

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского  
«Харьковский авиационный институт»

Н.В. Долженков, В.П. Олейник

## **ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Учебное пособие по лабораторному практикуму

Харьков «ХАИ» 2001

УДК 621.31 (075)

Элементная база радиоэлектронных средств / Н.В. Долженков, В.П. Олейник – Учеб. пособие по лабораторному практикуму – Харьков: Нац. аэрокосмический ун-т “Харьк. авиац. ин-т, 2001. – 67с.

Рассмотрены свойства пассивных элементов радиоаппаратуры: непроволочных резисторов, конденсаторов переменной емкости, катушек индуктивности, искусственных электромагнитных линий задержки, импульсных трансформаторов. Проанализированы нестабильности параметров типовых элементов как следствие внешних воздействий. На основе этого определены пределы и методы управления параметрами конструкции при разработке данных элементов радиоэлектронных средств.

Приведены теоретические сведения и методические указания, необходимые для выполнения лабораторных работ.

Для студентов специальностей “Производство электронных средств” и “Биотехнические и медицинские аппараты и системы”.

Ил. 44. Табл. 6. Библиогр.: 7 назв.

Р е ц е н з е н т ы : канд. техн. наук В.И. Огарь,  
канд. техн. наук В.Ф. Ченцов

## Введение

Элементная база современных радиоэлектронных конструкций представляет собой разветвленную систему, объединяющую элементы, различающиеся по принципу действия, назначению, габаритам, номинальным параметрам, точности, стоимости и множеству других специфических характеристик. Наиболее простая классификация делит все элементы на активные и пассивные. К активным относят элементы, увеличивающие энергию сигнала. В большинстве своем это – электронные лампы, транзисторы и другие полупроводниковые приборы, которые подробно изучаются в рамках отдельных дисциплин. Назначение пассивных элементов состоит в перераспределении энергии сигнала в зависимости от их свойств и характеристик.

В настоящем учебном пособии рассмотрены специфические свойства неперывоочных резисторов, конденсаторов переменной емкости, катушек индуктивности, искусственных электромагнитных линий задержки, импульсных трансформаторов, образующих основную группу пассивных радиоэлементов.

При выполнении лабораторных работ необходимо учитывать:

- факторы, определяющие номинальные параметры элементов (сопротивление, емкость, индуктивность, время задержки, коэффициент трансформации);
- интервалы рабочих (номинальных) напряжений или токов;
- частотные свойства элементов;
- температурную зависимость основных характеристик элементов;
- обоснованность допущений, заложенных в расчетные формулы (эмпирические коэффициенты, графики);
- конструктивные особенности изучаемых элементов;
- характерные примеры использования рассматриваемых элементов в радиоэлектронных устройствах.

Теоретические вопросы, связанные с разработкой и технологией изготовления радиоэлементов, более подробно изложены в рекомендуемых литературных источниках, список которых приводится для каждой лабораторной работы.

## Лабораторная работа № 1 Исследование непроволочных резисторов

### Цель работы

Исследовать основные параметры непроволочных резисторов в цепи электрического тока.

### Общие положения

Непроволочные резисторы являются наиболее распространенными элементами радиоэлектронных устройств, выполняющими хотя и пассивную, но весьма важную функцию – поглощение электрической энергии в целях ее регулирования и распределения в необходимых дозах между многочисленными узлами, цепями и элементами схем.

### Резисторы в цепи постоянного тока

Несмотря на сравнительную простоту конструкции непроволочного резистора, в общем случае его следует рассматривать как систему, в которой активное сопротивление собственно резистивного элемента  $R_n$  является основным слагаемым. Помимо него необходимо учитывать следующие активные компоненты (рис. 1.1):

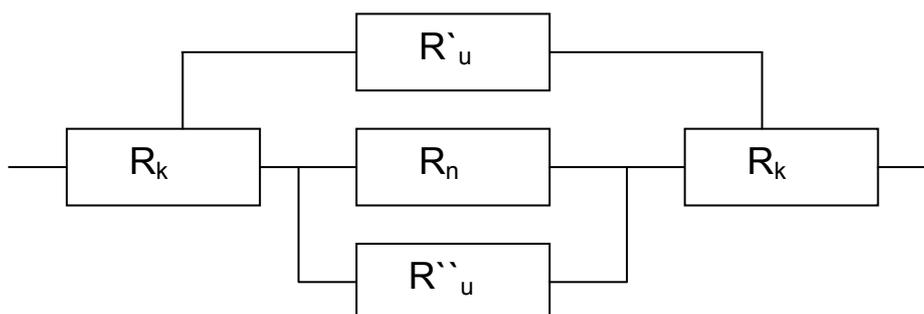


Рис. 1.1. Схема замещения резистора на постоянном токе

- а)  $R_k$  - сопротивление переходного контакта между резистивным элементом и металлической арматурой;
  - б)  $R'_u$  - шунтирующее сопротивление изоляционного основания (в объемной конструкции отсутствует);
  - в)  $R''_u$  - шунтирующее сопротивление защитного покрытия.
- Запишем суммарную величину сопротивления:

$$R_{\Sigma} = 2R_k + \frac{R_n}{1 + \frac{R_n(R'_u + R''_u)}{R'_u R''_u}}$$

При спиралевидном резистивном слое шунтирующее влияние проводимости изоляционного основания и защитного покрытия возрастает в связи с тем, что она в этом случае сосредоточена в коротких участках между витками спирали. В соответствии с этим

$$R_{\Sigma} = 2R_k + \frac{R_n}{1 + \frac{(R'_u + R''_u) t}{R'_u R''_u a}}$$

где  $t$  - шаг спирали,  $a$  - расстояние между смежными витками спирали. Проводимостью изоляционного основания можно пренебречь при нормальной температуре и влажности, если величина сопротивления не превышает  $10^9 \dots 10^{10}$  Ом. При более высоких температурах и повышенной влажности возрастающая проводимость основания может проявляться и при меньших сопротивлениях резистора. В резисторах общего назначения ею в большинстве случаев можно пренебречь.

