g_2I_{\omega 2} \cdot 10^{-5}$ , а общая масса меди обмоток  $G_k = G_{k1} + G_{k2}$ .

Активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора определяются по формулам

$$r_1 = 1,22 \frac{W_1 I_{\omega 1}}{5700g_1}, \quad r_2 = 1,22 \frac{W_2 I_{\omega 2}}{5700g_2}.$$

**Потери в обмотках.** В обмотках импульсных трансформаторов проходят короткие прямоугольные импульсы тока, поэтому потери в них обуславливаются не только омическим сопротивлением, но также явлением поверхностного эффекта в проводах и влиянием тока наводки в них при прохождении по обмоткам тока импульса. Средние потери мощности (в ваттах) в этих обмотках зависят от действующих значений токов в них и вычисляются по формулам

$$P_{k1} = I_{1\text{эф}}^2 r_1, \quad P_{k2} = I_{2\text{эф}}^2 r_2, \quad P_k = P_{k1} + P_{k2}.$$

**Масса материала сердечника трансформатора.** Если сердечник трансформатора стержневого типа, то его масса в килограммах будет  $S_c = 7,6 \cdot S_c I \cdot 10^{-3}$ .

**Магнитные потери в сердечнике.** Средние потери на вихревые токи в материале сердечника импульсного трансформатора за период послышки импульса можно определить таким образом:

$$F_{\text{вх}} = \frac{f_n \tau_u \delta_c^2 I U_1^2}{12W_1^2 S_c \rho_c} \cdot 10^{-6}.$$

Практически потерями на гистерезис в материале сердечника трансформатора можно пренебречь, поскольку они относительно малы.

Средняя мощность намагничивания материала сердечника импульсного трансформатора

$$P_m = f_n \frac{U_1^2}{L_1} \int_0^{\tau_u} t dt = f_n \frac{U_1^2}{L_1} \frac{\tau_u^2}{2},$$

так как намагничивающий ток этого трансформатора за время импульса

$i_{\mu} = \frac{U_1}{L_1} t$ . Общая индуктивность первичной обмотки трансформатора в

генри  $L_1 = \frac{W_1^2 \mu_{\Delta} S_c}{l} \cdot 10^{-4}$ .

**Коэффициент полезного действия трансформатора.** При передаче импульсов энергия, затрачиваемая за это время на намагничивание сердечника, является энергией потерь, поэтому КПД импульсного трансформатора

тора рассчитывается следующим образом:

$$\eta = \frac{P_{cp}}{P_{cp} + P_k + P_{вх} + P_m} \cdot 100\%.$$

**Намагничивающий ток трансформатора.** Намагничивающий ток импульсного трансформатора состоит из действительного намагничивающего тока и тока, компенсирующего влияние размагничивающего действия вихревых токов в сердечнике трансформатора. Их сумма называется током кажущегося намагничивания, который определяется из соотношения

$$I_{к\mu} \approx \frac{\tau_u I \cdot 10^{-2}}{\mu_{\Delta} W_1^2 S_c} \cdot U_1.$$

**Параметры импульсного трансформатора и проверка искажения трансформируемого импульса напряжения.** Эквивалентное активное сопротивление контуров вихревых токов в материале сердечника трансформатора, приведенное к количеству витков первичной обмотки,

$$r_{вх} = \frac{12 \cdot W_1^2 S_c \rho_c}{\delta_c^2 \cdot l}.$$

Активные сопротивления упрощенной схемы замещения трансформатора (см. рис. 1.2) таковы:

$$R_1 = R_u + r_1; \quad R'_H = R_H \left(\frac{W_1}{W_2}\right)^2; \quad R'_2 = \frac{r_{вх} (R_H + r'_2)}{r_{вх} + R_H + r'_2},$$

где  $r'_2 = r_2 \left(\frac{W_1}{W_2}\right)^2.$

Индуктивность рассеяния, распределенную емкость и волновое сопротивление определяют по формулам приведенным ранее.

ЭДС источника прямоугольных импульсов напряжения с внутренним омическим сопротивлением  $R_H$  при активном сопротивлении первичной обмотки трансформатора  $r_1$  находят из уравнения

$$E = U'_2 (1 + \gamma_R),$$

где  $U'_2 = U_2 \frac{W_1}{W_2}, \quad \gamma_R = \frac{R_1}{R_2}.$

**Проверка трансформатора на нагревание.** Потери в обмотках малых импульсных трансформаторов относительно малы по сравнению с магнитными потерями в сердечнике, поэтому нагрев обмоток практически не представляет опасности и расчетную проверку их температуры можно не производить. Основные потери энергии в рассматриваемых трансформато-

рах сосредоточены в их сердечниках, что приводит к заметному нагреванию трансформатора. Установившееся превышение температуры сердечника трансформатора над температурой окружающей среды можно определить по формуле

$$\theta \approx \frac{P_{ex} + P_m}{\alpha_0 S_{сер}},$$

где  $P_{ex} + P_m = (13...15) \cdot 10^{-4}$  – коэффициент теплоотдачи открытой торцевой поверхности сердечника, Вт/см<sup>2</sup>град;  $S_{сер}$  – площадь открытой поверхности сердечника, см<sup>2</sup>;  $\alpha_0 = (13...15) \cdot 10^{-4}$  Вт/см<sup>2</sup>град.

Площадь открытой торцевой поверхности сердечника может быть определена следующим образом: при размещении обмоток на одном стержне  $S_{сер} \approx 4a_c b_c + 2b_c l_{я} + b_c H$ , а на двух стержнях (см. рис. 1.8)  $S_{сер} \approx 4a_c b_c + 2b_c l_{я}$ .

В малых трансформаторах допустимое превышение температуры сердечника над температурой окружающей среды при воздушном охлаждении может составлять  $\theta = 60...65^{\circ}C$  при температуре этой среды  $40^{\circ}C$ .

## 2. КОНДЕНСАТОРЫ ПЕРЕМЕННОЙ ЕМКОСТИ

Конденсатор переменной емкости (КПЕ) является одним из важнейших узлов современной радиоаппаратуры. Настройка контуров приемников и передатчиков в большинстве случаев осуществляется конденсаторами переменной емкости. Они также широко применяются в электро- и радиоизмерительной аппаратуре и многочисленных специальных радиоустройствах.

Конструкция любого конденсатора переменной емкости состоит из таких основных элементов: системы неподвижных плоских или цилиндрических пластин (статора), системы подвижных пластин (ротора), корпуса или основания для сборки всех элементов конденсатора, направляющих вращения или поступательного движения ротора конденсатора и токосъема. Как правило, статор изолируют от металлического корпуса. Ротор либо соединяют электрически с корпусом, либо также изолируют от него. В последнем случае обычно применяют ось из изолированного материала.

Единой классификации конденсаторов переменной емкости нет. Можно лишь указать ряд признаков, по которым следует их классифицировать.

1. Назначение: радиовещательная аппаратура, усилительные каскады приемников, гетеродины приемников и задающие генераторы маломощных передатчиков, выходные каскады передатчиков, измерительная аппаратура различного назначения и т.п.

2. Применяемый диэлектрик: твердый, жидкий, газообразный, в том

числе воздушный, газонаполненный, вакуумный.

3. Закон изменения емкости: прямоемкостный, прямочастотный, прямоволновой, логарифмический, косинусоидальный и т.п.

4. Величина емкости и диапазон частот: конденсаторы длинноволнового (ДВ), средневолнового (СВ), коротковолнового (КВ) и дециметрового (ДЦВ) диапазонов.

5. Вид электродов: пластинчатые, цилиндрические, спиральные.

6. Вид перемещения системы электродов: поступательное, вращательное.

7. Принцип изменения емкости: варьирование площади перекрытия пластин, изменение зазора между пластинами.

8. Количество секций: односекционные, многосекционные.

9. Угол поворота: нормальный (примерно равный  $180^\circ$ ), расширенный (больше  $180^\circ$ ), равный  $90^\circ$ .

10. Тип токосъема: трущийся, гибкий, емкостный.

11. Применяемые подшипники: радиальные, консольные.

12. Способы изготовления секций ротора и статора: фрезерование, расчеканка, пайка и отбортовка.

## 2.1. Особенности проектирования конденсаторов переменной емкости

Емкость любого конденсатора переменной емкости определяется начальной  $C_{мин}$  и переменной  $C_{перем}$  емкостями. Переменная емкость изменяется при вращении ротора конденсатора от нуля до наибольшей величины. Емкость конденсатора при этом соответственно изменяется от  $C_{мин}$  до  $C_{макс}$ , откуда

$$C_{макс} = C_{мин} + C_{перем} \quad (2.1)$$

Величина  $C_{перем}$  (а следовательно, и  $C_{макс}$ ) является одним из основных параметров конденсаторов. Она зависит от диапазона частот, необходимого перекрытия по частоте и схемы контура.

На рис. 2.1 изображена одна из распространенных схем, содержащих в качестве элемента настройки контура конденсатор переменной емкости. Очевидно, что параллельно конденсатору переменной емкости подключены и входят в контур емкости усилительного прибора  $C_{уп}$ , катушки индуктивности  $C_L$ , монтажа  $C_M$ , подстроечного конденсатора  $C_п$ , дополнительного конденсатора  $C_д$  и т.д.

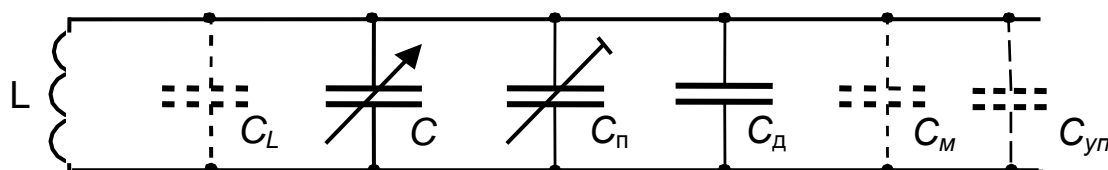


Рис. 2.1. Схема включения КПЕ в резонансную цепь

Все эти емкости вместе с начальной емкостью конденсатора составляют минимальную емкость контура  $C_{к.мин}$  :

$$C_{к0} = C_{уп} + C_M + C_D + C_M + C_{п} + C_L; \quad C_{к.мин} = C_{к0} + C_{мин}. \quad (2.2)$$

Переменная составляющая емкости контура определяется только емкостью переменной конденсатора и равна ей, а максимальная емкость контура

$$C_{к.макс} = C_{к.мин} + C_{перем}. \quad (2.3)$$

Коэффициент перекрытия по частоте находят из соотношения

$$K_f = \frac{f_{макс}}{f_{мин}} = \frac{\sqrt{C_{к.макс}}}{\sqrt{C_{к.мин}}} = \frac{\sqrt{C_{к.макс} + C_{перем}}}{\sqrt{C_{к.мин}}}. \quad (2.4)$$

Отсюда можно получить зависимость  $C_{перем}$  от  $K_f$  и  $C_{к.мин}$ :

$$C_{перем} = C_{к.мин} (K_f^2 - 1). \quad (2.5)$$

Исходя из требований стабильности емкости контура, допустимой величины чувствительности приемника или мощности передатчика, минимальная емкость контура бывает на длинных и средних волнах 50...100 пФ, на коротких волнах 30...70 пФ, в диапазоне УКВ 10...25 пФ, в дециметровом диапазоне не более 12...15 пФ.

Начальная емкость конденсатора составляет 5...20 % максимальной емкости. Переменная часть емкости конденсатора обычно бывает на ДВ и СВ 300...650 пФ, на КВ 120...250 пФ, в диапазоне УКВ 20...50 пФ, в дециметровом диапазоне 10...30 пФ.

В электроизмерительной технике иногда применяются конденсаторы переменной емкости с максимальной емкостью до 3000...5000 пФ.

В зависимости от назначения конденсатора изменение его емкости может быть различным. Использование конденсаторов, имеющих одинаковую часть переменной емкости конденсатора и включенных в контур с одной и той же минимальной емкостью, позволит получить одинаковые перекрытия по частоте, но имеющие разные частотные характеристики.

На рис. 2.2 приведены частотные характеристики прямочастотного (1), прямоволнового (2), логарифмического (3) и прямоемкостного (4) конденсаторов.

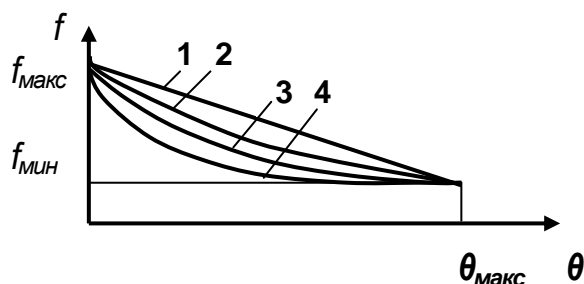


Рис. 2.2. Частотные характеристики КГЕ

Необходимая зависимость изменения емкости от угла поворота обеспечивается изменением площади перекрытия статорных пластин роторными с переменным радиусом при полукруглом вырезе в статорных пластинах (рис. 2.3, а), либо с постоянным радиусом роторных пластин и переменным радиусом в статорных пластинах (рис. 2.3, б), либо когда радиусы роторной пластины и выреза в статорных пластинах – переменные величины (рис. 2.3, в).

Если ротор конденсатора вращается в пределах  $180^\circ$ , то габариты конденсатора с переменным радиусом ротора и полукруглым вырезом в статоре будут меньшими, чем при других вариантах.

Для случая кругового вращения ротора независимо от способа изменения емкости габариты конденсатора будут всегда постоянными.

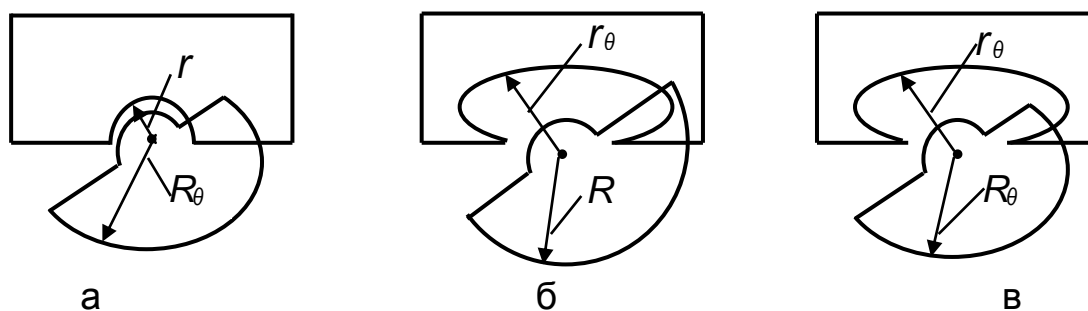


Рис. 2.3. Способы изменения площади перекрытия пластин

Вариант конденсатора с переменным радиусом ротора более технологичен с точки зрения регулировки емкости конденсатора. В то же время вариант конденсатора с переменным радиусом выреза в статоре имеет свои преимущества – большую механическую жесткость ротора и меньшую начальную емкость.

Обычно принято считать, что рабочий угол конденсатора переменной емкости равен  $180^\circ$ . Под рабочим углом КПЕ следует понимать угол, в пределах которого емкость увеличивается по заданному закону. Однако при начальном повороте ротора на  $2...3^\circ$  емкость возрастать не будет. Это объясняется тем, что уменьшение торцевой емкости на первых  $2...3^\circ$  будет больше, чем возрастание емкости, обусловленной увеличением площади перекрытия. В результате емкость конденсатора на начальных градусах либо остается неизменной, либо даже уменьшается на небольшую величину. Поэтому в конденсаторах обычно уменьшают торцевую емкость с левой (правой) стороны или не учитывают изменения емкости на первых  $2...3^\circ$ .

Наиболее приемлемые способы уменьшения торцевой емкости конденсатора приведены на рис. 2.4.

Кроме того, на последних градусах рабочего угла увеличение емкости обычно не соответствует заданному закону из-за влияния краевого эффекта. Следовательно, для нормальной настройки крайних частот рабочего диапазона при расчете конденсатора рабочий угол необходимо принимать

равным  $175^\circ$  при увеличенном на 5 % коэффициенте перекрытия по частоте.

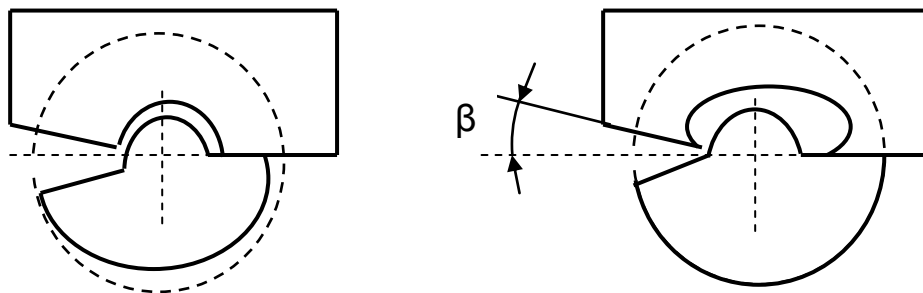


Рис. 2.4. Способы уменьшения торцевой емкости

Максимальный рабочий угол конденсатора типа "бабочка" (рис. 2.5, а) принимается равным  $85...86^\circ$ . По условиям применения иногда требуется рабочий угол конденсатора, превышающий  $180^\circ$ , например  $270^\circ$ . Схема такого конденсатора приведена на рис. 2.5, б. Ротор конденсатора имеет рабочий угол  $270^\circ$ , а статор –  $90^\circ$ . При повороте ротора от 0 до  $90^\circ$  емкость конденсатора изменяется, как в обычном конденсаторе, а при дальнейшем вращении его входящая площадь превышает выходящую в целях обеспечения нарастания емкости по заданному закону.

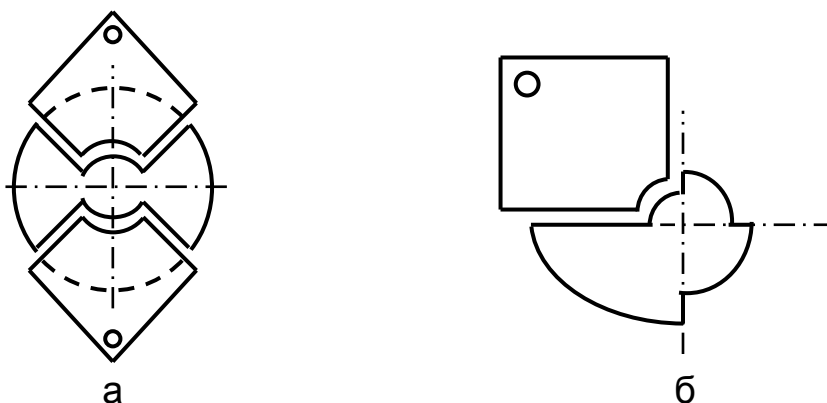


Рис. 2.5. Конденсаторы с углом поворота  $90$  и  $270^\circ$

## 2.2. Расчет конденсаторов переменной емкости

*Исходные данные для расчета конденсатора и выбор конструкции.*  
Исходные данные для расчета конденсатора (излагаются в техническом задании):

1. Назначение конденсатора и схема включения его в контур (диапазон рабочих частот).
2. Условия работы конденсатора.
3. Электрические требования.
4. Количество секций и точность их сопряжений.

5. Рабочий угол, направление вращения оси ротора, момент вращения.

6. Дополнительные конструктивные требования (наличие подстроечного конденсатора, габариты, вес и др.).

Расчет конденсатора предполагает также выбор предварительного конструктивного решения конденсатора, который обычно предшествует окончательному расчету элементов конструкций. Конструктивными параметрами являются количество пластин конденсатора, рабочий зазор, толщина пластин, форма пластин ротора и статора, диаметр оси ротора, наличие емкостного или труппеющегося токосъема и т.п. Некоторые из этих параметров вычисляются, другие выбираются по технологическим соображениям и с учетом требований к конденсатору.

При некотором опыте конструирования по заданным величинам емкости и рабочего напряжения можно приблизительно оценить габариты секции конденсатора. Габариты секций, получаемые путем предварительного ориентировочного расчета, количество секций, значение минимальной емкости и требования по стабильности определяют тип конструкции. Требования по температурному коэффициенту емкости (ТКЕ) связаны с выбором материала пластин, колонок, корпуса или основания, а требования по добротности определяют покрытие и т.д.

В ряде случаев могут быть заданы какие-нибудь ограничения по одному из габаритных размеров (например, максимальная высота или длина конденсатора) при относительно произвольных других размерах. Все это необходимо учитывать при проектировании конденсаторов.

Основными рассчитываемыми параметрами конденсатора являются величина рабочего зазора, количество пластин конденсатора, форма пластин конденсатора.

Обозначения параметров и их размерность, используемые в расчетах:

- $R_{\theta}$  – переменный радиус ротора, см;
- $r_{\theta}$  – переменный радиус выреза в статоре, см;
- $R$  – радиус ротора, см;
- $r$  – радиус выреза в статоре, см;
- $d$  – толщина диэлектрика (расстояние между пластинами), см;
- $n$  – количество пластин;
- $\theta$  – текущий угол поворота, град;
- $\theta_{\text{макс}}$  – максимальный угол поворота, град;
- $C_{\text{перем}}$  – переменная часть емкости конденсатора, пФ;
- $C_{\text{макс}}$  – максимальная емкость конденсатора, пФ;
- $C_{\text{к.макс}}$  – максимальная емкость контура, пФ;
- $C_{\text{к.мин}}$  – минимальная часть емкости контура, пФ;
- $C_{\text{мин}}$  – минимальная емкость конденсатора, пФ;
- $f_{\text{макс}}$  – максимальная частота контура, Гц;
- $f_{\text{мин}}$  – минимальная частота контура, Гц;
- $\lambda_{\text{макс}}$  – максимальная длина волны контура, м;
- $\lambda_{\text{мин}}$  – минимальная длина волны контура, м;

-  $l$  – величина среза пластин конденсатора, см.

Выбор величины рабочего зазора зависит от величины рабочего напряжения, частоты, условий эксплуатации (давления, влажности), ТКЕ, конструктивно-технологических возможностей, виброустойчивости, а также разброса величины емкости.

Пробивное напряжение является основным ограничением для уменьшения рабочего зазора у конденсаторов, имеющих рабочее напряжение более 500 В. На рис. 2.6 приведена зависимость пробивного напряжения (амплитуды переменного напряжения частотой 50 Гц) от зазора для однородного поля в воздухе при 20 °С и 760 мм рт. ст.

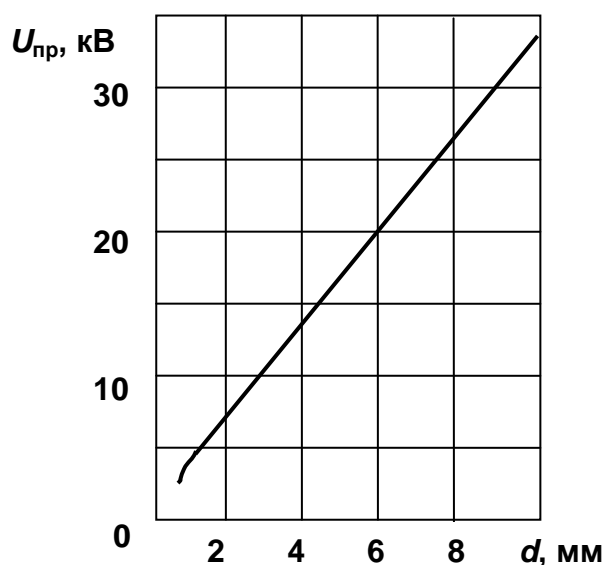


Рис. 2.6. Зависимость пробивного напряжения от величины зазора

Из теории электрического пробоя в газах также следует, что если одновременно с изменением давления меняется и расстояние между пластинами таким образом, что произведение давления на расстояние остается неизменным, то и пробивное напряжение не изменяется. В этом случае при выборе величины зазора необходимо пользоваться графиком, представленным на рис. 2.7.

С повышением частоты напряжение пробоя начинает снижаться и, дойдя до минимума на какой-то критической частоте, зависящей от длины воздушного промежутка (зазора между пластинами), при дальнейшем повышении частоты вновь возрастает и достигает значения, примерно равного напряжению пробоя на частоте 50 Гц.

На рис. 2.8 показана зависимость пробивного напряжения от величины зазора для частот от 100 до 300 МГц, а на рис. 2.9 – эта же зависимость для частоты 200 МГц при различных давлениях.

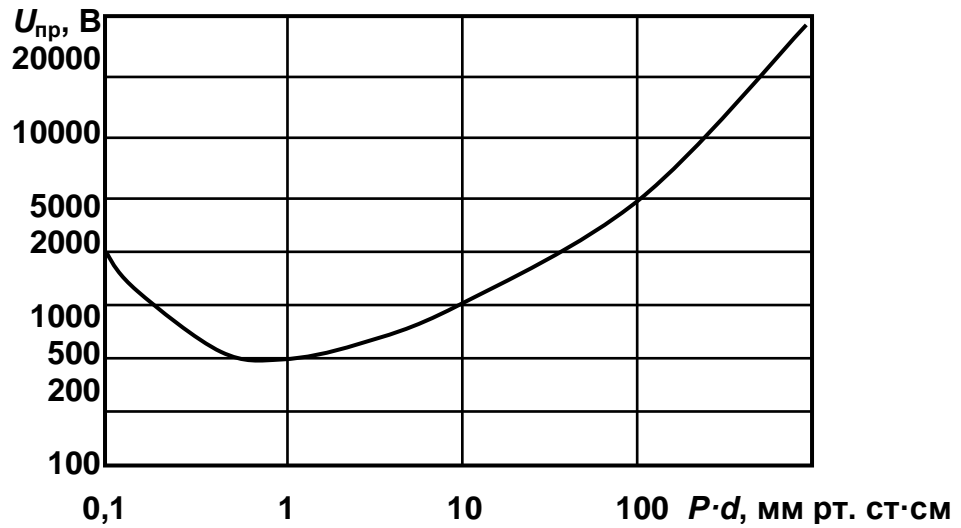


Рис. 2.7. Зависимость пробивного напряжения с учетом давления газа

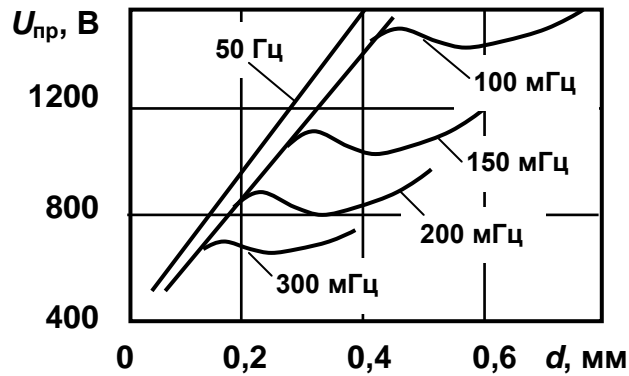


Рис. 2.8. Зависимость  $U_{пр}(d)$  для частот от 100 до 300 МГц

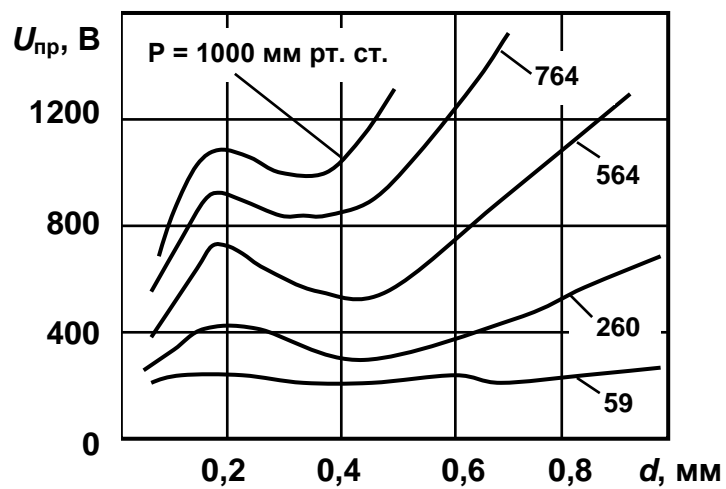


Рис. 2.9. Зависимость  $U_{пр}(d, P)$  для частоты 200 МГц

Приведенные примеры показывают, что точное определение зазора связано с определенными трудностями. Поэтому обычно расчет воздушного зазора, учитывающий пробивное напряжение, проводят лишь ориентировочно по кривым для напряжения частотой 50 Гц с учетом возможного снижения пробивного напряжения на высокой частоте (примерно в 2 раза), а затем уточняют при изготовлении конденсатора и проверке его работоспособности в реальных условиях.

Необходимо также отметить, что при напряжениях менее 200...250 В пробой через воздух невозможен при любых условиях, а это означает, что для напряжений ниже 200 В величину рабочего зазора определяют по конструктивно-технологическим соображениям и она не может быть менее 0,12 мм.

Величина ТКЕ конденсатора снижается при уменьшении рабочего зазора. Конденсаторы гетеродинов, задающих генераторов и других блоков РЭА, к которым предъявляются повышенные требования по температурной стабильности, должны иметь малый зазор, но их изготовление существенно затрудняется. Виброустойчивость конденсатора аналогично ТКЕ взаимосвязана с рабочим зазором.

Влияние влажности на емкость конденсатора начинает заметно сказываться при уменьшении зазора, а при зазоре порядка 0,1 мм может уже существенно изменить емкость конденсатора и даже в отдельных случаях привести к замыканию пластин.

*Выбор количества пластин.* Количество пластин ротора и статора  $n$  выбирают на основании следующих соображений. При большом количестве пластин длина конденсатора получается чрезмерно большой, а при малом возрастают размеры каждой пластины, что понижает их жесткость. В общем случае количество пластин рекомендуется выбирать так, чтобы длина конденсаторной секции была примерно равна среднему радиусу роторной пластины. Ориентировочно количество пластин можно выбрать из табл. 2.1.

Таблица 2.1

$C_{к.макс}$ , пФ	Количество пластин $n$
До 750	До 33
350...500	15...25
200...300	9...18
100...150	7...16
50...60	6...15
40...50	5...14
25...35	5...11
15...20	4...9
До 10	3...7

Если же в техническом задании на проектирование конденсатора заданы какие-либо ограничения по одному или двум габаритным размерам, то тогда количество пластин необходимо выбирать с учетом этих ограничений.

*Расчет формы пластин.* В общем случае, когда радиус ротора и радиус выреза в статоре – переменные величины (см. рис. 2.3, в), для расчета формы пластин можно использовать формулу

$$R_{\theta}^2 - r_{\theta}^2 = \frac{1440d}{1,11(n-1)} \cdot \frac{dc}{d\theta}. \quad (2.6)$$

Для переменного ротора (см. рис. 2.3, а)

$$R_{\theta} = \sqrt{r^2 + \frac{1440d}{1,11(n-1)} \cdot \frac{dc}{d\theta}}. \quad (2.7)$$

Для переменного радиуса выреза в статоре (см. рис. 2.3, б)

$$r_{\theta} = \sqrt{R^2 - \frac{1440d}{1,11(n-1)} \cdot \frac{dc}{d\theta}}. \quad (2.8)$$

**Прямоемкостный конденсатор** является самым простым и распространенным типом КПЕ. Емкость прямоемкостного конденсатора должна линейно возрастать при повороте ротора конденсатора, т.е. приращения емкости при повороте ротора на угол  $\Delta\theta$  должны быть одинаковыми при любом значении  $\theta$ . Соответственно должны быть одинаковыми приращения площади  $dS$  при любом угле  $\theta$ . Этому требованию удовлетворяет площадь кольцевого сектора с внутренним  $r$  и наружным  $R$  радиусами. Переменная часть емкости прямоемкостного конденсатора с углом поворота  $180^\circ$  может быть принята

$$C_{\text{перем}} = \frac{1,11(R^2 - r^2)(n-1)}{8d}.$$

Для максимального рабочего угла  $\theta_{\text{макс}}$ , отличного от  $180^\circ$ ,

$$C_{\text{перем}} = \frac{1,11(R^2 - r^2)(n-1)C_{\text{макс}}}{1440 \cdot d}.$$

Зависимость емкости переменного конденсатора от угла поворота определяется выражением

$$C = \frac{C_{\text{перем}} \theta}{\theta_{\text{макс}}} + C_{\text{мин}}.$$

При полукруглом роторе и полукруглом вырезе в статоре (рис. 2.10) производная емкости по углу будет величиной постоянной:

$$\frac{dC}{d\theta} = \frac{C_{\text{перем}}}{\theta_{\text{макс}}} = \text{const}.$$

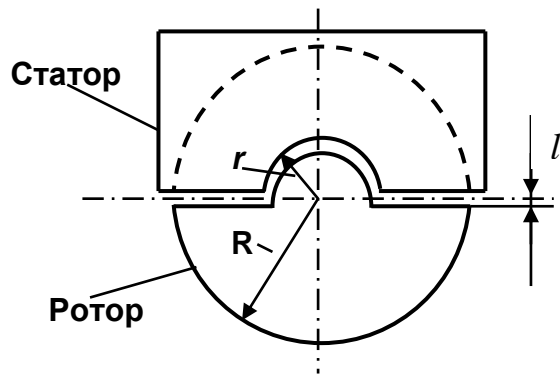


Рис. 2.10. Форма пластин ротора и статора прямоемкостного конденсатора

Если в конструкциях для уменьшения начальной емкости применяют параллельный срез пластин ротора и статора (рис. 2.10), то

$$C_{\text{перем}} = \frac{1,11(n-1)(R-r)}{8d} \left( R + r - \frac{4l}{\pi} \right).$$

**Прямочастотный конденсатор** осуществляет линейную зависимость изменения частоты колебательного контура от угла поворота (рис. 2.11). Основой расчета формы пластин при любой зависимости емкости от угла поворота ротора является определение  $\frac{dC}{d\theta}$ . Для прямочастотного конденсатора

$$\frac{dC}{d\theta} = \frac{2A^2 C_{\text{к.мин}}}{(A-\theta)^3}, \quad (2.9)$$

где  $A = \frac{K_f \theta_{\text{к.макс}}}{K_f - 1}$ ,  $K_f = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}}$  – коэффициент перекрытия по частоте.

Для расчета радиуса ротора или радиуса выреза статора значения  $\frac{dC}{d\theta}$  для различных углов (например через  $10^\circ$ ), вычисленные по формуле (2.9), необходимо подставить в формулы (2.7) и (2.8).