### Резисторы в цепи переменного тока

Общепринятое мнение о том, что непроволочные резисторы в отличие от проволочных представляют собой чисто активное сопротивление, справедливо только до некоторого значения частоты, определяемой величиной сопротивления и конструкцией резистора.

Эквивалентные схемы резисторов общего назначения (см. рис.1.1) сопротивлением до  $10^6$  Ом применимы в основном в области звуковых и невысоких ультразвуковых частот. В общем случае необходимо учитывать, что резистивный элемент, как всякий проводник, обладает распределенными реактивными параметрами - индуктивностью  $L'$  и емкостью  $C'$ . Помимо этого во всех случаях существуют сосредоточенная емкость между выводами резистора  $C_B$  и индуктивность выводов  $L_B$ .

Показанная на рис.1.2 схема не учитывает емкости по отношению к земле, что допустимо, если резистор достаточно удален от заземленных объектов (на расстояние не менее двух-трех диаметров), а также потери в изоляционных материалах и внутреннюю емкость композиций.

Емкость между выводами  $C_B$  обычно не превышает долей пикофарады и, суммируясь с величиной емкости монтажа, почти не влияет на активную составляющую сопротивления. Существенное значение имеет распределенная емкость  $C'$ , от которой зависит активная составляющая величины сопротивления. Она определяется коэффициентом формы  $k=l/\pi D$  и в незначительной степени отношением  $a/t$  (для резисторов со спиральной нарезкой), где  $l$  - длина резистора;  $D$  - диаметр резистора;  $a$  - расстояние между смежными витками спирали;  $t$  - шаг спирали.

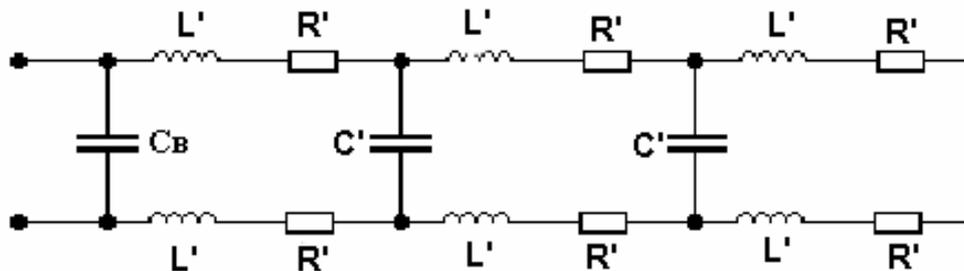


Рис. 1.2. Схема замещения резистора на переменном токе

Точный учет всех указанных факторов затруднен и величины распределенной емкости вычисляют опытным путем для каждой конкретной конструкции.

На рис. 1.3 приведены результаты измерений распределенной емкости серии тонкослойных резисторов различных размеров со спиралью.

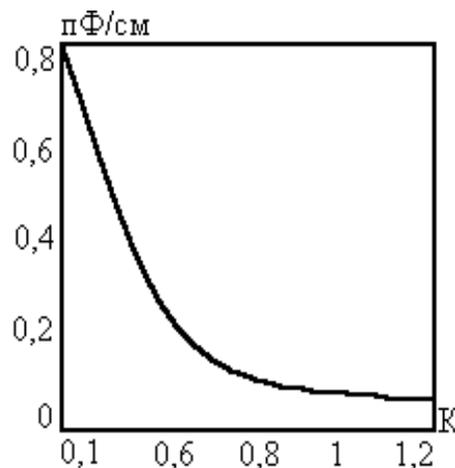


Рис. 1.3 Зависимость распределенной емкости от шага спирали

Величину распределенной индуктивности резисторов цилиндрической формы с достаточной точностью можно определить из выражения:

$$L' = 2(\ln 4\pi k - 1) 10^{-9},$$

а спиралевидного резистивного элемента - из уравнения:

$$L' = \frac{n^2}{k^2 \left(1 + \frac{0.14}{k}\right)} \cdot 10^{-9},$$

где  $n$  - число витков спирали.

Для уменьшения индуктивности можно использовать специальную систему нарезки спирали, благодаря которой направление ее витков периодически изменяется. Способ получения такой мало индуктивной спирали показан на рис. 1.4.

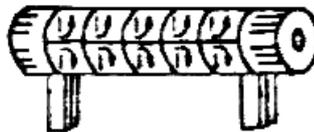


Рис. 1.4. Распределение токов в спирали малоиндуктивного резистора

Наличие распределенных реактивных параметров обуславливает комплексный характер проводимости непроволочных резисторов при высоких частотах. Полное выражение комплексной проводимости, которое можно получить на основе эквивалентной схемы (см. рис. 1.2), пользуясь теорией длинных линий, неудобно для анализа. Поскольку относительные значения распределенной емкости и индуктивности зависят от величины сопротивления, целесообразно рассмотреть частные случаи, при которых одной из реактивных составляющих можно пренебречь.

*Высокоомные резисторы.* К ним следует отнести резисторы, величины сопротивления которых  $R > \sqrt{\frac{L}{C}}$ . При указанных выше значениях  $L'$  и  $C'$  величина  $R$  равна 300 Ом для цилиндрических резисторов и 3000 Ом - для спиральных. При больших величинах  $R$  влиянием индуктивности можно пренебречь и преобладающее значение будет иметь емкостная проводимость.