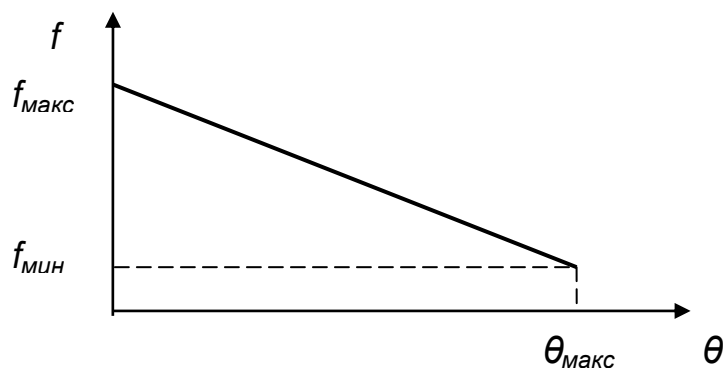


Рис. 2.11. Зависимость для прямочастотного конденсатора

**Прямоугольный конденсатор** осуществляет линейную зависимость изменения волны колебательного контура (рис. 2.12) от угла поворота. Для прямоугольного конденсатора

$$\frac{dC}{d\theta} = \frac{2C_{\text{к.мин}}(B + \theta)}{B^2},$$

где  $B = \frac{\theta_{\text{макс}}}{K_{\lambda} - 1}$ ;  $K_{\lambda} = \frac{\lambda_{\text{макс}}}{\lambda_{\text{мин}}}$  – коэффициент перекрытия по длине волны.

Дальнейший расчет прямоугольного конденсатора осуществляется аналогично расчету прямоугонотного.

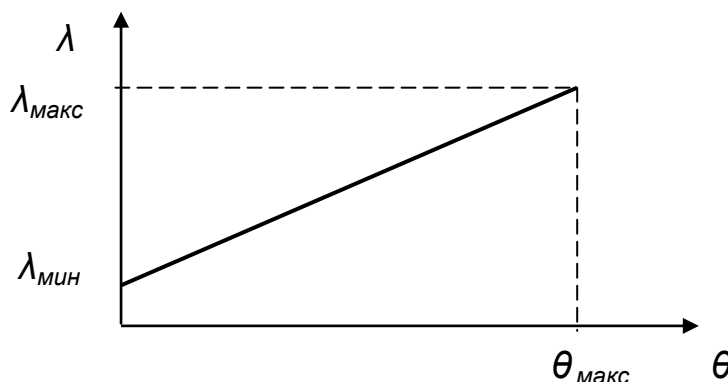


Рис. 2.12. Зависимость для прямоугонотного конденсатора

**Логарифмические конденсаторы.** Существуют два вида логарифмических конденсаторов: емкостно-логарифмические и частотно-логарифмические. В емкостно-логарифмических конденсаторах постоянной величиной по диапазону является относительное приращение емкости  $\frac{\Delta C}{C}$ , а в частотно-логарифмических – относительное приращение частоты  $\frac{\Delta f}{f}$ .

Зависимость емкости от угла поворота у емкостно-логарифмического конденсатора определяется по формуле

$$C = C_{\text{мин}} \cdot e^{a\theta},$$

где  $a = \frac{1}{\theta_{\text{макс}}} \ln \frac{C_{\text{макс}}}{C_{\text{мин}}}$ .

Соответственно производная емкости будет

$$\frac{dC}{d\theta} = aC_{\text{мин}} e^{a\theta}.$$

Для частотно-логарифмического конденсатора по аналогии с предыдущим

$$f = f_{\text{мин}} e^{b\theta'},$$

где 
$$b = \frac{1}{\theta'_{\text{макс}}} \ln \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}}.$$

Здесь  $f_{\text{макс}}$  и  $f_{\text{мин}}$  – максимальное и начальное значения частоты отсчета, соответствующие углам  $\theta'_{\text{макс}}$  и  $0^\circ$ .  $\theta'$  является дополнительным углом по отношению к принятому углу  $\theta$ , возрастанию которого соответствуют увеличение  $C$  и уменьшение  $f$ :

$$\theta' = \theta_{\text{макс}} - \theta.$$

После несложных преобразований получаем

$$\frac{dC}{d\theta} = 2bC_{\text{к.мин}} K_f^2 e^{-2b(\theta_{\text{макс}} - \theta)}.$$

Значения  $\frac{dC}{d\theta}$  для различных углов подставляем в формулу (2.7), (2.8) или (2.6) и находим радиусы ротора либо выреза статора.

**Косинусоидальный конденсатор.** Иногда в радиоаппаратуре применяется конденсатор переменной емкости, емкость которого в зависимости от угла поворота должна изменяться по косинусоиде:

$$C = C_{\text{мин}} + \frac{C_{\text{перем}}}{2} (1 - \cos \theta).$$

Появление косинусоидальных конденсаторов было вызвано необходимостью осуществить сопряжение контуров, настраиваемых переменными конденсаторами и вариометрами.

С учетом того, что

$$C_{\text{перем}} = C_{\text{к.мин}} (K_f^2 - 1),$$

производная емкости по углу будет

$$\frac{dC}{d\theta} = \frac{C_{\text{к.мин}} (K_f^2 - 1) \sin \theta}{2}.$$

Из последней формулы следует, что наибольшая производная, а следовательно, и максимальный радиус ротора (для конденсатора с переменным радиусом ротора) будут при  $90^\circ$ . Форма ротора оказывается симметричной относительно угла  $90^\circ$ , и направление вращения у такого конденсатора не имеет значения.

### 2.3. Расчет конденсаторов с углом поворота больше $180^\circ$

В конденсаторах с углом поворота, превышающим  $180^\circ$ , очертания ротора и статора не могут быть простыми окружностями даже для самого простого случая прямоемкостного конденсатора (рис. 2.13). Угол поворота более  $180^\circ$  для КПЕ может быть реализован при рабочем угле ротора до  $270^\circ$  и более. При этом статор будет иметь рабочий угол  $\theta_{\text{стат}} = 360^\circ - \theta_{\text{рот}}$ .

Рабочий угол таких КПЕ может быть теоретически любым, но угол  $30^\circ$

является предельным, так как при дальнейшем его уменьшении площадь статора становится предельно малой, а габариты конденсаторной секции сильно возрастают.

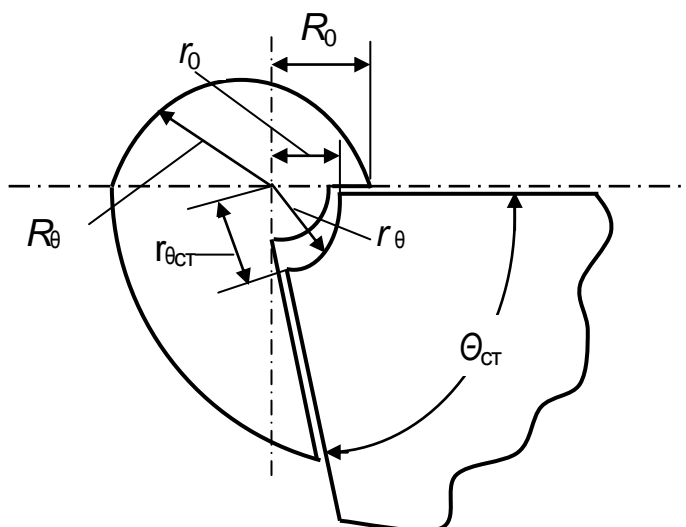


Рис. 2.13. Конденсаторы с углом поворота, превышающим  $180^\circ$

Введем следующие обозначения:  $\theta_{ст}$  – конструктивный угол статора;  $r_0$  – начальный радиус выреза в статоре;  $r_{\theta_{ст}}$  – конечный радиус выреза в статоре;  $\theta$  – текущий угол;  $r_{\theta}$  – текущий радиус выреза в статоре;  $R_0$  – начальный радиус ротора;  $R_{\theta}$  – текущий радиус ротора.

При расчете формы пластин конденсаторов с рабочим углом поворота больше  $180^\circ$  необходимо учитывать два участка переменного радиуса ротора: для углов, меньших, чем конструктивный угол статора, и больших, чем конструктивный угол статора.

Изменение емкости на первом участке происходит так же, как и в обычных конденсаторах. Здесь площадь перекрытия пластин определяется изменением радиуса ротора и угла перекрытия пластин. После того, как угол поворота ротора превысит  $\theta_{ст}$ , угол перекрытия пластин будет оставаться равным  $\theta_{ст}$ . После этого увеличение площади перекрытия будет происходить только в результате изменения радиусов ротора. Входящая часть площади должна быть больше выходящей на величину приращения площади, необходимой для обеспечения заданного закона изменения емкости.

Для устранения скачка емкости в момент выхода начального радиуса ротора  $R_0$  из статора нужно, чтобы  $R_0 = r_{\theta_{ст}}$ . Закон изменения радиуса статора от  $r_0$  до  $r_{\theta_{ст}}$  может быть произвольным, но наиболее приемлемым для расчета будет такой, при котором  $r_{\theta}^2$  возрастает по линейному закону.

При расчете радиуса ротора для углов, меньших  $\theta_{ст}$ , учитывая

конструктивные ограничения, выбираем  $r_0$  и, определив значение  $\frac{dC}{d\theta}$  для угла  $\theta = 0^\circ$ , получаем

$$R_0 = \sqrt{r_0^2 + \frac{1440d}{1,11(n-1)} \left| \frac{dC}{d\theta} \right|_{\theta=0}}.$$

Учитывая условие линейного изменения  $r_\theta^2$  от  $r_0^2$  до  $R_0^2$ , находим значения  $r_\theta^2$  (и, следовательно,  $r_\theta$ ) для ряда углов в пределах от  $0^\circ$  до  $\theta_{ст}$  (например через  $10^\circ$ ), после чего по формуле (2.2) определяем  $R_\theta$ .

При расчете радиуса ротора для углов, больших  $\theta_{ст}$ ,

$$R_\theta = \sqrt{R_{\theta-\theta_{ст}}^2 + \frac{1440d}{1,11(n-1)} \cdot \frac{dC}{d\theta}}.$$

Следовательно, определив предварительно значения  $R_0^2$  для углов от  $\theta = 0^\circ$  до  $\theta = \theta_{ст}$ , можно рассчитать радиус для углов от  $\theta = \theta_{ст}$  до  $\theta = 2\theta_{ст}$ , затем для углов  $2\theta_{ст} < \theta < 3\theta_{ст}$  и т.д.

## 2.4. Температурный коэффициент емкости

Поскольку ТКЕ всего конденсатора описывается выражением  $\alpha_c = \alpha_c(C_{мин}) + \alpha_c(C_{перем})$ , причем  $\alpha_c(C_{мин}) \ll \alpha_c(C_{перем})$ , можно положить, что  $\alpha_c \approx \alpha_c(C_{перем})$ . Для практических целей последний коэффициент можно найти из выражения

$$\alpha_c \approx \alpha_\epsilon + \frac{\alpha_{мп}(2d+h) - \alpha_B(d+h)}{d},$$

где  $h$  – толщина пластины;  $d$  – расстояние между пластинами;  $\alpha_{мп}$  – температурный коэффициент расширения материала пластин;  $\alpha_B$  – температурный коэффициент расширения материала втулки.

Значение  $\alpha_c$  для конденсаторов переменной емкости, используемых в радиоаппаратуре, имеет величину  $10^{-6} \dots 10^{-5} \text{ 1/}^\circ\text{C}$ .

## 2.5. Элементы конструкции конденсаторов переменной емкости

*Секции ротора и статора* являются основными элементами конструкции конденсаторов. Они могут быть изготовлены из цельной заготовки металла (одной пластины) либо собраны из отдельных пластин, закрепленных тем или иным способом на оси, втулке или колонке.

Секции ротора или статора выполняются из цельного куска металла в том случае, если к ним предъявляются жесткие требования с точки зрения

стабильности и надежности электрического и механического контактов. Однако этот способ имеет ряд недостатков: трудно сделать пластину толщиной менее 1 мм, зазор – менее 0,6 мм, а также выполнить заданный закон изменения емкости. В основном подобные секции изготавливают из алюминиевого сплава, значительно реже – из латуни.

Сборка секции из пластин на гильзах, втулках или колонках с отдельными промежуточными шайбами считается одним из простых вариантов. В то же время такая сборка требует либо очень высокой точности изготовления шайб по высоте и пластин по толщине, либо калибровки шайб и пластин по группам. Поэтому указанный вариант применяется лишь при сравнительно небольшом количестве пластин в секции и больших зазорах. Наиболее распространенным вариантом является изготовление пластин, шайб и гильз из одного материала.

Для сборки секций ротора и статора применяется также расчеканка пластин. Надежность крепления пластин при расчеканке недостаточна, стабильность конденсаторов понижается, поэтому для стабильных конденсаторов и конденсаторов, работающих в диапазонах УКВ и ДЦВ, данный способ сборки не применяется. Однако способ расчеканки наиболее приемлем для массового производства.

Обычно материалом для изготовления пластин служит алюминий, а для оси и втулок – латунь или сталь.

Изготовление секций ротора и статора конденсаторов профессиональной радиоаппаратуры осуществляется пайкой пластин. При этом обеспечиваются надежный электрический контакт и прочное механическое соединение пластин с осью. Для пластин и втулок применяется один и тот же материал, а также допускается использование более тонких пластин и меньших зазоров по сравнению с цельнофрезерованными секциями или секциями, собранными на шайбах.

Широкое применение нашел способ соединения пластин, который называется отбортовкой. При отбортовке пластин так же, как и при расчеканке, имеют место пластические изменения форм пластин и наличие остаточных и упругих деформаций. Однако отбортовка пластин обеспечивает более прочную посадку пластин на ось и более надежный электрический контакт.

Отбортованные секции имеют большую температурную стабильность, более "чистый" технологический процесс изготовления, меньшую стоимость (отсутствие олова).

В настоящее время существует ряд других способов соединения пластин в секции, которые не получили широкого распространения.

*Подвижная система конденсаторов* состоит из оси и направляющих вращения – подшипников. Конструкции подвижной системы различаются в основном по месту расположения и типу применяемых подшипников. Имеются конденсаторы с разнесенными подшипниками и конденсаторы консольного типа.

Наиболее простым типом подшипников является цилиндрический

подшипник скольжения. Однако даже при изготовлении деталей по высокому классу точности этому типу подшипников свойственно наличие осевых и радиальных люфтов.

У шариковых подшипников почти отсутствуют люфты, меньший момент вращения, они не чувствительны к перекосу оси до нескольких градусов.

В конденсаторах широко применяются конструкции насыпных шариковых подшипников качения. Обычно такой подшипник устанавливается только с одной стороны конденсатора, а с противоположной – шаровой подшипник. Такие подшипники используются в основном лишь в конденсаторах широкополосной аппаратуры.

В конструкциях конденсаторов переменной емкости повышенной стабильности широко применяются стандартные шарикоподшипники. Они имеют большую долговечность, более точный ход, меньший момент вращения и, что особенно важно, меньший момент трогания, чем насыпные подшипники.

Различие вариантов обусловлено электрически конструктивной схемой конденсатора, применяемым типом подшипника, материалом корпуса и способом крепления пластин ротора на оси. Оси могут быть как металлическими, так и керамическими. Материалом для осей могут служить алюминий, сталь, латунь, керамика.

*Токосъем.* Существуют три основных варианта конструкции токосъемов: с трущимся контактом; гибкие; емкостные.

Наибольшее распространение имеют токосъемы с трущимся контактом. В таких токосъемах переходное сопротивление скользящего контакта должно быть по возможности мало (меньше 0,01 м) и оставаться постоянным в процессе эксплуатации. Собственная индуктивность таких токосъемов также должна быть минимальной. Материалом пружины обычно служит либо бронза, либо твердая латунь.

Для уменьшения величины контактного сопротивления токосъема иногда применяются токосъемы в виде гибкого контакта, припаянного с одной стороны к ротору, а с другой – к корпусу. Это либо спиральный токосъем, либо токосъем в виде гибкого проводника, вплаиваемого в отверстия, высверленные в оси ротора. Существенными недостатками таких токосъемов являются большая собственная индуктивность и малая механическая прочность. Поэтому они имеют ограниченное применение.

Для осуществления бесконтактного токосъема применяются емкостные токосъемы. В этом случае рядом с основной секцией ротора располагается дополнительная с роторными пластинами круглой формы. Этот ротор соединяется с ротором рабочей секции, а статор изолируется от статора рабочей секции и служит выводом ротора. При вращении ротора емкость дополнительной секции остается постоянной, а изменяется лишь общая емкость последовательно соединенных основной и дополнительной секций. Такие токосъемы преимущественно применяются на УКВ.

### 3. ПОТЕНЦИОМЕТРЫ

Габаритные размеры проволочных потенциометров зависят от максимальной величины общего омического сопротивления, точности воспроизведения заданной функции и максимально допустимого теплового режима.

Расчет потенциометра сводится к расчету его сопротивления. При этом определяют форму и размеры каркаса, на котором наматывается сопротивление, диаметр и марку провода обмотки, количество витков, шаг намотки и пр. Максимально допустимый тепловой режим зависит от теплостойкости применяемых материалов, температуры окружающей среды и, как следствие этого, от максимально допустимой мощности рассеяния и температуры перегрева, которая в значительной степени зависит от правильности выбора соотношения площади поверхности обмотки потенциометра к его объему. С другой стороны, выбранные габаритные размеры должны обеспечивать возможность получения максимального значения общего сопротивления потенциометра.

Основные величины, характеризующие потенциометр:

- $R_0$  – общее сопротивление, Ом;
- $l_0(\alpha_0)$  – рабочая длина каркаса или рабочий угол поворота движка потенциометра (максимальное перемещение движка), мм или град;
- $D_0$  – средний расчетный диаметр каркаса, мм;
- $H$ , – высота каркаса линейного потенциометра, мм;
- $b$  – ширина или толщина каркаса, мм;
- $d$  – диаметр провода обмотки без изоляции, мм;
- $d_n$  – диаметр провода обмотки с изоляцией, мм;
- $\rho$  – удельное сопротивление материала провода, Ом · мм<sup>2</sup>/м;
- $t$  – шаг намотки, т. е. расстояние между серединами двух соседних витков, мм;
- $n$  – количество витков обмотки.

Величины  $\alpha_0$ ,  $D_0$  и  $l_0$  связаны соотношением

$$l_0 = (\pi D_0 \alpha_0) / 360, \quad (3.1)$$

а величины  $l_0$ ,  $n$  и  $t$  – соотношением

$$l_0 = nt. \quad (3.2)$$

На практике обычно принимают

$$t = d_n + (0,012 \dots 0,015) \text{ мм}, \quad (3.3)$$

поэтому после замены в формуле (3.2)  $t$  с учетом  $d_n$

$$l_0 = n[d_n + (0,012 \dots 0,015)]. \quad (3.4)$$

Одной из основных величин, характеризующих потенциометр, является его максимальная относительная погрешность (в процентах)

$$\delta = 0,5 \delta_p + \delta_T, \quad (3.5)$$

где  $\delta_p = (100/n)\%$  – разрешающая способность; величина  $0,5\delta_p$  определяет предел точности данного потенциометра;  $\delta_T$  – суммарная технологическая погрешность, зависящая от конструкции потенциометра и совершенства технологии его изготовления.

Выбрав  $\delta_T$ , исходя из конструкции и технологии с учетом требований к общей ошибке  $\delta$ , можно определить количество витков

$$n = 100/\delta_p = 50/(\delta - \delta_T). \quad (3.6)$$

### 3.1. Расчет линейных потенциометров

Линейный потенциометр характеризуют конструктивные  $D_0, \alpha_0, H, b, \delta_T$  и схемные (электрические)  $R_0, \rho, \delta, d, d_n$  величины (если известно  $d$ , то по справочнику находим  $d_n$ ), которые через промежуточные величины  $l_0, t, n, l_B, \delta_B$  связаны зависимостью

$$\begin{aligned} l_0 &= (\pi D_0 \alpha_0) / 360 = nt = n[d_n + (0,012 \dots 0,015)] = \\ &= 50[d_n + (0,012 \dots 0,015)] / (\delta - \delta_T) \text{ мм.} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Длина витка определяется как

$$l_B \approx 2(H + b). \quad (3.8)$$

Иногда длину витка вычисляют по более сложным формулам, например

$$l_B = 2[H - b + \pi(b + d_n)/2]. \quad (3.9)$$

При этом исходят из того, что на каркасе выполнено закругление радиусом  $b/2$ . Однако, учитывая малую толщину каркаса (1–3 мм), нельзя рассчитывать на точное выполнение закругления и плотное облегание провода обмотки на этих закруглениях. Поэтому формула (3.9) дает несколько заниженную длину витка. Принимая во внимание, что эта формула также приближенная, рекомендуется пользоваться более простой формулой (3.8).

С другой стороны, длина витка может быть определена как

$$l_B = \frac{R_0 \pi d^2}{4n\rho}, \quad (3.10)$$

тогда

$$l_B \approx 2(H + b) = (R_0 \pi d^2) / (4n\rho) = (\delta_p R_0 \pi d^2) / (400\rho) = \\ = ((\delta - \delta_T) R_0 \pi d^2) / (200\rho). \quad (3.11)$$

Приравняв выражения (3.8) и (3.10), можно рассчитать высоту каркаса

$$H = \frac{\pi R_0 d^2}{8n\rho} - b. \quad (3.12)$$

Общее сопротивление обмотки

$$R_0 = \frac{8(H + b)n\rho}{\pi d^2}. \quad (3.13)$$

Сопротивление одного витка определяют по формуле

$$R_B = R_0 / n. \quad (3.14)$$

Итак, для девяти величин, характеризующих потенциометр, имеем два уравнения (3.7) и (3.11), связывающих эти величины. Таким образом, при расчете линейного потенциометра нужно выбрать семь остальных величин. При этом следует учитывать, что выбор удельного сопротивления  $\rho$  ограничен. Зная требования к габаритам и теплоустойчивости потенциометра, можно выбрать марку провода и соответствующую величину удельного сопротивления. Поэтому после выбора намоточной проволоки нужно задать остальные шесть величин.

При выборе диаметра и марки провода кроме габаритных размеров и общего сопротивления для обеспечения стабильной работы потенциометра необходимо знать также его тепловой режим. Плотность тока не должна превышать  $10 \text{ А/мм}^2$ . Как известно,

$$j = 4I / \pi d^2 \quad (3.15)$$

и

$$I = \sqrt{\frac{P}{R_0}}, \quad (3.16)$$

где  $j$  – плотность тока,  $\text{А/мм}^2$ ;  $I$  – сила тока,  $\text{А}$ ;  $P$  – мощность рассеяния,  $\text{Вт}$ .

Из (3.15) и (3.16) следует, что диаметр провода

$$d = \sqrt[4]{\frac{16P}{\pi^2 j^2 R_0}},$$

откуда

$$d = 0,364 \sqrt[4]{\frac{P}{R_0}}. \quad (3.17)$$

Полученное значение диаметра провода должно быть округлено до ближайшего диаметра, указанного в ГОСТе.

### 3.2. Расчет функциональных резисторов

Функция потенциометра может быть задана в аналитическом или графическом (табличном) виде. Очевидно, что конструктору необходимо знать, в каком режиме должен работать потенциометр, т. е. на какое сопротивление будет подаваться с него напряжение: бесконечно большое (холостой ход) или конечное сопротивление нагрузки. Если потенциометр нагружен, то до начала расчета следует перейти от заданной функциональной зависимости к новой, учитывающей сопротивление нагрузки.

Расчет функционального потенциометра целесообразно разбить на две части:

1. *Расчет эквивалентного линейного потенциометра*, имеющего такие же, как у проектируемого функционального, основные величины  $D_0$ ,  $\alpha_0$ ,  $b$ ,  $R_0$ ,  $\rho$ ,  $d$ ,  $\delta$  и  $\delta_T$ .

В результате этого расчета найдем величину  $H$ , т. е. высоту каркаса эквивалентного линейного потенциометра. Эта часть расчета может быть выполнена способом, изложенным выше.

2. *Расчет профиля каркаса*. Рассмотрим расчет функционального потенциометра с плоским профильным каркасом. Закон изменения сопротивления этого потенциометра должен соответствовать заданной функциональной зависимости. Соответствие определяется формой выреза каркаса, т. е. его профилем (рис. 3.1).

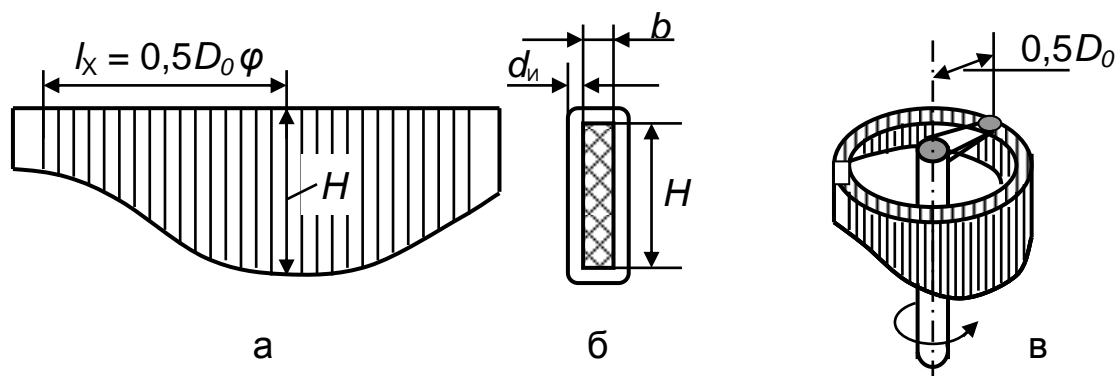


Рис. 3.1. Каркас функционального потенциометра с непрерывной намоткой: а – пластина с обмоткой; б – сечение пластины с обмоткой; в – изогнутый каркас

Путь, который проходит скользящий движок от начала обмотки,

$$l_x = 0,5D_0 \varphi ,$$

где  $D_0$  – средний расчетный диаметр каркаса;  $\varphi$  – полный угол поворота оси с движком.

При перемещении движка на расстояние  $\Delta l_x$  сопротивление потенциометра изменится на величину  $\Delta R$ .

Для значений  $\Delta l_x$  можно записать, что

$$\Delta R = \frac{dR}{dx} \Delta l_x.$$

При перемещении движка на один виток

$$\Delta R = \frac{dR}{dl_x} d_{и}.$$

Разделив полученное значение  $\Delta R$  на погонное сопротивление провода  $\rho' = \frac{\rho}{S} = \frac{4\rho}{\pi d^2}$ , получим длину одного витка

$$l_B = \frac{dR}{dl_x} \frac{d_{и}}{\rho'}. \quad (3.18)$$

Эта же длина витка может быть выражена через геометрические размеры каркаса по формуле (3.8).

Приравняв полученные двумя методами выражения длины витка, найдем

$$\frac{dR}{dl_x} \frac{d_{и}}{\rho'} = 2(H + b),$$

откуда высота каркаса

$$H = \frac{dR}{dl_x} \frac{d_{и}}{2\rho'} - b. \quad (3.19)$$

Если для кольцевого каркаса  $dl_x$  заменить на  $0,5D_0\varphi$ , то выражение (3.19) примет вид

$$H = \frac{1}{D_0} \frac{d_{и}}{\rho'} \frac{dR}{d\varphi} - b. \quad (3.20)$$

Поскольку функция задается в виде  $y = f(\psi)$  и непосредственно из нее получить производную  $dR/d\varphi$  нельзя, то целесообразно  $dR/d\varphi$  представить в таком образом:

$$\frac{dR}{d\varphi} = \frac{dR}{dy} \frac{dy}{d\psi} \frac{d\psi}{d\varphi}.$$

Производную  $dR/dy$  можно определить из уравнения

$$R = \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} y ,$$

откуда

$$\frac{dR}{dy} = \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} .$$

Производную  $dy/d\psi$  можно найти непосредственно из уравнения заданной функции. Величину  $d\psi/d\varphi$  принимают постоянной, т. е.

$$\frac{d\psi}{d\varphi} = \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} = \text{const} .$$

Таким образом,

$$\frac{dR}{d\varphi} = \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} \frac{dy}{d\psi} .$$

После подстановки полученного выражения в формулу (3.20) будем иметь

$$H = \frac{1}{D_0} \frac{d_{II}}{\rho'} \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} \frac{dy}{d\psi} - b . \quad (3.21)$$

В целях упрощения формулы введем обозначение

$$a = \frac{1}{D_0} \frac{d_{II}}{\rho'} \frac{R_{\max}}{[f(\psi)]_{\max}} \frac{\psi_{\max}}{\varphi_{\max}} .$$

Тогда получим

$$H = a \frac{dy}{d\psi} - b . \quad (3.22)$$

При малой толщине каркаса для предварительных расчетов часто пользуются упрощенной формулой

$$H = a \frac{dy}{d\psi} , \quad (3.23)$$

которая показывает, что форма профиля каркаса зависит от производной функции, воспроизводимой с помощью потенциометра. Например, если дана функция  $y = t^2$ , то ее производная  $dy/dt = 2t$ , следовательно, высота каркаса определяется из уравнения  $H = 2at$ . График этой функции и профиль каркаса, имеющий форму треугольника, показаны на рис. 3.2, а. Для функции  $y = \sin \alpha$  высота каркаса вычис-

ляется из уравнения  $H = a \cos \alpha$ , т. е. профиль каркаса будет иметь вид косинусоиды (см. рис. 3.2, б).

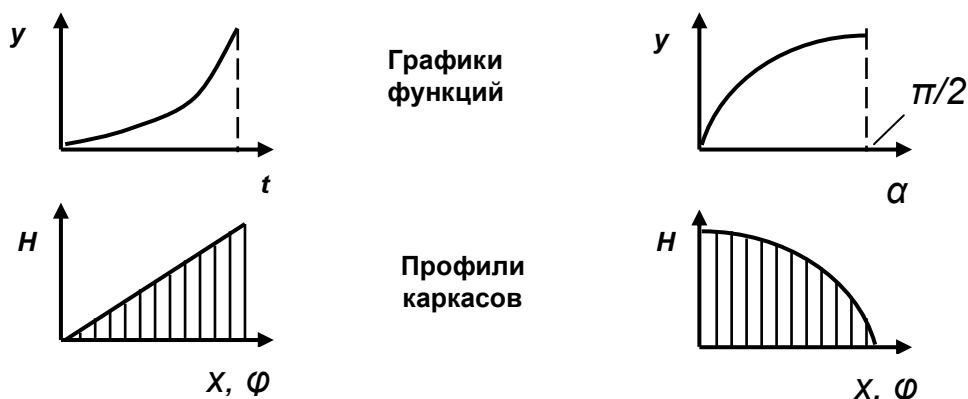


Рис. 3.2. Графики функций и соответствующие им профили каркасов потенциометров:  
а – функция  $y = t^2$ ; б – функция  $y = \sin \alpha$

Следует иметь в виду, что для окончательного определения профиля каркаса необходимо пользоваться формулой (3.21) или (3.22) и выполнять расчет по следующему алгоритму.

Изначально следует задать переменную  $\psi$  в числовом диапазоне от 0 до 15 и построить график функции  $H(\psi)$ , затем выбрать интервал, отвечающий наиболее подходящей форме изменения профиля. Как правило,  $\psi_{min}$  может находиться в пределах 1...5,  $\psi_{max}$  – в пределах 3...10.  $\psi_{min}$  соответствует нулевому углу поворота ползунка, а  $\psi_{max}$  – максимальному.

Если интервал изменения высоты каркаса функционального резистора не менее 3 мм и не более  $D_0$ , то значения параметра  $\psi$  выбраны оптимально для данной конструкции.

Высота кольцевого каркаса зависит также от диаметров обмоточного провода и самого каркаса. С увеличением диаметра провода увеличивается отношение  $d_w/\rho$ , следовательно, и высота каркаса. Увеличение диаметра каркаса тоже ведет к увеличению его высоты.

Провод на каркас потенциометра можно наматывать на намоточном станке или вручную. При намотке на станке витки провода укладываются перпендикулярно прямолинейному срезу каркаса. Чтобы при этом витки не сползли с его профильного среза (так как расстояние между центрами соседних витков на профильном срезе больше, чем на прямолинейном), их закрепляют изоляционным лаком. При ручной намотке прямолинейный и профильный срезы каркаса, заполненные одним и тем же количеством витков, имеют одинаковую длину, в результате чего витки ложатся неперпендикулярно прямолинейному срезу каркаса. Наклон намотки изменяется при переходе от витка к витку.

## 4. ЛИНИИ ЗАДЕРЖКИ

Искусственные линии в импульсной технике используются для формирования импульсов и задержки их во времени.

### 4.1. Основные характеристики и виды линий задержки

*Формирующие линии* применяются, как правило, в модуляторах мощных импульсных станций для получения стабильных по длительности импульсов высокого напряжения.

*Линии задержки (ЛЗ)* – элементы ЭА, предназначенные для номинальной временной задержки выходных видеоимпульсов относительно входных (рис. 4.1).

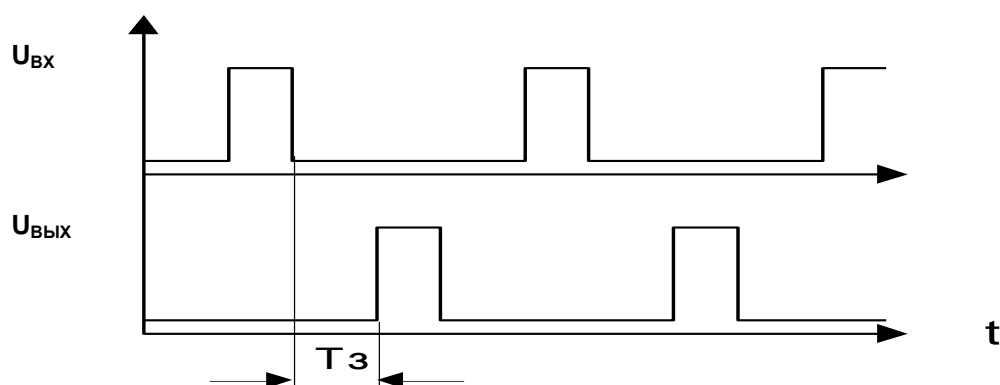


Рис. 4.1. Задержка видеоимпульсов

*Электрические ЛЗ* предназначены для задержки видеоимпульсов от единиц наносекунд до десятков микросекунд. Они подразделяются на *однородные* (с распределенными элементами) и *линии с сосредоточенными параметрами*.

На принципиальных электрических схемах ЛЗ обозначаются прописными буквами ЕТ с порядковым числовым или буквенным индексом (рис. 4.2). Как правило, указывается марка ЛЗ.