Эквивалентная схема резистора в этом случае может быть упрощена и приведена к чисто активному сопротивлению  $R_f$  (рис. 1.5), шунтированному емкостью  $C_f$ . В общем случае величины  $R_f$  и  $C_f$  зависят от частоты  $f$ , но этой зависимостью можно пренебречь, если

$$fCR_0 \leq 0.1,$$

где  $C=C'/l$  - полная распределенная емкость;  $l$  - длина резистора;

$R_0$  - величина сопротивления резистора при  $f = 0$ .  
В этом случае емкость  $C_f$  (рис.1.5) равна  $C/3$ , а  $R_f = R_0$

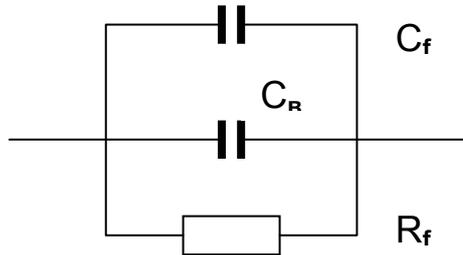


Рис. 1.5. Эквивалентная схема высокоомного резистора на переменном токе

При  $fCR_0 > 0.1$  активное сопротивление уменьшается с увеличением частоты и до значения  $fCR_0 = 0.5$  определяется по формуле

$$R_f = R_0 [1 - 0.9(fCR_0)^2].$$

При больших его значениях зависимость  $R_f$  от параметра  $fCR_0$  усложняется и ее можно определить с помощью рис. 1.6.

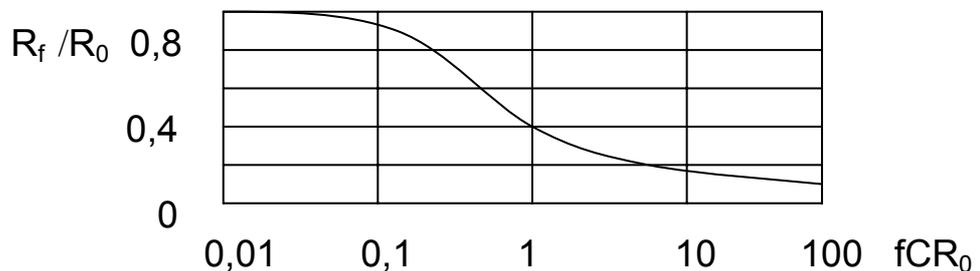


Рис. 1.6. Графическая зависимость параметра  $R_f$

*Низкоомные резисторы.* В резисторах с сопротивлением менее 300 Ом величиной емкостного сопротивления по сравнению с индуктивным всегда можно пренебречь. Эквивалентная схема резистора примет вид, показанный на рис.1.7.

Величины  $L=L'$ ;  $R=R'$  не зависят от частоты.



Рис. 1.7 Эквивалентная схема низкоомного резистора на переменном токе

Активное сопротивление, распределенную емкость и индуктивность на разных частотах можно измерять методом шунтирования контура измерителя добротности (куметра), определяя  $R$  по результатам измерения добротности, а распределенную емкость и индуктивность - по результатам измерения расстройки.

Высокоомные резисторы целесообразно подключать параллельно контуру куметра, а низкоомные - последовательно.

При последовательном включении контролируемого резистора в контур измерителя добротности с увеличением резонансной частоты контура можно сделать вывод о том, что в резисторе преобладает емкость, а с уменьшением резонансной частоты контура - индуктивность. При параллельном включении исследуемого резистора наблюдается обратное явление.

*Поверхностный эффект.* При высокой частоте под влиянием собственного электромагнитного поля ток в проводнике сосредотачивается преимущественно в поверхностных слоях и плотность его уменьшается к центру сечения. Это явление, известное под названием поверхностного эффекта, приводит к уменьшению поперечного сечения проводника и увеличению его сопротивления. Если рассчитать глубину проникновения переменного тока, то приходим к выводу о том, что она значительно превышает толщину резистивных пленок тонкослойных резисторов. Следовательно, с поверхностным эффектом в резисторах этого вида можно не считаться. Проявление поверхностного эффекта возможно в композиционных резисторах объемной конструкции, радиус которых измеряется обычно в миллиметрах.

*Потери в изоляционных материалах.* При частоте более 1 МГц (а иногда и меньших) существенное значение приобретают потери в изоляционных материалах, значительно снижающие активное сопротивление уже при величинах порядка одного килоома.

В резисторах общего назначения основные потери наблюдаются в керамических основаниях и пластмассовых защитных покрытиях, в меньшей степени - в связующей основе композиционных резисторов. В связи с этим резисторы, предназначенные для работы на высоких частотах, часто не имеют защитных покрытий, а в качестве их оснований используют специальные сорта керамики.

### **Нелинейные свойства резисторов**

Сопротивление металлических проводников не зависит от величины приложенного напряжения, если проходящий ток не вызывает существенного нагрева, который может изменить

сопротивление проводника в соответствии с его температурным коэффициентом.

В неметаллических проводниках, в особенности при зернистой структуре, влияние напряжения на сопротивление может проявляться при неощутимом нагреве резистивного элемента в целом. В этом случае вольтамперная характеристика резистора не подчиняется закону Ома и имеет нелинейный характер (рис. 1.8).

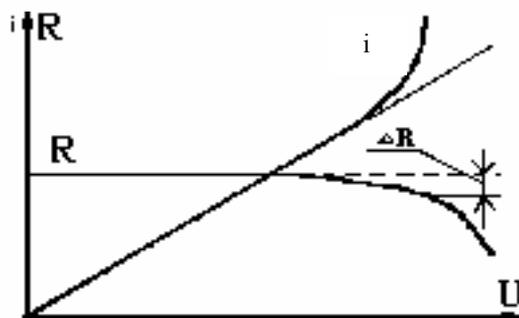


Рис. 1.8. Проявление нелинейности резистивного элемента при увеличении приложенного напряжения

Величина сопротивления, начиная с некоторого значения напряжения, уменьшается с повышением напряжения. Сопротивление в этой области напряжений становится нелинейным.