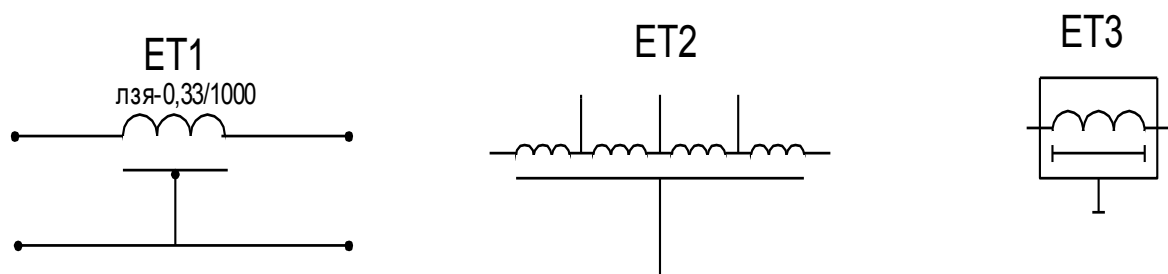


Рис. 4.2. Обозначения линий задержки на схемах

Для создания задержек наносекундной длительности используют линии с распределенными элементами (двухпроводные, коаксиаль-

ные, спиральные). Для этих линий вводятся понятия распределенных (погонных) индуктивности ( $L_0$ ) и емкости ( $C_0$ ) (рис. 4.3). Если длина линии  $l$ , то ее индуктивность  $L = l \cdot L_0$ , а емкость  $C = l \cdot C_0$ .

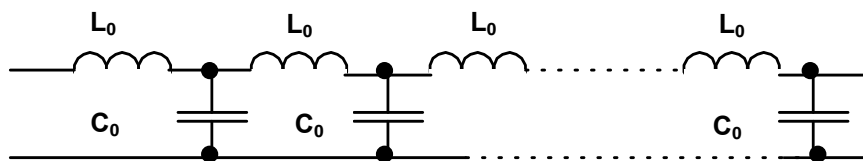


Рис. 4.3. Эквивалентная схема однородной линии задержки

К основным параметрам линий задержек относят волновое сопротивление однородной линии  $W = (L/C)^{1/2}$ , а также время задержки  $T_3 = (LC)^{1/2} = l(L_0 C_0)^{1/2}$ .

Для увеличения времени задержки и волнового сопротивления используют спиральные ЛЗ с ферритовым стержнем. При этом  $W_c = W\sqrt{\mu}$ ,  $T_{3c} = T_3\sqrt{\mu}$ , где  $\mu$  – магнитная проницаемость материала стержня.

Для получения  $T_3$  от долей до десятков микросекунд рационально использовать ЛЗ с сосредоточенными параметрами (рис. 4.4).

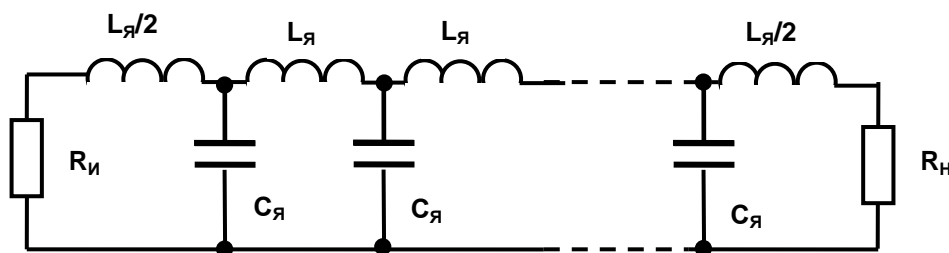


Рис. 4.4. Линия задержки с сосредоточенными параметрами

В этом случае  $W = (kL_я / kC_я)^{1/2} = (L_я / C_я)^{1/2}$ ,  $T_3 = k(L_я \cdot C_я)^{1/2}$ , где  $L_я$  и  $C_я$  – соответственно индуктивность катушки и емкость конденсатора одной ячейки (звена);  $k$  – количество ячеек сосредоточенных элементов.

Частотные свойства ЛЗ характеризуют амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики (рис. 4.5).

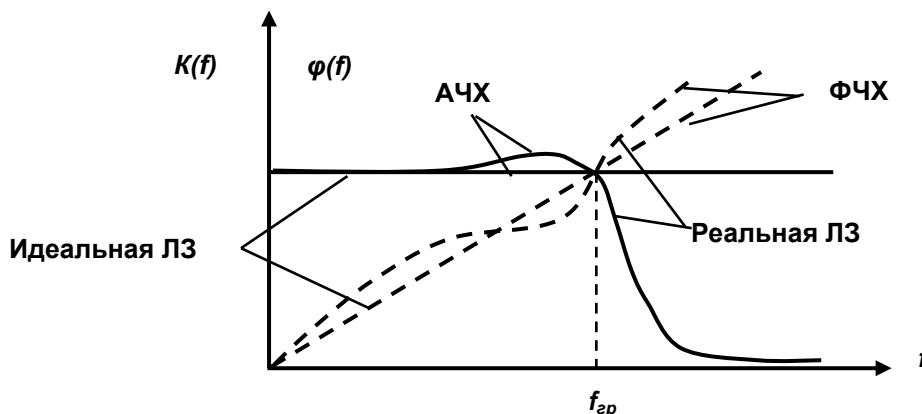


Рис. 4.5. Частотные характеристики идеальной и реальной ЛЗ

Количественное описание частотных свойств ЛЗ адекватно соотношениям для многосвязных фильтров низкой частоты.

Искажение формы прямоугольных импульсов при прохождении их через ЛЗ характеризует длительность фронта выходного импульса.

Если задано требуемое значение длительности фронта выходного импульса  $\tau_{\text{ф}}$ , то допустимое количество ячеек  $k = 1,2 (T_3 / \tau_{\text{ф}})^{3/2}$ , а полоса пропускания  $\Delta f = 1 / (\pi \cdot (L_{\text{я}} \cdot C_{\text{я}})^{1/2} \cdot k^{1/3})$ .

Равенство выходного сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки волновому сопротивлению ЛЗ соответствует согласованному режиму работы линии задержки ( $R_{\text{и}} = W$ ;  $R_{\text{н}} = W$ ).

Если условие согласования не выполняется, то в линии задержки возникают отраженные волны с коэффициентами отражения на входе  $K_{\text{вх}} = (R_{\text{и}} - W) / (R_{\text{и}} + W)$  и выходе  $K_{\text{вых}} = (R_{\text{н}} - W) / (R_{\text{н}} + W)$ .

При  $R_{\text{и}} = W$ ,  $R_{\text{н}} = 0$  получают  $K_{\text{вых}} = -1$  и отраженный сигнал отрицательной полярности, а при  $R_{\text{и}} = W$ ,  $R_{\text{н}} = \infty$  (линия разомкнута на выходе) –  $K_{\text{вых}} = 1$  и отраженный сигнал положительной полярности. Эти свойства ЛЗ используют для аналогового формирования импульсов сложной формы.

Ультразвуковые линии задержки применяются, когда необходимо получить  $T_3$  от десятков микросекунд до единиц миллисекунд. В этих ЛЗ последовательно происходят преобразование электрических колебаний в акустические, создание задержки  $T_3 = L / V_{\text{ср}}$  ( $L$  – путь волны в среде и  $V_{\text{ср}}$  – скорость распространения в рабочей среде), обратное преобразование в электрический сигнал (рис. 4.6).

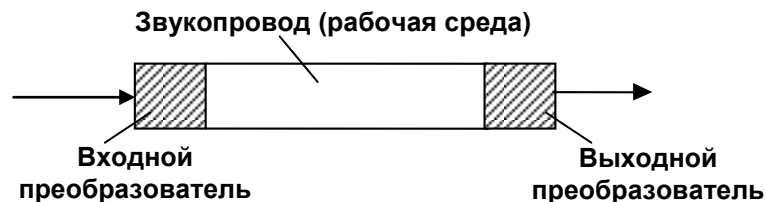


Рис. 4.6. Основные элементы ультразвуковой ЛЗ

Преобразователи из пластин пьезокерамики или кварца используют прямой и обратный пьезоэлектрические эффекты. Эти ЛЗ обозначаются на принципиальных схемах так, как показано на рис. 4.7.

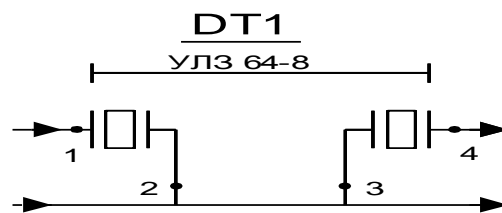


Рис. 4.7. Обозначение пьезоэлектрических ЛЗ

Магнитоотрицательные линии задержки используют прямое и обратное явления магнитоотрицательности в ферромагнетиках. Принцип работы таких ЛЗ и их обозначение на схемах показаны на рис. 4.8.

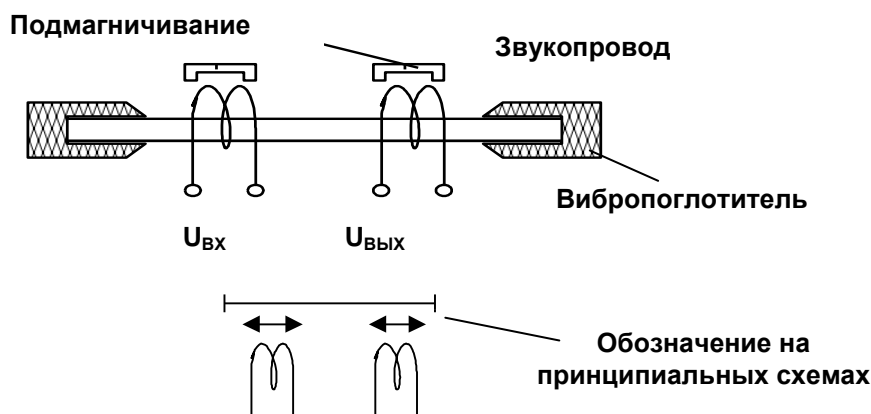


Рис. 4.8. Магнитоотрицательные ЛЗ

Для этого типа линий задержки характерны большие потери на преобразование и узкая полоса частот. Их преимущества: возможность плавно изменять время задержки, простота конструкции, малые температурные влияния и малая стоимость.

#### 4.2. Расчет линии задержки с сосредоточенными параметрами

*Исходные данные:*

- $T_3$  – требуемое время задержки;
- $R_H$  – сопротивление нагрузки;
- $\tau_{\phi}$  – заданное значение длительности фронта выходного импульса;
- $U$  – амплитуда напряжения в импульсе.

*Требуется определить:*

- $k$  – количество звеньев ЛЗ;
- $C_{я}$  – емкость конденсатора ячейки;
- $L_{я}$  – индуктивность ячейки.

*Порядок расчета:*

1. Определить количество ячеек, обеспечивающих необходимое значение  $T_3$  при заданной величине  $\tau_{\phi}$ , по формуле

$$k = 1,2 (T_3 / \tau_{\phi})^{3/2}.$$

2. Выбрать  $W = R_H$ . Равенство выходного сопротивления источника сигнала и сопротивления нагрузки волновому сопротивлению ЛЗ соответствует согласованному режиму работы линии задержки.

3. Рассчитать требуемую емкость конденсатора ячейки  $C_{я}$ , решив систему уравнений  $W = (L_{я} / C_{я})^{1/2}$ ,  $T_3 = k(L_{я} \cdot C_{я})^{1/2}$ , откуда

$$C_{я} = T_3 / (k \cdot W) = T_3 / (k \cdot R_H).$$

По полученному значению  $C_{я}$  подобрать ближайший номинал емкости конденсатора из стандартизованных рядов.

4. Используя значение емкости конденсатора одной ячейки, вычислить индуктивность одной ячейки ЛЗ по формуле  $L_{я} = W^2 \cdot C_{я}$ .

Следующим этапом проектирования являются выбор конструкции и расчет параметров катушек с индуктивностью  $L_{я}$ . Для большинства конструкторских решений допустимо использование однослойных цилиндрических катушек индуктивности с ферритовым магнитопроводом. В зависимости от конкретной компоновки элементов ЛЗ на печатной плате следует решить вопрос о необходимости экранирования катушек. Расчет параметров катушек индуктивностью  $L_{я}$  (диаметр провода намотки, диаметр и длина каркаса, количество витков и т. п.) выполнить по методикам, изложенным во многих справочных и методических изданиях. Следует обратить внимание на то, что для согласования ЛЗ на входе и выходе индуктивность одной ячейки нужно разделить на две катушки с индуктивностью  $L_{я}/2$  каждая.

Выбрав необходимые тип конденсатора и конструкцию катушек индуктивности, провести компоновку элементов и трассировку печатной платы (при выборе именно такого конструкторского решения).

Конструкция ЛЗ может содержать корпус, а также разъемы или контакты для подключения в электрическую цепь.

## 5. ФИЛЬТРЫ СОСРЕДОТОЧЕННОЙ СЕЛЕКЦИИ

В радиоэлектронной аппаратуре фильтры используются для селекции сигналов на входе радиоприемных устройств (преселекторы), в усилителях промежуточной частоты и трактах передающих устройств, а также для разделения сигналов с различными спектрами частот. В большинстве случаев это полосовые фильтры.

Сложным (многозвенным) называют фильтр, состоящий из последовательно соединенных звеньев, согласованных между собой по характеристическому сопротивлению. В усилителях промежуточной частоты (УПЧ) радиоприемных устройств в основном применяют трех- и четырехзвенные фильтры.

Полосовой фильтр, используемый в УПЧ для формирования полосы пропускания спектра информационного сигнала супергетеродина приемника, получил название фильтра сосредоточенной селекции (ФСС). Создать такое устройство, выполняющее функции ФСС,

можно, например, построением электрической цепи с такими элементами, как LC-контуры, пьезоэлектрические и электромеханические резонаторы. LC-фильтры используются в широком диапазоне частот (от десятков килогерц до десятков мегагерц). Их применение оптимально при использовании нестандартных значений промежуточной частоты и небольших объемах выпуска изделий.

Включаются такие фильтры в качестве нагрузки преобразователя частоты. Входным и выходным сопротивлениями фильтра, как правило, считают входные и выходные сопротивления активных элементов (транзисторов), выбирая при этом соответствующие коэффициенты включения.

Расчет фильтров заключается в определении количества и параметров звеньев, характеристического сопротивления, величины ослабления сигнала. Аналитический метод расчета громоздкий и сложный, поэтому чаще всего применяют для большинства практических приложений простой графический метод, который изложен ниже.

### 5.1. Расчет электрических характеристик ФСС

*Исходные данные для расчета ФСС:*

- промежуточная частота  $f_{пр}$ , МГц;
- полоса пропускания  $\Pi = 2 \Delta f$ , кГц;
- избирательность  $\sigma_{\Pi}$ , дБ, на краях полосы пропускания (ослабление);
- избирательность по соседнему каналу  $\sigma_C$  при расстройке  $\Delta f_C$ ;
- сопротивления выходного каскада смесителя  $R_{вых}$ , кОм;
- входное сопротивление усилителя промежуточной частоты  $R_{вх}$ , кОм.

*Требуется определить:*

- количество звеньев ФСС  $n_{\phi}$ ;
- расчетную полосу пропускания  $\Pi_p = 2 \Delta f_C$ ;
- конструктивную добротность контуров фильтра  $Q$ ;
- коэффициент передачи фильтра  $K_{\phi}$ ;
- коэффициент включения ФСС на входе  $m_1$  и выходе  $m_2$ ;
- значения емкостей конденсаторов  $C_1, C_2, C_3$ ;
- значения индуктивности катушек  $L_1, L_2$ .

*Порядок расчета ФСС:*

1. Определить необходимую добротность контура

$$Q_H = \frac{1.41 f_{пр}}{\Delta f}.$$

2. Задать конструктивную добротность контура  $Q_K$  из условия

$Q_K \geq Q_H$ . Добротность контурных катушек в броневых сердечниках из феррита или карбонильного железа, намотанных лицендратом, для частот в интервале 0,1 ... 3 МГц может быть доведена до значения 300 ... 500.

Для катушек с цилиндрическим ферромагнитным сердечником достижимые значения добротности составляют 150 ... 250 для интервала частот 5...40 МГц.

3. Найти ширину расчетной полосы пропускания ФСС

$$\Pi_p = \frac{\Pi}{\alpha_{\Pi}}, \quad 2\Delta f_p = \frac{2\Delta f}{\alpha_{\Pi}},$$

где  $\alpha_{\Pi}$  – обобщенная расстройка, соответствующая полосе пропускания. Значение  $\alpha_{\Pi}$  необходимо задать.

Многочисленные расчеты показывают, что при избирательности на краях полосы пропускания  $\sigma_{\Pi} \geq 8$  дБ и избирательности по соседнему каналу  $\sigma_C \leq 26$  дБ целесообразно задать  $\alpha_{\Pi} = 1$ . Если  $\alpha_{\Pi}$  и  $\sigma_C$  имеют иные значения, то расчетную полосу следует несколько расширить. Для этого необходимо выбирать  $\alpha_{\Pi} = 0,8...0,9$ .

Расчет выполняется верно, если  $\Pi_p < 2 \Delta f_C$ . При  $\Pi_p \geq 2 \Delta f_C$  применение ФСС при данной  $f_{\text{пр}}$  нецелесообразно.

4. Рассчитать вспомогательные величины:

а) обобщенную расстройку, соответствующую избирательности по соседнему каналу,

$$\alpha_C = \frac{2\Delta f_C}{2\Delta f_p} = \frac{2\Delta f_C}{\Pi_p};$$

б) обобщенное затухание

$$\beta = \frac{2f_{\text{пр}}}{Q_K \Pi_p}.$$

5. Определить ослабление  $\alpha_{\Pi 1}$  на краях полосы пропускания и избирательность по соседнему каналу  $\sigma_{C1}$ , создаваемые одним звеном ФСС по графикам обобщенных резонансных кривых (рис. 5.1.), соответствующих обобщенным расстройкам  $\alpha_{\Pi}$  и  $\alpha_C$  при обобщенном затухании  $\beta$ , причем  $[\sigma_{\Pi 1}] = [\sigma_{C1}] = \text{дБ}$ .

6. Вычислить количество звеньев ФСС, необходимое для обеспечения заданной избирательности по соседнему каналу,

$$n_c = \frac{\sigma_c}{\sigma_{c1}}$$

Если  $n_c > 6$ , необходимо увеличить  $Q_K$  и провести расчеты снова. Если  $n_c \leq 1$ , то целесообразно применить одиночный или двухконтурный фильтр.

При  $1 < n_c \leq 6$  расчет можно продолжать.

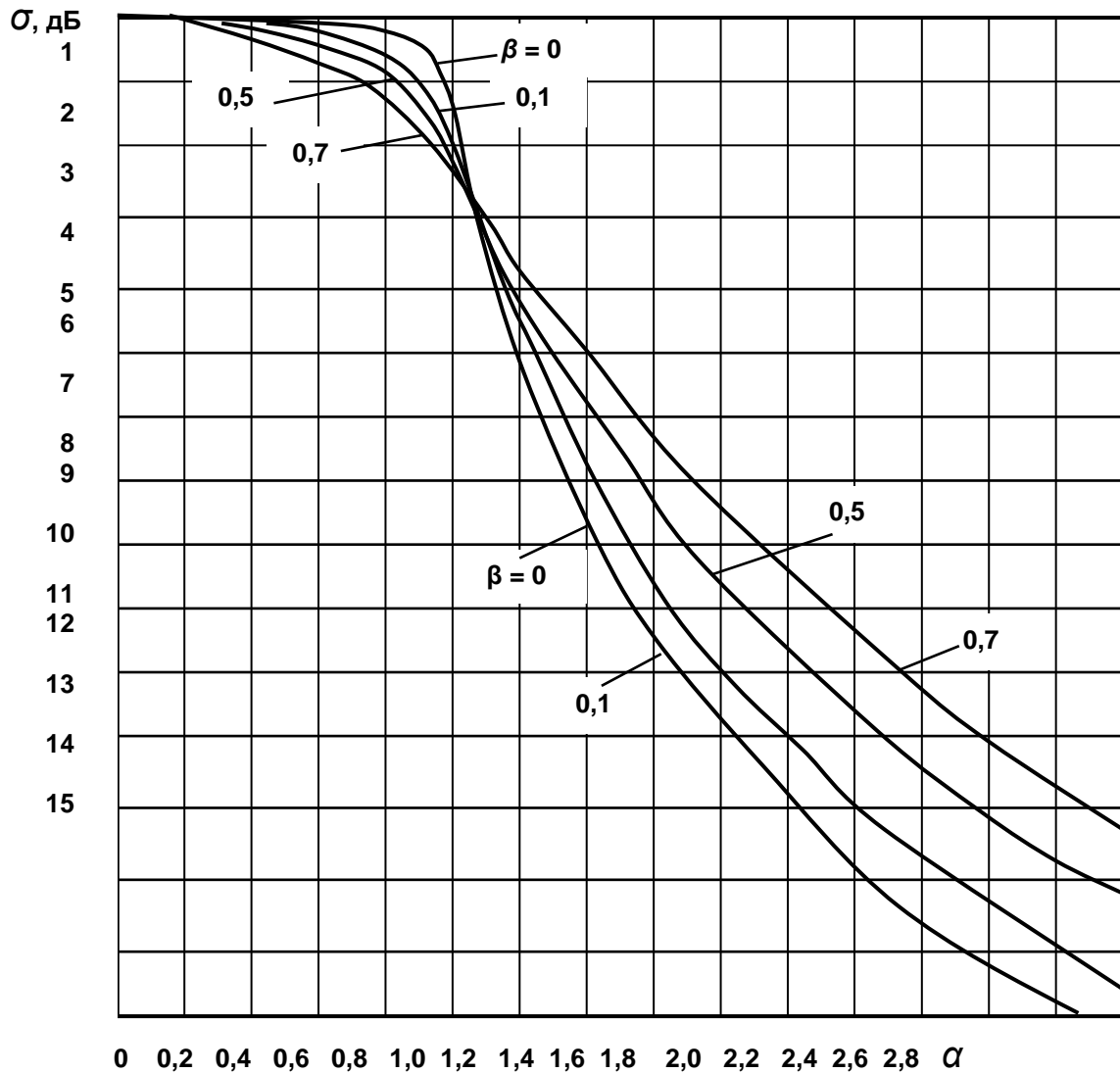


Рис. 5.1. Кривые для определения характеристик ФСС

7. Определить количество звеньев ФСС, необходимых для обеспечения заданного ослабления на краях полосы пропускания,

$$n_{\Pi} = \frac{\sigma_{\Pi}}{\sigma_{\Pi 1}}$$

Если  $n_{\Gamma} \geq n_C$ , это означает, что расчет произведен правильно и количество звеньев ФСС  $n_{\Phi}$  следует принять равным  $n_C$ , округлив его до целого числа.

Если  $n_{\Gamma} < n_C$ , расчет необходимо выполнять заново. Рекомендуется либо увеличить  $Q_K$ , либо уменьшить  $\alpha_{\Gamma}$  (см. п. 3).

1. Рассчитать  $\sigma_C$  и  $\sigma_{\Gamma}$ , создаваемые ФСС в целом:

$$\sigma_C = n_{\Phi} \sigma_{C1};$$

$$\sigma_{\Gamma} = n_{\Phi} \sigma_{\Gamma1}.$$

Полученные результаты следует сопоставить с исходными данными.

9. Найти коэффициент передачи  $K_{\Phi}$  с помощью графика  $K_{\Phi} = K_{\Phi}(n_{\Phi}; \beta)$  (рис. 5.2) по количеству звеньев  $n_{\Phi}$  и значению обобщенного затухания.

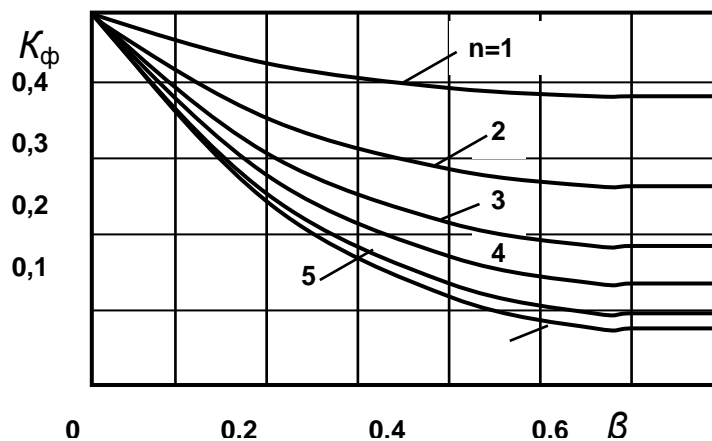


Рис. 5.2. Графики для определения коэффициента передачи ФСС

10. Определить коэффициент включения ФСС на входе и выходе. Для этого необходимо задать сопротивление  $R$ , которое нагрузит фильтр с входа и выхода. Для сохранения полученных выше характеристик фильтра величину сопротивления  $R$  рекомендуется выбрать в пределах 50...150 кОм. Поскольку выходное и входное сопротивления каскадов на биполярных транзисторах находятся в пределах от сотен ом до десятков килоом, то для их согласования нужно применить автотрансформаторную схему включения крайних контуров ФСС в сигнальную цепь.

Коэффициенты включения определяют из условия

$$\frac{R_{\text{вых}}}{m_1^2} = \frac{R_{\text{вх}}}{m_2^2} = R,$$

тогда

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R}}, \quad m_2 = \sqrt{\frac{R_{\text{вх}}}{R}}.$$

Неполное включение контуров также уменьшает влияние на параметры ФСС выходной и входной емкостей транзисторов, их усилительных характеристик.

11. Найти значения емкости конденсаторов  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  по следующим расчетным формулам:

$$C_1 = \frac{10^6}{\pi \cdot \Pi_p \cdot R}; \quad C_2 = \frac{1}{2} C_1; \quad C_3 = \frac{10^6}{2\pi \cdot f_{\text{ПР}} \cdot R},$$

где  $[C] = \text{пФ}$ ,  $[R] = \text{кОм}$ ,  $[\Pi_p] = [f_{\text{ПР}}] = \text{кГц}$ .

Полученные значения емкостей привести к ближайшим значениям из стандартных рядов номинальных значений.

12. Определить значения индуктивностей  $L_1$  и  $L_2$  по формулам

$$L_1 = \frac{\Pi_p \cdot R \cdot 10^6}{4\pi f_{\text{ПР}}^2}, \quad L_2 = 2L_1,$$

где  $[L] = \text{мкГн}$ ,  $[R] = \text{кОм}$ ,  $[\Pi_p] = [f_{\text{ПР}}] = \text{кГц}$ .

Согласно проведенным расчетам и требованиям, предъявляемым к ФСС, провести выбор типов конденсаторов постоянной емкости и конструкции экранированных катушек индуктивности с элементами перестройки.

ФСС выполнить в виде отдельной конструкции с элементами, размещенными на печатной плате.

## 5.2. Выбор типа конструкции ФСС

Конструктивная совместимость ФСС с элементами радиоэлектронного устройства предполагает наиболее целесообразное использование объема при удобном креплении и оптимальных электрических соединениях, доступность настройки и устойчивость к механическим воздействиям. Кроме того, эксплуатационные требования и требования высокой стабильности частоты приводят, как правило, к герметизированному варианту конструкции.

Обычно ФСС выполняется на изоляционной плате с печатной схемой. Наибольшее распространение получили фильтры в виде прямоугольных параллелепипедов и цилиндров, геометрические размеры которых определяются элементами конструкций – катушками индуктивностей, конденсаторами, корпусом. Катушки и конденсаторы нецелесообразно располагать на печатной плате в одной плоскости. Необходи-

мо, чтобы их установка и съем были простыми и взаимно независимыми.

Для обеспечения удобства настройки фильтра все подстроечные элементы располагаются на одной стороне. Монтаж элементов фильтра должен исключать возможность связей через общие электрические цепи (проводники и экран). Катушка индуктивности, конденсаторы и высокопотенциальные проводники должны располагаться не ближе двух-трех миллиметров от общих металлических элементов конструкции.

Рекомендуется использовать перпендикулярное расположение осей катушек. В целях уменьшения паразитных связей рекомендуется также экранировать с заземлением отдельные звенья фильтра. При этом все звенья ФСС размещаются последовательно, причем элементы первого и последнего звеньев должны быть максимально удалены друг от друга и иметь по возможности минимальные паразитные емкости для исключения прямого просачивания входного сигнала на выход ФСС.

Конструктивный расчет ФСС включает в себя:

- конструктивный расчет катушек фильтра с экраном или без него;
- компоновку звеньев фильтра;
- определение геометрических размеров фильтра.

При конструктивном расчете катушек ФСС необходимо выбирать такую их конструкцию, при которой получается наибольшая добротность. Поэтому в ФСС рекомендуется применять катушки с броневыми сердечниками из карбонильного железа или феррита. Настройка контуров ФСС обычно осуществляется изменением индуктивности катушек с помощью подстроечного сердечника. Конденсаторы контуров звеньев фильтра и конденсаторы связи должны быть слюдяными или керамическими. Связь между отдельными звеньями фильтра должна осуществляться только через конденсаторы связи. Добротность конденсаторов фильтра, как правило, должна быть максимальной, что помогает обеспечить резкие спады частотной характеристики, а чем круче ее спады, тем сильнее оказывается нестабильность конденсаторов на параметрах фильтра. Это позволяет наиболее просто использовать принцип температурной компенсации частоты ФСС с помощью конденсатора, обладающего отрицательной величиной температурного коэффициента, т.е. выбор типа конденсатора нужно производить также с учетом получения минимальной температурной нестабильности контуров.

Следует отметить большое влияние на габариты фильтра формы конденсаторов и ее соответствие другим элементам конструкции. Например, если в ФСС используются катушки с типовыми броневыми сердечниками, то наиболее подходящими формами конденсаторов являются дисковые. В таком случае конденсаторы с катушками индуктивности занимают наименьший объем.

## 6. ПЕЧАТНЫЕ ПЛАТЫ ФУНКЦИОНАЛЬНЫХ УЗЛОВ

При создании элементов функциональной электроники во многих случаях печатная плата является несущей конструкцией изделия (например, пассивные и активные фильтры, ФСС, линии задержки с сосредоточенными параметрами). Приведем наиболее общие рекомендации по конструированию печатных плат таких устройств.

### **Выбор метода изготовления и материала печатных плат.**

При выборе метода изготовления печатных плат и материалов исходят из электрических параметров функционального узла, климатических и механических требований, предъявляемых к конструкции, и обеспечения необходимой надежности. Для изготовления плат с одно- и двухсторонним печатным монтажом применяют химический и комбинированный методы.

Химический метод основан на травлении фольгированного диэлектрика без металлизации монтажных отверстий.

При комбинированном методе используются приемы травления диэлектрика с последующей металлизацией отверстий.

В качестве материалов для оснований печатных плат применяются фольгированные диэлектрики. Перечень материалов плат с одно- и двухсторонним монтажом приведен в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Материалы для изготовления печатных плат

Наименование	Марка	ГОСТ, ТУ, нормаль	Толщина материала, мм	Толщина фольги, мм
Стеклотекстолит фольгированный	СФ-1-35	ГОСТ 10316-70	0,8-3,0	35
	СФ-2-35		0,8-3,0	35
	СФ-1-50		0,5-3,0	50
	СФ-2-50		0,5-3,0	50
	СФ-1Н-50		0,8-3,0	50
	СФ-2Н-50		0,8-3,0	50
Фольгированный диэлектрик тонкий	ФДТ-1	ТУ ИЖ 4-64	0,1	50
	ФДТ-2			50
Фольгированный диэлектрик для микросэлектронных устройств	ФДМЭ-1	ТУ ИЖ 5-66	0,1	35

### **Общие требования к конструкциям печатных плат:**

1. Согласно действующим нормам и ГОСТам платы следует выполнять прямоугольной формы при максимальных размерах 150×180 мм со следующими соотношениями сторон: 1:1, 1:2, 3:2 и 5:2.

2. В зависимости от плотности монтажа печатные платы принято подразделять на три класса: А, Б, В. Ширину проводников и расстояние

между ними необходимо брать в таких пределах: 0,3 - 0,5 мм – для плат класса А; 0,3 - 0,4 мм – для класса Б; 0,1 - 0,2 мм – для класса В.

3. Платы следует применять толщиной 0,8; 1,0; 1,5; 2,0; 2,5; 3,0 мм. Допустимые отклонения:  $\pm 0,15$  мм – при толщине до 1 мм;  $\pm 0,2$  мм – при толщине от 1 до 2 мм и  $\pm 0,3$  мм – при толщине от 2 до 3 мм. Толщину плат нужно выбирать с учетом метода их изготовления, исходя, в первую очередь, из механических требований, предъявляемых к конструкции узла.

4. Основной шаг координатной сетки равен 2,5 мм, дополнительный – 0,5 мм. При установке многовыводных элементов с шагом выводов 1,25 мм следует применять координатную сетку с шагом 1,25 мм. Центры монтажных и переходных отверстий необходимо располагать в узлах координатной сетки.

5. Если в конструкции элемента два и более выводов, расстояние между которыми кратно шагу координатной сетки, то центры отверстий под эти выводы следует располагать в узлах сетки, а центры отверстий под остальные выводы – согласно чертежу на данный элемент.

Если в конструкции элемента нет выводов, расстояния между которыми кратны шагу координатной сетки, то в узле сетки необходимо располагать центр одного из отверстий, принятого за основное, а центр одного из остальных отверстий – на вертикальной или горизонтальной линии координатной сетки.

6. Центры крепежных отверстий нужно располагать в узлах координатной сетки.

7. Диаметры монтажных и переходных, а также диаметры зенкованных отверстий следует выбирать в зависимости от диаметра вывода элемента (табл. 6.2).

На одной плате допускается не более трех различных диаметров монтажных и переходных отверстий. Допуски на обработку отверстий диаметром до 0,8 мм должны составлять +0,1 мм, диаметром до 1,0 мм – +0,12 мм. Для зенкования всех диаметров металлизированных отверстий допуск равен +0,2 мм.

8. Монтажные отверстия печатной платы должны иметь контактные площадки, которые рекомендуется выполнять в виде кольца диаметром  $d_k = d + c + 2b$ , где  $d$  – диаметр отверстия;  $b$  – ширина контактной площадки в узком месте (гарантированный пояс);  $c$  – коэффициент, учитывающий изменение диаметров отверстий, контактных площадок и межцентровых расстояний.

Значения  $b$  и  $c$  необходимо выбирать из табл. 6.3 в зависимости от метода изготовления печатной платы и допуска на межцентровые расстояния: для допуска +0,1 мм  $c = c_1$ ; для допуска  $\pm 0,2$  мм  $c = c_2$ . Допускается также треугольная форма контактных площадок. Переход между проводником и контактной площадкой должен быть плавным.

Таблица 6.2

Рекомендуемые диаметры монтажных и переходных отверстий  
печатной платы

Номинальный диаметр отверстия, мм	Диаметр вывода элемента при неметаллизированном отверстии, мм	Платы с металлизированным отверстием		Диаметр зенкованных отверстий, мм
		Диаметр вывода навесного элемента (мм) не более	Номинальная толщина платы (мм) не более	
0,6	0,4	0,4	1,2	0,9
0,8	0,6	0,5	1,6	1,1
1,0	0,8	0,7	2,0	1,5
1,3	1,0	0,8	2,5	1,8
1,5	1,2	1,0	3,0	2,0
1,8	1,5	1,2	3,0	2,3
2,0	1,7	1,5	3,0	2,5

9. По периметру платы должна быть предусмотрена технологическая зона, ширина которой равна толщине платы с учетом допусков на изготовление платы.