Причиной нелинейности полупроводниковых материалов является зависимость концентрации носителей тока и их подвижности от напряженности поля. Нелинейность проявляется в некоторых случаях уже при напряженности поля порядка  $10^3$  В/см, а при зернистой структуре, обуславливающей резкую внутреннюю неоднородность поля, - при значительно меньшей напряженности на единицу длины, иногда от 100 В/см и меньше. Нелинейное сопротивление имеют также контакты через тонкие диэлектрические прослойки, в которых при больших размерах проводящих зерен локальные напряженности поля могут достичь очень больших величин. Наконец, в композициях с грубой крупнозернистой структурой могут проявляться и локальные нагревы в контактах.

Наиболее распространенной характеристикой степени нелинейности является так называемый коэффициент напряжения  $k_H$ , определяемый как относительное изменение величины сопротивления, выраженное в процентах, в заданном интервале напряжений от  $U_0$  до  $U_1$ :

$$k_H = \frac{R_1 - R_0}{R_0} 100 = \frac{\Delta R}{R_0} 100,$$

где  $R_1$  и  $R_0$  - величины сопротивлений, измеренные при напряжениях постоянного тока  $U_1$  и  $U_0$ .

Поскольку обычно  $R_1 < R_0$ , то величина  $k_H$  имеет отрицательный знак. Часто зависимость сопротивления от напряжения оценивается относительно величины прироста напряжения и характеризуется величиной

$$k'_H = \frac{R_1 - R_0}{R_0(U_1 - U_0)}.$$

Для наиболее высокоомных композиционных резисторов общего назначения величина  $k_H$  достигает 10%. Для тонкослойных резисторов, в которых благодаря спиральной нарезке рабочие градиенты напряжения на резистивном элементе невелики, коэффициент напряжения не превышает 1% и обычно не контролируется.

В цепи переменного тока, где иногда требуется высокая точность соблюдения кривой, даже незначительная нелинейность (до 1%) может оказаться неприемлемой.

На рис. 1.9 показано искажение синусоидальной кривой тока, вызванное нелинейностью вольтамперной характеристики резистора.

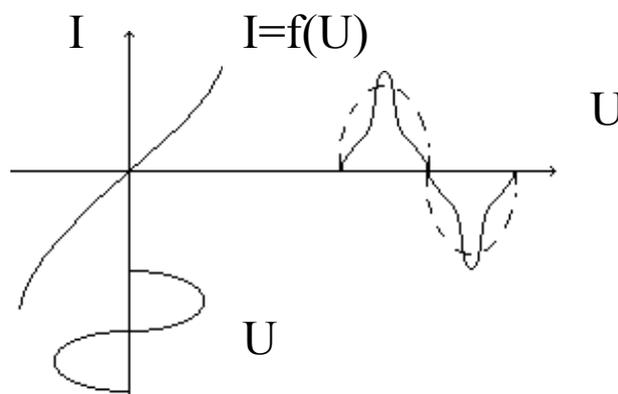


Рис. 1.9. Нелинейные искажения синусоидального сигнала

В результате нелинейных искажений в токе возникают компоненты высших (кратных основной частоте) частот-гармоник, амплитуда которых относительно амплитуды тока основной частоты растет с увеличением напряжения.

*Коэффициент нагрузки.* Если резистор значительно нагревается проходящим током, то изменение сопротивления в зависимости от напряжения будет определяться не только его нелинейностью, но и температурой нагрева. Суммарное изменение

сопротивления, называемое коэффициентом нагрузки, выразим следующим образом:

$$k_{нг} = k_n U_1 + \Delta T \text{ ТКС},$$

где

$$\text{ТКС} = \frac{R_T - R_0}{R_0(T_T - T_0)} = \frac{R_T - R_0}{R_0 \Delta T}$$

- температурный коэффициент сопротивления, который имеет любой знак.

Коэффициент нагрузки находим аналогично коэффициенту напряжения лишь с той разницей, что испытательное напряжение подается не кратковременно, а на более длительное время (от двух до десяти минут) до полного нагрева резистора.

Поскольку у низкоомных резисторов нелинейность незначительна, а рабочее напряжение невелико, коэффициент нагрузки является в основном функцией температуры нагрева и имеет тот же знак, что и ТКС.

У высокоомных резисторов (в основном композиционных), нелинейность которых выражена более резко, а нагрев, благодаря ограничению рабочего тока, незначителен, коэффициент нагрузки мало отличается от коэффициента напряжения. Практическое значение коэффициента нагрузки заключается в том, что он помогает обнаружить дефектные резисторы, у которых вследствие неоднородности резистивного элемента (в основном спиралевидного) температура местами может превышать расчетную. В этом случае величина  $k_{нг}$  превысит нормальное значение.

### **Порядок выполнения лабораторной работы**

А. Измерить величины активного сопротивления, емкости и индуктивности непроволочного резистора.

1. Параллельное подключение исследуемого резистора к контуру куметра:

а) подготовить куметр к работе согласно инструкции по эксплуатации;

б) к «индуктивным» клеммам куметра подключить образцовую катушку, добиться резонанса на частоте  $f$  путем изменения емкости конденсатора куметра и снять показания добротности  $Q_1$  и емкости  $C_1$ ;

в) подключить к «емкостным» клеммам куметра исследуемый резистор (выдает преподаватель) и добиться резонанса на прежней частоте  $f$  путем изменения емкости конденсатора куметра, снять показания добротности  $Q_2$  и емкости  $C_2$ ;

г) если в результате измерений окажется, что  $C_2 < C_1$ , то в резисторе преобладает емкость (рис. 1.10).