10. Печатные проводники следует выполнять преимущественно прямоугольной формы. Допустимы произвольная форма и округление проводников. Ширина проводников должна быть одинаковой на всем их протяжении. В узких местах допускается сужение проводников до минимально допустимых значений на возможно меньшей длине.

Таблица 6.3

Значения величин *b* и *c* для плат с одно- и двухсторонним монтажом

Метод изготовления платы	Класс платы	Расчетные коэффициенты		
		<i>c</i> <sub>1</sub>	<i>c</i> <sub>2</sub>	<i>b</i>
Химический	А	-	0,62	0,2
	Б	0,4	0,6	0,15
Комбинированный	А	-	0,7	0,3
	Б	0,5	0,7	-

11. Для печатного проводника шириной 0,3 - 0,4 мм рекомендуется на всем его протяжении через 25 - 30 мм длины предусматривать переходные отверстия или местное расширение проводника (типа контактной площадки) площадью не менее 1 мм<sup>2</sup>.

12. На платах с насыщенным монтажом допускается установка перемычек как в металлизированные, так и в неметаллизированные отверстия.

13. Проводники шириной более 5 мм следует выполнять согласно правилам изготовления экранов с вырезами щелевидной, прямоугольной, овальной или круглой формы (по усмотрению конструктора). Суммарная площадь вырезов не должна превышать 50% площа-

ди экрана (проводника).

**Компоновка функционального узла.** В практике конструирования узлов микроэлектронной аппаратуры находят применение следующие методы компоновки: графический, аппликационный, модельный, натурный и номографический.

При выполнении курсового проекта целесообразно пользоваться аппликационным методом, преимуществами которого являются простота и наглядность. Аппликация представляет собой плоскую модель радиоэлемента с размерами, соответствующими его установочной площади. Аппликации могут быть изготовлены из плотной бумаги по конструктивным чертежам выбранных радиоэлементов.

Расчет компоновки функционального узла производится в таком порядке:

- определение требуемой площади печатной платы и выбор типоразмера;
- размещение радиоэлементов;
- трассировка межсоединений.

Площадь печатной платы

$$S_{\text{пл}} = 1/K_s \sum_{i=1}^n S_{ia},$$

где  $K_s = 0,5 \dots 0,7$  – коэффициент использования площади платы;  $S_{ia}$  – установочная площадь  $i$ -го элемента (площадь аппликаций);  $n$  – количество элементов, размещаемых на одной стороне платы.

Оптимальный вариант размещения элементов на плате определяют в результате анализа нескольких вариантов, каждый из которых получают перемещением аппликаций в плоскости печатной платы. При этом необходимо стремиться к тому, чтобы центр тяжести функционального узла совпал с геометрическим центром платы.

На размещение элементов узлов, предназначенных для работы в жестких условиях эксплуатации, в ряде случаев могут быть наложены некоторые ограничения. Так, например, для повышения устойчивости конструкции к механическим воздействиям элементы с относительно большой массой рекомендуется располагать как можно ближе к местам крепления платы. Схему печатного монтажа получают соединением выводов радиоэлементов в соответствии с принципиальной электрической схемой функционального узла.

**Порядок выполнения эскиза узла.** Для работы прежде всего необходимо подготовить трафареты (силуэты) всех элементов, из которых состоит схема, в том их положении, как они должны проектироваться на плату после монтажа.

Трафареты вырезают из плотной бумаги. Габаритные размеры элек-

тро- и радиоэлементов приведены в справочниках. Установочные размеры должны быть кратны шагу координатной сетки и зависеть от способа крепления элементов на печатной плате.

После того, как лист с координатной сеткой подготовлен, приступают к выбору оптимального варианта раскладки элементов на плате, для чего трафареты всех элементов помещают на поле чертежа и путем логического анализа, учитывая соединение по принципиальной схеме, находят такой вариант размещения, при котором занимаемая площадь минимальна, а соединительные проводники наиболее короткие, перемычек нет совсем или их не более одной-двух.

Размещая элементы на поле чертежа, необходимо помнить о всех изложенных выше требованиях на конструирование печатных плат. Обычно таких размещений делается несколько вариантов.

После выбора варианта на бумагу наносят изображение элементов по контуру трафаретов тонкой сплошной линией. Внутри контура элемента ставят его схемное обозначение. Здесь же наносят базовые, монтажные и другие необходимые отверстия. После размещения элементов приступают к нанесению на бумагу соединительных проводников.

Двухсторонний печатный монтаж применяют только тогда, когда по одной стороне не удастся развести все печатные проводники, а количество перемычек получается слишком большим. При двухстороннем печатном монтаже проводники, принадлежащие одной стороне, проводят сплошной линией, а проводники второй стороны – пунктирной.

По окончании проверки соответствия печатной платы электрической схеме приступают к переносу данных на чертеж печатной платы и формированию чертежа.

**Выполнение чертежа печатной платы.** Перенос с чернового рисунка изображения проводников и элементов на ватман производят в таком порядке.

На лист ватмана наносят в том же масштабе координатную сетку. В узлах сетки (согласно черновому рисунку) вычерчивают окружности, соответствующие местам установки выводов навесных элементов и крепления других деталей узла.

После нанесения всех отверстий приступают к размещению проводников в соответствии с нормами и требованиями по проектированию печатных плат. Ширина проводников и зазоров выдерживается по координатной сетке. Места платы, на которых будет слой металла, заштриховываются.

На чертеже печатной платы необходимо указать:

- а) способ изготовления печатной платы;
- б) величину шага координатной сетки;
- в) ширину печатных проводников и зазора между ними, допуск на ширину печатных проводников в узких местах;
- г) габаритные размеры печатной платы;

д) количество отверстий каждого размера, размеры контактных площадок;

е) допустимые отклонения в расположении печатных проводников от чертежа печатного монтажа;

ж) шрифт и расположение цифр, букв и обозначений на печатной плате.

## 7. ВЧ-КАТУШКИ ИНДУКТИВНОСТИ

Высокочастотными (ВЧ) называются катушки индуктивности, обладающие индуктивным характером сопротивления в диапазоне частот от 100 кГц до 400 мГц. ВЧ-катушки индуктивности в зависимости от их назначения можно разделить на четыре группы:

- 1) катушки контуров, не определяющих частоту;
- 2) катушки контуров, определяющих частоту;
- 3) катушки связи;
- 4) дроссели высокой частоты.

Катушки контуров могут быть с постоянной и переменной индуктивностями.

Форма катушки может быть любой, однако наибольшее распространение получили катушки цилиндрической формы.

Величины индуктивностей катушек находятся в диапазоне значений от единиц до сотен микрогенри, а в ряде случаев и более. Максимальная величина индуктивности ограничивается собственной емкостью катушки.

Величина индуктивности катушки зависит от диаметра  $D$ , длины  $l$ , количества витков  $N$  и магнитной проницаемости среды  $\mu$ . В общем виде  $L = L(D, l, N, \mu)$ .

Обычно катушка должна обладать не только заданной величиной индуктивности, но и отвечать ряду других, часто противоречивых требований, обеспечивать необходимые добротность, стабильность, габаритные размеры и т.п. Например, добротность растет при увеличении диаметра, но при этом увеличиваются ее размеры. Увеличение  $\mu$  позволяет уменьшить габаритные размеры и обеспечить желаемую добротность, но снижает температурную стабильность.

Катушки, рассчитанные на применение в малогабаритных блоках, должны обладать минимальными габаритами. Конструкции таких катушек требуют использования замкнутых магнитопроводов, выполненных из материала с малыми потерями.

Габариты катушек для колебательных контуров высокой стабильности обычно сравнительно больше, что обуславливается требованием высокой добротности. Необходимость использования для подобных катушек специальных материалов и техпроцессов приводит также и к большой стоимости таких катушек.

Защита катушек от внешних магнитных и электрически полей требует применения экранов, что усложняет конструкцию, увеличивает габариты и стоимость.

Разработать экономически целесообразные конструкции катушек универсального назначения не удастся. Для конкретных условий применения приходится создавать конструкции, в большей степени удовлетворяющие заданным требованиям.

По конструктивным признакам катушки индуктивности подразделяют на катушки без магнитопроводов, катушки с магнитопроводами, катушки с экранами.

По типу намотки катушки разделяют на однослойные (со сплошной, шаговой и плоской намотками) и многослойные (простые и сложные). Для катушек индуктивностью выше 15 - 20 мкГн применяют сплошную однослойную намотку. Целесообразность перехода на сплошную намотку определяется диаметром катушки: чем больше диаметр катушки, тем большая индуктивность может быть получена при применении намотки с шагом. Ориентировочные значения индуктивности, при которых целесообразен переход на плотную намотку, приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Предельная индуктивность для намотки с шагом

Диаметр каркаса, мм	6	10	15	20	25
Предельная индуктивность, мкГн	18	4	10	20	30

Катушки со сплошной намоткой отличаются высокой добротностью (150...250) и стабильностью и широко используются в контурах всех диапазонов, если их индуктивность не выше 200...500 мкГн. Для изготовления катушек индуктивностью выше 200...500 мкГн применяют многослойные намотки. Ориентировочные значения индуктивностей, при которых целесообразен переход на многослойную намотку, представлены в табл. 7.2.

Таблица 7.2

Предельная индуктивность для однослойной сплошной намотки

Диаметр каркаса, мм	10	15	20	30	50
Предельная индуктивность, мкГн	30	50	100	200	500

## 7.1. Расчет индуктивности некоторых типов ВЧ-катушек

Приведем расчетные формулы для наиболее часто используемых конструкций.

Индуктивность прямолинейного провода с круглым сечением вычисляют по формуле

$$L_{\text{ПР}} = 0,002l \left( \ln \frac{4l}{d} - 1 \right); \quad [L_{\text{ПР}}] = \text{мкГн},$$

где  $l$  – длина провода, см;  $d$  – диаметр провода без изоляции, см.

Для провода с плоским сечением в приведенную формулу вместо диаметра подставляют значение его ширины.

К подобным индуктивным элементам относятся резонансные цепи ДМВ диапазона, проволочные выводы резисторов, конденсаторов, активных элементов.

Индуктивность круглого витка из провода с круглым сечением определяют из выражения

$$L_{\text{КР}} = 0,00628D \left( \ln \frac{8D}{d} - 1,75 \right),$$

где  $D$  – диаметр витка, см.

Приведенное выражение для  $L_{\text{КР}}$  используют для оценки индуктивности рамочных (резонансных) антенн, катушек связи и других одновитковых контуров. Индуктивность замкнутого геометрического контура всегда будет меньше индуктивности прямого провода той же длины. Наибольшей индуктивностью обладает тот из замкнутых геометрических контуров с одинаковыми периметрами, который имеет наибольшую площадь. Следовательно, наибольшая индуктивность будет у контура, имеющего форму окружности.

Индуктивность однослойной цилиндрической катушки (рис. 7.1).

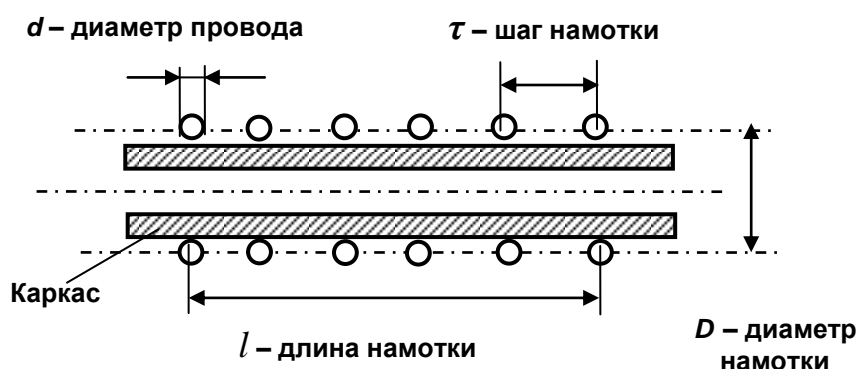


Рис. 7.1. Элементы однослойной цилиндрической катушки

Если длина намотки  $l = \tau \cdot N$  ( $N$  – количество витков) соответствует неравенству  $l \gg D$ , то приемлема формула

$$L = \frac{\pi^2 \cdot D^2 \cdot N^2 \cdot 10^{-3}}{l} \text{ мкГн.}$$

Если длина намотки катушки соизмерима с ее диаметром, то вводится поправочный коэффициент  $L_0$ . Значение этого коэффициента находят по графику, изображенному на рис. 7.2, а величину индуктивности определяют из выражения

$$L = L_0 \cdot N^2 \cdot D \cdot 10^{-3} \text{ мкГн.}$$

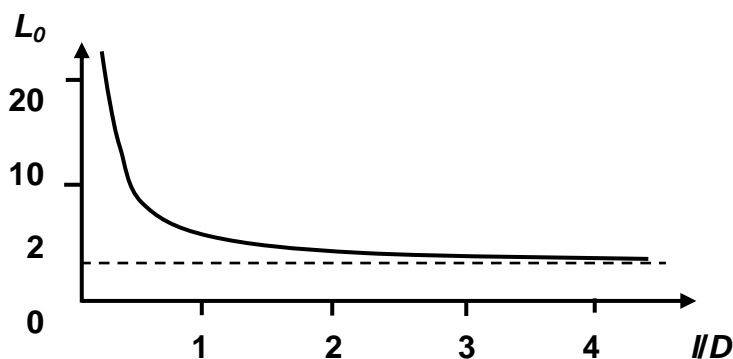


Рис. 7.2. Графическая зависимость поправочного коэффициента

*Индуктивность многослойной цилиндрической катушки.* Для получения больших значений индуктивности используют многослойные катушки. Индуктивность таких катушек можно определить по предыдущей формуле, но поправочный коэффициент  $L_0$  (рис. 7.3) будет зависеть от соотношения толщины намотки к наружному диаметру, т.е.  $t/D$ .

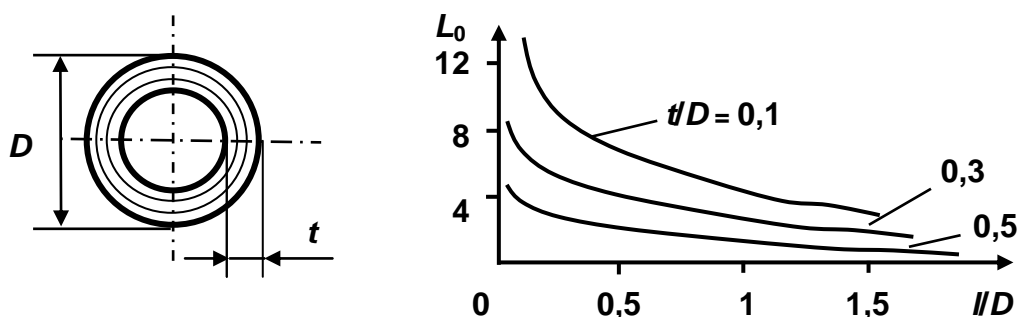


Рис. 7.3. Поправочный коэффициент для многослойной катушки

*Индуктивность катушки с сердечником.* Катушки с сердечниками из ферромагнитных материалов имеют меньшее количество вит-

ков при заданной индуктивности, малую длину провода и небольшие размеры. Ценным свойством катушки с сердечником является возможность подстройки.

Расчет катушки индуктивности с сердечником ведется в такой последовательности:

1. Выбрать тип сердечника, размеры и материал по табл. 7.3 и 7.4.

2. Рассчитать величину действующей магнитной проницаемости

$$\mu_g = K_\mu \cdot K \cdot \mu,$$

где  $K_\mu = f\left(\frac{D}{D_c}\right)$  ( $D$  – диаметр катушки,  $D_c$  – диаметр сердечника) определяется из графика (рис. 7.4, а);  $K$  – поправочный коэффициент, учитывающий отношение длины и диаметра сердечника, который находится по графику (рис. 7.4, б),  $\mu$  – магнитная проницаемость материала.

Таблица 7.3

Основные типы магнитных сердечников из карбонильного железа и их размеры

Тип сердечника	Размеры, мм		$\mu_c$	
	Диаметр	Длина	Класс А	Класс В
СЦР-1	М6×0,75	10	1,5	1,7
СЦР-2		19	1,65	1,95
СЦР-3	М7×0,75	10	1,6	1,7
СЦР-4		19	1,75	1,95
СЦР-5	М8×1	10	1,6	1,7
СЦР-6		19	1,8	1,9

Таблица 7.4

Цилиндрические сердечники из феррита

Тип сердечника	Марка феррита	Размеры, мм		Масса, г
		Диаметр	Длина	
СЦ В	600 НН	1,8	12	0,14
СЦ В	100 НН	2,74	12	0,34
СЦ В	600 НН	2,74	12	0,34
СЦ В	100 НН	2,74	14	0,4
СЦ В	600 НН	2,74	14	0,4
СЦ В	100 НН	2,86	12	0,34
СЦ В	600 НН	2,86	12	0,34
СЦ В	100 НН	2,86	14	0,4

3. Определить индуктивность катушки при выведенном сердечнике

$$L_{б.с} = \frac{L}{\mu_g}.$$

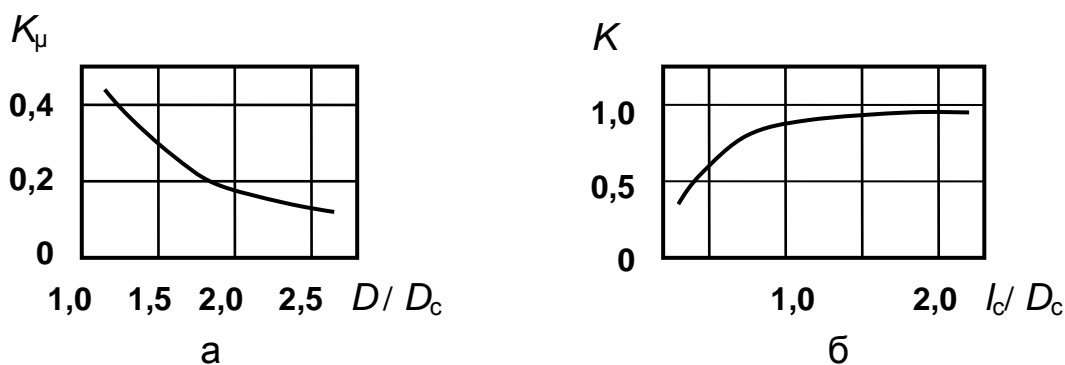


Рис. 7.4. Графики поправочных коэффициентов

4. Выбрать тип намотки и произвести расчет количества витков по методике для однослойных или многослойных катушек.