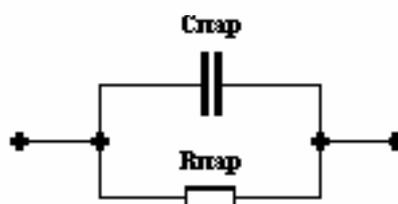


Рис. 1.10. Преобладание емкостной компоненты в резисторе при параллельном подключении в измерительный контур

По формулам

$$R_{\text{пар}} = \frac{Q_1 \cdot Q_2}{2\pi f C_1 (Q_1 - Q_2)},$$

$$C_{\text{пар}} = C_1 - C_2$$

определить полное сопротивление  $R_{\text{пар}}$  и емкость  $C_{\text{пар}}$  резистора;

д) если в результате измерений окажется, что  $C_2 > C_1$ , то в резисторе преобладает индуктивность (рис. 1.11).

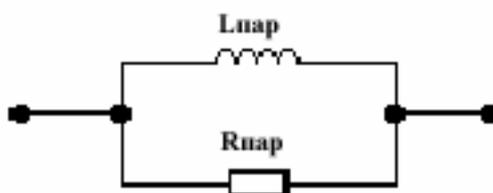


Рис. 1.11. Преобладание индуктивной компоненты в резисторе при параллельном подключении в измерительный контур

По формулам

$$R_{\text{пар}} = \frac{Q_1 Q_2}{2\pi f C_1 (Q_2 - Q_1)}, \quad L_{\text{пар}} = \frac{1}{4\pi^2 f^2 (C_2 - C_1)}$$

вычислить полное сопротивление  $R_{\text{пар}}$  и индуктивность  $L_{\text{пар}}$  резистора.

С помощью величин  $L_{\text{пар}}$  и  $R_{\text{пар}}$  определить значения  $L_{\text{пос}}$  и  $R_{\text{пос}}$  (рис. 1.12), воспользовавшись следующими формулами:

$$R_{\text{пос}} = \frac{R_{\text{пар}}}{1 + Q_x^2}, \quad L_{\text{пос}} = \frac{L_{\text{пар}}}{Q_x^2 + 1},$$

где

$$Q_x = \frac{(C_1 - C_2) Q_1 Q_2}{C_1 Q_1 - C_2 Q_2}.$$

2. Последовательное подключение исследуемого резистора к контуру куметра:

а) подготовить куметр к работе согласно инструкции по эксплуатации;

б) подключить образцовую катушку к «индуктивным» клеммам куметра, добиться резонанса на частоте  $f$  путем изменения емкости куметра и снять показания добротности  $Q_1$  и емкости  $C_1$ ;

в) отсоединить образцовую катушку и последовательно подсоединить к ней исследуемый резистор (выдает преподаватель), получившуюся цепочку подсоединить к «индуктивным» клеммам куметра;

г) добиться резонанса на прежней частоте  $f$  путем изменения емкости куметра, снять показания добротности  $Q_2$  и емкости куметра  $C_2$ ;

д) если в результате измерений окажется, что  $C_2 < C_1$ , то в резисторе преобладает индуктивность (см. рис. 1.12).



Рис. 1.12. Преобладание индуктивной компоненты в резисторе при последовательном подключении в измерительный контур

По формулам

$$R_{\text{пос}} = \frac{C_1 Q_1 - C_2 Q_2}{2\pi f C_1 C_2 Q_1 Q_2}, \quad L_{\text{пос}} = \frac{C_1 - C_2}{4\pi^2 f^2 C_1 C_2}$$

определить полное сопротивление  $R_{\text{пос}}$  и индуктивность  $L_{\text{пос}}$  резистора;

е) если в результате измерений окажется, что  $C_2 > C_1$ , то в резисторе преобладает емкость (рис. 1.13).

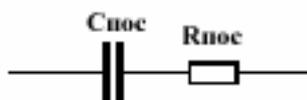


Рис. 1.13. Преобладание емкостной компоненты в резисторе при последовательном подключении в измерительный контур

По формулам

$$R_{\text{пос}} = \frac{C_1 Q_1 - C_2 Q_2}{2\pi f C_1 C_2 Q_1 Q_2}, \quad C_{\text{пос}} = \frac{C_1 C_2}{C_2 - C_1}$$

определить полное сопротивление  $R_{\text{пос}}$  и емкость  $C_{\text{пос}}$  резистора;

ж) вычислить  $R_{\text{пар}}$  и  $C_{\text{пар}}$ , воспользовавшись формулами:

$$R_{\text{пар}} = R_{\text{пос}} (1 + Q_x)^2, \quad C_{\text{пар}} = C_{\text{пос}} \frac{Q_x^2}{1 + Q_x^2}.$$

Б. Определить коэффициент напряжения непроволочного резистора:

а) снять зависимость величины тока, протекающего через исследуемый непроволочный резистор, от напряжения, приложенного к резистору.

Измерения проводить быстро (не более одной секунды), чтобы избежать нагрева резистивного элемента;

б) построить графики зависимости тока от напряжения и сопротивления резистора от приложенного напряжения;

в) рассчитать коэффициент напряжения  $K_H$  (величину  $U_1$  принять равной номинальному рабочему напряжению, а  $U_0=0,1U_1$ ).

В. Определить коэффициент нагрузки непроволочного резистора:

а) измерить вольтамперным методом сопротивление исследуемого резистора при напряжении  $U_1$ , равном номинальному рабочему напряжению. Напряжение  $U_1$  подается длительное время (от двух до десяти минут) до полного нагрева резистора;

б) рассчитать коэффициент нагрузки резистора по формуле

$$K_{нл}=(R(u_1) - R(u_0))/R(u_0).$$

Г. Измерить температурный коэффициент сопротивления непроволочного резистора:

а) поместить исследуемый резистор в термостат;

б) определить зависимость сопротивления резистора от температуры (температуру повышать до 100 °С);

в) рассчитать температурный коэффициент сопротивления резистора.

### Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Краткие теоретические сведения.
3. Вычисления по результатам измерения активного сопротивления и емкости высокоомного резистора.
4. Вычисления по результатам измерения активного сопротивления и индуктивности низкоомного резистора.
5. Таблица и график зависимости сопротивления резистора от температуры.
6. Расчет ТКС резистора.
7. Таблица и график зависимости тока, протекающего через резистор, от приложенного напряжения (при кратковременном измерении).
8. Расчет коэффициента напряжения.
9. Данные измерения сопротивления резисторов вольтамперным методом при  $U = U_1$  и  $U = U_0$ .

10. Расчет коэффициента нагрузки.
11. Выводы.

### **Контрольные вопросы**

1. Как выглядит эквивалентная схема непроволочного резистора на низких частотах?
2. Напишите формулы суммарного сопротивления непроволочных резисторов.
3. Как выглядит эквивалентная схема непроволочного резистора на высоких частотах?
4. Чему равен коэффициент формы непроволочного резистора ?
5. Для каких целей выполняется спиральная нарезка непроволочных резисторов?
6. Для каких целей выполняется специальная система нарезки спирали непроволочных резисторов?
7. Как выглядит упрощенная эквивалентная схема непроволочного резистора на высоких частотах?
8. В каком случае можно пренебречь влиянием индуктивности непроволочных резисторов?
9. В каком случае можно пренебречь влиянием емкости непроволочных резисторов?
10. В каких типах резисторов необходимо учитывать влияние поверхностного эффекта?
11. Каким образом уменьшают потери в изоляционных материалах непроволочных резисторов?
12. Как выглядит вольтамперная характеристика непроволочных резисторов?
13. Как определить коэффициент напряжения непроволочного резистора?
14. Как вычислить температурный коэффициент сопротивления?
15. Как определить коэффициент нагрузки непроволочного резистора?
16. Объясните практическое значение коэффициента нагрузки.

### **Список литературы**

1. Волгов В.А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Энергия, 1977. – 656 с.
2. Гальперин Б.С. Непроволочные резисторы. - Л.: Энергия, 1978. – 282 с.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

### Исследование конденсатора переменной емкости

#### Цель работы

Исследовать основные электрические и конструктивные параметры конденсатора переменной емкости.

#### Общие положения

Конденсатор переменной емкости является одним из важнейших узлов современной радиоаппаратуры. Настройка контуров приемников и передатчиков в большинстве случаев осуществляется конденсаторами переменной емкости. Они нашли также широкое применение в электронной и радиоизмерительной аппаратуре и многочисленных специальных радиоустройствах.

Конструкция любого конденсатора переменной емкости состоит из следующих 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 официально узаконенной классификации конденсаторов переменной емкости нет. Можно лишь указать ряд признаков, по которым следует классифицировать конденсаторы:

1. *По назначению:* а) в радиовещательной аппаратуре; б) усилительных каскадах приемников; в) гетеродинах приемников и задающих гетеродинах маломощных передатчиков; г) выходных каскадах передатчиков; д) измерительной аппаратуре различного назначения и т.п.

2. *По применяемому диэлектрику:* а) с твердым диэлектриком; б) жидким; в) газообразным, в том числе воздушным, газонаполненным, вакуумным.

3. *По закону изменения емкости:* а) прямоемкостные; б) прямочастотные; в) прямоволновые; г) логарифмические; д) косинусоидальные и др.

4. *По величине емкости и диапазону частот:* а) конденсаторы длинноволнового (ДВ) и средневолнового (СВ) диапазонов; б) конденсаторы

коротковолнового (КВ) диапазона; в) конденсаторы дециметрового (ДЦВ) диапазона.

5. *По форме электродов:* а) пластинчатые; б) цилиндрические; в) спиральные.

6. *По виду перемещения системы электродов:* а) с поступательным движением; б) вращательным.

7. *По принципу изменения емкости:* а) с переменной площадью перекрытия пластин; б) переменным зазором между пластинами.

8. *По числу секций:* а) односекционные; б) многосекционные.

9. *По углу поворота:* а) с нормальным углом поворота (примерно равным  $180^\circ$ ); б) расширенным углом поворота (больше  $180^\circ$ ); в) углом поворота, примерно равным  $90^\circ$ .

10. *По типу токоъема:* а) с трущимся токоъемом; б) гибким; в) емкостным.

11. *По месту расположения подшипников:* а) с разнесенными подшипниками; б) консольные.

12. *По способу изготовления секций ротора и статора:* а) с цельнофрезерованным ротором (статором); б) секциями, собранными расчеканкой; в) секциями, собранными пайкой; г) секциями, собранными отбортовкой.

### **Емкость конденсатора переменной емкости и характер ее изменения**

Емкость любого конденсатора переменной емкости состоит из двух составляющих: начальной  $C_{\text{мин}}$  и переменной  $C_{\text{перем}}$ . Переменная изменяется при вращении ротора конденсатора от нуля градусов до наибольшей величины. Емкость конденсатора при этом соответственно изменяется от  $C_{\text{мин}}$  до  $C_{\text{макс}}$ , откуда

$$C_{\text{макс}} = C_{\text{мин}} + C_{\text{перем}}$$

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

На рис.2.1 показана одна из распространенных схем, содержащих в качестве элемента настройки контура конденсатор переменной емкости. Из схемы видно, что параллельно конденсатору переменной емкости подключены и входят в контур емкости усилительного прибора  $C_{\text{уп}}$ , катушки индуктивности  $C_L$ , монтажа  $C_M$ , подстроенного конденсатора  $C_{\text{п}}$ , дополнительного конденсатора  $C_D$  и т.д.