Для ферромагнетиков (ферриты, карбонильное железо)  $\mu > 1$ , для диамагнетиков (латунь, медь, алюминий)  $\mu < 1$ . Таким образом, используя ферромагнетики, повышают индуктивность катушки, а используя диамагнетики, понижают ее.

Немагнитные сердечники из меди или латуни применяются для подстройки индуктивности в диапазонах КВ и УКВ на 3 - 5% при падении добротности не более чем на 10%. Важным свойством немагнитных сердечников является высокая стабильность.

Индуктивность тороидальной катушки (с кольцевым сердечником, табл. 7.5) определяют по формуле

$$L_{ТОР} = 0,00628\mu \cdot N^2 \left( D - \sqrt{D_T^2 - D_B^2} \right),$$

где  $D_T$  – диаметр осевой линии тора, см;  $D_B$  – средний диаметр витка;  $\mu$  – начальная магнитная проницаемость материала тора.

Таблица 7.5

Материалы и типоразмеры тороидальных сердечников

Материал сердечника	Применяемые типы сердечников		Диапазон частот
2000 НМ	К5×3×1,5	К10×6×3	До 1 МГц
1500 НМ	К7×4×2	К10×6×4	
1500 НМ	К7×4×4	К16×8×6	
1100 НМ	К9×6×3	К16×10×4,5	
1100 НМ	К9×6×6	К20×12×6	
50 ВЧ2	К4×2,5×1,2	К10×6×5	До 50 МГц
30 ВЧ2	К4×2,5×1,5	К12×6×4,5	
20 НМ	К5×3×1	К16×6×6	
200 НМ	К6×3×2,4	К20×10×5	
1000 НМ	К7×4×2	К20×12×6	
600 НМ	К10×6×3	—	

*Примечание.* В обозначении тороидального сердечника первая цифра указывает на наружный диаметр  $D$ , вторая – на внутренний диаметр  $D_{\text{вн}}$ , третья – на высоту сердечника  $h$ . Размеры даны в миллиметрах.

*Индуктивность экранированной катушки.* Экранирование выполняют или шунтированием магнитного поля ферромагнитным экраном с большой относительной магнитной проницаемостью, или вытеснением магнитного поля экраном из диамагнетика (медь, латунь, алюминий). Для экранирования ВЧ-катушек используют, как правило, второй способ.

Индуктивность цилиндрической катушки с диамагнитным цилиндрическим экраном

$$L_{\text{э}} = L \cdot \left[ 1 - \left( \frac{D}{D_{\text{э}}} \right)^3 \right] \cdot \left[ 1 - \left( \frac{l}{2 \cdot l_{\text{э}}} \right)^2 \right],$$

где  $L$  – индуктивность катушки без экрана;  $D$  – диаметр обмотки;  $D_{\text{э}}$  – диаметр экрана;  $l$  – длина намотки;  $l_{\text{э}}$  – длина экрана. Добротность экранированной катушки всегда ниже, а собственная емкость выше катушки без экрана.

Экраны обычно выполняются в виде круглых или прямоугольных стаканов из алюминия, меди или латуни. Толщину стенок экрана выбирают в зависимости от материала и частоты (табл. 7.6).

Таблица 7.6

Толщина стенок экрана ВЧ-катушек

Частота, МГц	Материал	
	Медь, мм	Алюминий, мм
0,1	0,98	1,30
1,0	0,31	0,40
10,0	0,10	0,13
100,0	0,03	0,04

Экраны прямоугольной формы дают возможность лучше использовать площадь на плате. Для расчета следует принять  $D_{\text{э}} = 1,2 \cdot a$ , где  $a$  – размер стороны квадрата или наименьшей стороны прямоугольника.

## 8. ТРЕБОВАНИЯ ПО ВЫПОЛНЕНИЮ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

**Оформление расчетно-пояснительной записки.** При составлении расчетно-пояснительной записки материал следует располагать в таком порядке: титульный лист; содержание; задание на курсовой проект; введение; обзор аналогичных конструкций и анализ технического задания; электрические и конструктивные расчеты; обоснование принятых конструктивных решений и выбора применяемых материалов; описание конструкции устройства функциональной электроники; заключение; использованные информационные источники.

Текст пояснительной записки необходимо размещать на одной стороне сброшюрованных листов форматом А 4. Материал в пояснительной записке следует излагать кратко и четко. Терминология должна соответствовать принятой в радиоэлектронике.

При оформлении текстовой части необходимо руководствоваться основными требованиями Единой системы конструкторской документации (ЕСКД).

Все листы пояснительной записки, кроме титульного, должны иметь сквозную нумерацию. Титульный лист нужно выполнять согласно образцу.

Разделы и подразделы пояснительной записки должны быть озаглавлены и пронумерованы. Первая цифра номера подраздела обозначает номер раздела, в который данный подраздел входит.

Рисунки и таблицы, помещенные в пояснительной записке, должны быть озаглавлены и пронумерованы. Подрисуночные подписи следует размещать под рисунком, а заголовок таблицы – над таблицей.

При использовании в пояснительной записке справочных данных, графиков, соотношений, заимствованных из литературы, в тексте должна быть ссылка на эту литературу (в квадратных скобках указывается порядковый номер источника в списке использованной литературы).

Список литературы должен содержать следующие сведения:

- а) для книг – фамилия и инициалы авторов, название книги, издательство, год издания, количество страниц;
- б) для журнальных статей – фамилия и инициалы автора, название статьи, название журнала, год издания, номер;
- в) для нормалей, ГОСТов – название, издательство, год издания.

**Обзор и анализ аналогичных конструкций.** В данном разделе проводится сопоставительный анализ двух-трех известных устройств, соответствующих теме курсового проекта. На основе краткого обзора работ по данному устройству при сравнении его с заданием на проект необходимо дать характеристику образцам, выпускаемым промышленностью, как в нашей стране, так и за рубежом.

Чтобы определить степень соответствия прототипов техническо-

му заданию, рекомендуется дать ответы на такие вопросы:

1. Каково функциональное назначение анализируемых устройств, их конструктивные и электрические параметры и в какой мере они отличаются от указанных в техническом задании?

2. Соответствуют ли анализируемые конструкции заданным условиям эксплуатации и годовой программе выпуска?

3. Каковы преимущества и недостатки основных конструктивных решений?

Необходимо отметить, какие сборочные единицы и детали прототипа и с какой целью надо заменить либо видоизменить.

В заключение по данному разделу необходимо обосновать направления проектирования путем выбора наиболее приемлемой конструкции разрабатываемого устройства и возможности ее реализации.

В качестве иллюстрационных материалов следует использовать эскизы анализируемых прототипов. Для упрощения изложения текстового материала на эскизах рекомендуется проставлять позиционные обозначения деталей.

**Электрические и конструктивные расчеты.** Прежде чем приступить к электрическим и конструктивным расчетам, необходимо произвести анализ технического задания в такой последовательности:

- ознакомиться с порядком предварительного расчета устройства;
- сгруппировать электрические и конструктивные параметры;
- проанализировать электрические параметры с точки зрения возможности их достижения и оценить пути их реализаций;
- аналогично проанализировать конструктивные параметры;
- выделить особенности эксплуатации проектируемого устройства, определить их влияние на электрические и конструктивные параметры.

В результате анализа следует уточнить исходные данные путем обоснованного выбора параметров, не указанных в техническом задании, но необходимых для проектирования.

Электрические и конструктивные расчеты нужно выполнять с использованием рекомендуемой литературы и учебного пособия по теме курсового проекта.

Электрический расчет следует проводить в целях определения дополнительных электрических параметров, необходимых для выполнения конструктивного расчета, в результате которого определяются:

- геометрические формы и размеры основных элементов конструкции;
- количество одинаковых сборочных единиц и деталей;
- взаимное расположение деталей в конструкции;
- пределы и закономерности перемещения одних элементов конструкции относительно других.

При оформлении данного раздела необходимо записать математические выражения, расшифровать входящие в них обозначения с обязательной простановкой единиц измерения, подставить числовые значения и привести окончательные результаты вычислений.

При использовании табличных величин, коэффициентов и других значений обязательно нужно отметить литературные источники, в которых они приведены.

**Обоснование принятых конструктивных решений и выбора применяемых материалов.** Практически этот этап проектирования проводится параллельно с конструктивным расчетом и эскизной проработкой путем постепенной разработки масштабного эскиза проектируемого устройства.

Следует обосновать выбор:

- технологических приемов крепления одних деталей (либо сборочных единиц) относительно других;
- материалов для изготовления деталей, входящих в конструкцию;
- номенклатуры и количества стандартных изделий, которые необходимо использовать в проектируемом элементе;
- способа и возможности крепления проектируемого устройства в блоке РЭА.

В целях обоснования принятых конструктивных решений в этом разделе можно приводить результаты проверочных расчетов, графических построений и т.д.

**Описание конструкции.** Данный раздел предполагает подробное изложение принципа работы конструктивного построения спроектированного устройства на основе сборочного чертежа. Если предусмотрено заданием, то составляются паспортные данные на разработанное устройство в такой последовательности:

- наименование устройства;
- назначение;
- технические данные;
- условия эксплуатации;
- общие указания по эксплуатации.

**Заключение.** В заключении необходимо кратко изложить результаты выполненной работы. Основное внимание следует уделить сравнительной оценке заданных технических параметров с полученными (приведенными в паспорте). Нужно отметить преимущества и недостатки предложенной конструкции, мероприятий и принятых решений, позволивших достичь повышенного эффекта, а и также указать пути дальнейшего усовершенствования устройства.

**Оформление графического материала.** Графической частью курсового проекта следует выполнять с помощью средств инженерной графики.

Содержание графического материала может изменяться и уточ-

няться руководителем проекта после эскизного проектирования.

При оформлении графической части курсовой работа необходимо соблюдать общие правила выполнения чертежей, установленные ЕСКД.

Расположение основной подписи, дополнительных граф и их заполнение должны соответствовать ГОСТам.

Наименование изделия следует записывать в именительном падеже, единственном числе, используя прямой порядок слов, например: "Пластина ротора", а не "Роторная пластина".

**Сборочные чертежи.** На сборочных чертежах должны быть технические характеристики, габаритные, установочные, присоединительные, а также справочные размеры (см. ГОСТ 2.109-73). Сборочные чертежи допускается (по согласованию с руководителем) выполнять упрощенно в соответствии с требованиями ГОСТ 2.109-73.

Кроме того, допускается делать общую линию-выноску с вертикальным расположением номеров позиций для групп крепежных деталей, относящихся к одному и тому же месту крепления.

Если сборочные единицы изготовлены наплавкой на деталь металла, заливкой поверхностей или элементов детали резиной, пластмассой и другим способом, то сборочный чертеж на такие изделия следует оформлять по ГОСТ 2.109-73.

**Спецификация конструкторских документов.** Спецификацию необходимо составлять на отдельных листах на каждую сборочную единицу по ГОСТ 2.108-68, за исключением случая, оговоренного в п. 21 того же ГОСТа.

Перед составлением спецификации нужно дать названия всем деталям, входящим в сборочную единицу и обозначить их. В спецификацию также следует внести гостированные нормализованные детали.

Номера позиций на сборочном чертеже необходимо проставлять после составления спецификации.

**Чертежи деталей.** На рабочем чертеже детали следует указать:

- размеры и их предельные отклонения;
- обозначения шероховатости поверхностей;
- необходимые данные, характеризующие свойства материала готовой детали и материала, из которого деталь должна быть изготовлена;
- покрытие;
- другие данные, которым должна соответствовать деталь перед сборкой.

## БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

Азарх С.Х. Конденсаторы переменной емкости / С.Х. Азарх. – М.: Электросвязь, 1963. – 265 с.

Белевцев А.Т. Потенциометры / А.Т. Белевцев. – М.: Энергия, 1977. – 412 с.

Булычев А.Л. Электронные приборы / А.Л. Булычев. – М.: Лайт. Лтд., 2000. – 416 с.

Волгов В.А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры / В.А. Волгов. – М.: Энергия, 1977. – 656 с.

Грабовски Б. Краткий справочник по электронике: пер. с фр. / Б. Грабовски. – М.: ДМК Пресс, 2001. – 416 с.

Долженков Н.В. Элементная база радиоэлектронных средств: учеб. пособие по лаб. практикуму / Н.В. Долженков, В.П. Олейник. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т “Харьк. авиац. ин-т”, 2001. – 68 с.

Мукосеев В.В. Маркировка и обозначение радиоэлементов. Системы цветовой и буквенно-цифровой маркировки отечественных и зарубежных радиоэлектронных элементов: справочник / В.В. Мукосеев, И.Н. Сидоров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 352 с.

Олейник В.Н. Разработка и оформление схмотехнической конструкторской документации электронных аппаратов: учеб. пособие. – В 2 ч. / В.Н. Олейник, Р.В. Колесник, С.Ю. Мелешенко. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т “Харьк. авиац. ин-т”, 2006. – Ч. 1. – 57 с.

Колесник Р.В. Разработка и оформление схмотехнической конструкторской документации электронных аппаратов: учеб. пособие. – В 2 ч. / Р.В. Колесник, В.Н. Олейник. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т “Харьк. авиац. ин-т”, 2007. – Ч. 2. – 63 с.

Радиокомпоненты: ежеквартальный научно-популярный журнал [Электрон. ресурс]. – Режим доступа: [www.sea.com/ua](http://www.sea.com/ua). – 11. 03. 08 г.

Резисторы, конденсаторы, трансформаторы, дроссели, коммутационные устройства РЭА: справочник / Н.Н. Акимов, Е.П. Ващуков, В.А. Прохоренко, С.Н. Ходоренко. – Минск: Беларусь, 1994. – 591 с.

Терещук Р.М. Справочник радиолюбителя / К.М. Терещук, К.М. Терещук, С.А. Седов. – К.: Наук. думка, 1982. – 672 с.

Фирсов В.В. Устройства функциональной микроэлектроники и электро-радиоэлементы: учеб. пособие по курсовому проектированию / В.В. Фирсов, Н.В. Долженков. – Х.: Харьк. авиац. ин-т, 1986. – 58 с.

Фирсов В.В. Устройства функциональной электроники и электрорадио-элементы: учеб. пособие по курсовому проектированию / В.В. Фирсов, Н.В. Долженков. – Х.: Харьк. авиац. ин-т, 1988. – 53 с.

Электронные компоненты и системы: массовый ежемесячный научно-технический журнал [Электрон. ресурс]. – Режим доступа [www.vdmais.kiev/ua](http://www.vdmais.kiev/ua). – 17.03.08 г.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	3
1. Импульсные трансформаторы.....	5
1.1. Общие сведения.....	5
1.2. Расчет импульсных трансформаторов.....	9
2. Конденсаторы переменной емкости.....	21
2.1. Особенности проектирования конденсаторов переменной емкости.....	22
2.2. Расчет конденсаторов переменной емкости.....	25
2.3. Расчет конденсаторов с углом поворота больше $180^\circ$ .....	33
2.4. Температурный коэффициент емкости.....	35
2.5. Элементы конструкции конденсаторов переменной емкости.....	35
3. Потенциометры.....	38
3.1. Расчет линейных потенциометров.....	39
3.2. Расчет функциональных резисторов.....	41
4. Линии задержки .....	45
4.1. Основные характеристики и виды линий задержки.....	45
4.2. Расчет линии задержки с сосредоточенными параметрами.....	48
5. Фильтры сосредоточенной селекции.....	49
5.1. Расчет электрических характеристик ФСС.....	50
5.2. Выбор типа конструкции ФСС.....	54
6. Печатные платы функциональных узлов.....	56
7. ВЧ-катушки индуктивности.....	61
7.1. Расчет индуктивности некоторых типов ВЧ-катушек.....	63
8. Требования по выполнению курсового проекта.....	68
Библиографический список.....	72

Олейник Владимир Петрович  
Колесник Роман Викторович  
Долженков Николай Васильевич

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ПАССИВНЫХ ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ  
НЕСЕРИЙНОГО ПРОИЗВОДСТВА

Редактор А.Н. Емленинова

Св. план, 2008

Подписано в печать 04. 06. 2008

Формат 60x84 1/16. Бум. офс. № 2. Офс. печ.

Усл. печ. л. 4,0. Уч.-изд. л. 4,62. Т. 50 экз. Заказ 258.

Цена свободная

---

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского  
«Х а р ь к о в с к и й а в и а ц и о н н ы й и н с т и т у т»

61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17

<http://www.khai.edu>

Издательский центр «ХАИ»

61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17

[izdat@khai.edu](mailto:izdat@khai.edu)