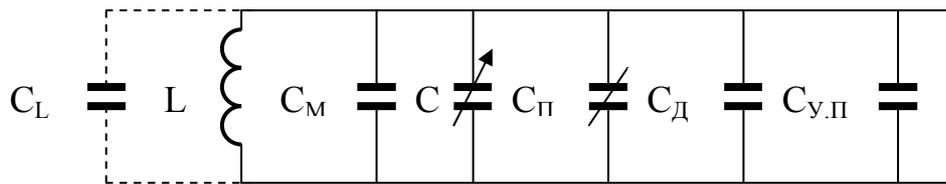


Рис.2.1. Емкостные составляющие колебательного контура

Все эти емкости составляют начальную емкость контура  $C_{к0}$ , которая вместе с начальной емкостью конденсатора составляет минимальную емкость контура  $C_{к\text{ мин}}$ :

$$C_{к0} = C_{у.п} + C_L + C_M + C_Д + \dots = 3 + 2 + 7 + 15 = 27 \text{ пФ.}$$

$$C_{к\text{ мин}} = C_{к0} + C_{\text{мин}}$$

Коэффициент перекрытия по частоте определяют из соотношения

$$K_f = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} = \frac{\sqrt{C_{к\text{ макс}}}}{\sqrt{C_{к\text{ мин}}}} = \frac{\sqrt{C_{к\text{ мин}} + C_{\text{перем}}}}{\sqrt{C_{к\text{ мин}}}}$$

В зависимости от назначения конденсатора изменение его емкости может быть различным. Использование различных конденсаторов, имеющих одну и ту же переменную часть емкости конденсатора и включенных в контур с одной и той же минимальной емкостью, позволит получить одинаковые перекрытия по частоте. Однако частотная характеристика (зависимость частоты контура настраиваемого конденсатором от угла поворота ротора) для каждого конденсатора будет своя. На рис.2.2 показаны частотные характеристики прямочастотного (прямая 1), прямоволнового (кривая 2), логарифмического (кривая 3) и прямоемкостного (кривая 4) конденсаторов, имеющих одну и ту же величину  $C_{\text{перем}}$  и настраивающих контур с одним и тем же  $C_{к\text{ мин}}$ . Необходимую зависимость изменения емкости от угла поворота получают соответствующим изменением площади перекрытия статорных пластин роторными.

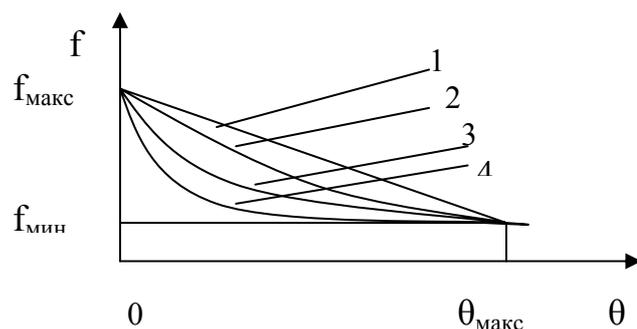


Рис.2.2. Зависимости резонансной частоты контура от угла поворота ротора для различных типов конденсаторов

Заданного изменения емкости обычно достигают применением роторных пластин с переменным радиусом при полукруглом вырезе в статорных пластинах (рис.2.3) либо при полукруглых пластинах ротора и вырезе с переменным радиусом статорных пластинах (рис.2.4). Бывают также случаи, когда и радиус роторной пластины и радиус выреза в статорных пластинах - переменные величины (рис.2.5).

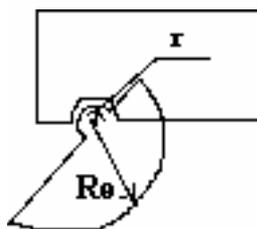


Рис. 2.3. Конденсатор с переменным радиусом ротора

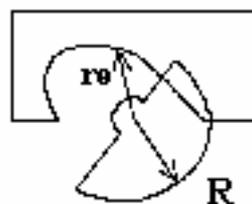


Рис.2.4. Конденсатор с вырезом в статоре

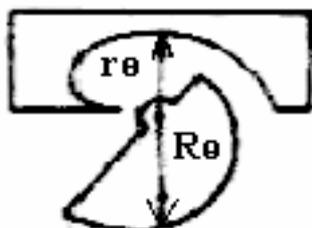


Рис.2.5. Конденсатор с переменными радиусами ротора и статора

В случае переменного радиуса ротора

$$R_{\theta} = \sqrt{r^2 + \frac{1440d}{1.11(n-1)} \frac{dC}{d\theta}}.$$

В случае переменного радиуса выреза в статоре

$$r_{\theta} = \sqrt{R^2 - \frac{1440d}{1.11(n-1)} \frac{dC}{d\theta}}.$$

Значение  $dC/d\theta$  определяют для каждого вида конденсатора отдельно.  
Для прямоемкостного конденсатора

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

Для прямочастотного

$$\frac{dC}{d\theta} = \frac{2A^2 C_{\text{Кмин}}}{(A-\theta)^3}, \quad C = \frac{A^2 C_{\text{Кмин}}}{(A-\theta)^2} - C_{\text{к}_0},$$

где

$$A = \frac{K_f \theta_{\text{макс}}}{K_f - 1}.$$

В приведенных выше формулах:

$R_\theta$  - переменный радиус ротора, см;

$r$  - радиус выреза в статоре, см;

$d$  - толщина воздушного диэлектрика (расстояние между пластинами),

см;

$n$  - число пластин;

$r_\theta$  - переменный радиус выреза в статоре, см;

$R$  - радиус ротора, см;

$C_{\text{перем}}$  - переменная часть емкости конденсатора, пФ;

$\theta_{\text{макс}}$  - максимальный угол поворота конденсатора, град.;

$C_{\text{мин}}$  - минимальная емкость контура, пФ;

$\theta$  - текущий угол поворота ротора конденсатора, град.;

$$K_f = \frac{f_{\text{макс}}}{f_{\text{мин}}} \quad - \text{коэффициент перекрытия по частоте};$$

$f_{\text{макс}}$  - максимальная частота контура, Гц;

$f_{\text{мин}}$  - минимальная частота контура, Гц.

Для получения радиусов очертания кривой ротора или статора значения  $dC/d\theta$  для различных углов (например через  $10^\circ$ ) подставляют в формулу для определения  $R_\theta$  или  $r_\theta$ .

### **Неустойчивость емкости, связанная с девиацией подвижной системы**

Девиация подвижной системы относительно неподвижной связана с наличием тех или иных степеней свободы в конструкции конденсатора и проявляется в незакономерных временных перемещениях под действием внешних и инерционных сил на подвижную систему.

Для изменения емкости переменного конденсатора необходимо обеспечить перемещение относительно друг друга взаимодействующих электродов конденсатора, для чего в механизме перемещения достаточно иметь одну степень свободы - вращательную или поступательную.

Однако почти все механизмы, предназначенные для перемещения с одной степенью свободы, в той или иной мере обладают и другими степенями свободы. Например, подшипники, кроме основного вращательного перемещения, могут иметь некоторое отклонение вдоль и поперек оси.

Аналогичные явления неустойчивости могут быть вызваны и другими причинами, например, вследствие погрешности тел вращения, используемых в направляющих с трением качения и т.п.

### **Влияние погрешностей производства на разброс емкости конденсатора**

Емкость конденсатора с плоскими пластинами зависит от погрешностей площади пластин и зазора. Погрешность площади пластин учитывать не будем, так как обычно она мала (все пластины изготавливаются одним штампом). Наибольшее влияние на емкость оказывает погрешность зазора.

Одним из факторов, вызывающим погрешность зазора, является погрешность толщины пластины или погрешность расстояния между статорными и роторными пластинами. Это требует изготовления пластин с высокой точностью по толщине, обеспечения точного расстояния между пластинами статора или пластинами ротора.

Разброс емкости происходит также в результате асимметрии зазора  $d$ , который появляется при сдвиге пластин статора относительно пластин ротора на величину  $\Delta d$ . Разброс емкости может произойти при непараллельности пластин ротора относительно пластин статора. Наихудший случай это тот, когда наблюдается перекосяк всех пластин.

Кривизна пластин, приводящая к неравномерности зазоров, также вызовет изменение емкости. В этом случае величину разброса переменной емкости конденсатора получают благодаря наличию погрешности толщины пластин и расстояния между ними. Следовательно, эти размеры требуют наиболее жестких допусков.

Большое влияние на характеристику  $C=f(\theta)$  оказывает погрешность центровки оси ротора относительно пластин статора.

Погрешность емкости также зависит от способа крепления пластин. Набор пластин на шайбах используют в мелкосерийном и серийном производстве, что не требует специального инструмента для сборки и позволяет легко изменять толщину материала пластин и зазоры между ними. Для массового производства конструкция на шайбах непригодна, так как производственный разброс емкости конденсатора зависит не только от погрешностей производства, но и количества пластин. Это особенно существенно при большом количестве пластин ( $n > 20$ ). При их малом количестве ( $n = 5..10$ ) такая конструкция вполне себя оправдывает в мелкосерийном производстве. Закрепление пластин непосредственно на втулках или гребенках с помощью расчеканки, пайки или прессовой посадки не позволяет получить суммирование допусков, которое возможно в случае сборки на шайбах, так как расстояние до каждой из пластин определяют от общей базы. Поэтому такую сборку пластин применяют при массовом производстве и выполняют одними и теми же инструментами, что значительно повышает точность сборки.

### **Компенсация производственного разброса характеристики емкости от угла поворота ротора конденсатора с плоскими пластинами**

Зависимость емкости от угла поворота ротора в результате погрешностей производства для различных конденсаторов может иметь от заданной некоторые отклонения, превосходящие допустимую величину. Отклонение величины емкости, связанной с общим превышением или уменьшением начальной емкости, может быть легко компенсировано в контуре с помощью подстроечного конденсатора. Если же отклонения емкости при различных углах поворота имеют различные значения, то подстроечным конденсатором такие отклонения не компенсируются. Необходимо применить иные средства компенсации, действующие только в пределах тех или иных углов поворота.

Одним из широко распространенных способов компенсации является отгиб разрезных секторов пластин ротора.

Одну или две крайние пластины ротора разрезают на секторы. Отгибая их, изменяют емкость до необходимой величины. Можно показать, что при регулировке одной разрезной пластиной регулировочная емкость будет равна

$$C'_{\text{рег}} = (0,25 \dots 0,4) \frac{C_{\text{макс}}}{n-1},$$

а в случае регулировки двумя разрезными пластинами

$$C''_{\text{рег}} = (0,5 \dots 0,8) \frac{C_{\text{макс}}}{n-1}.$$

Из этих уравнений можно определить допустимую величину относительной погрешности максимальной емкости, которая может быть компенсирована отгибкой секторов одной или двух пластин ротора:

$$\frac{\Delta C'_{\text{макс}}}{C_{\text{макс}}} = \frac{0,25 \dots 0,4}{n-1}, \quad \frac{\Delta C''_{\text{макс}}}{C_{\text{макс}}} = \frac{0,5 \dots 0,8}{n-1}.$$

Из этих выражений следует, что допустимая относительная погрешность максимальной переменной емкости, которая должна быть компенсирована регулировкой секторов пластин, зависит только от числа пластин, и чем больше их количество входит в конденсатор, тем меньшую погрешность емкости он должен иметь, т.е. тем выше должна быть точность изготовления конденсаторов.

### **Температурная нестабильность конденсатора переменной емкости**

Изменение емкости под влиянием температуры в основном вызывается изменением линейных размеров пластин и зазоров и изменением диэлектрической проницаемости диэлектриков ( в том числе и воздуха), находящихся в электрическом поле конденсатора.

Значительные изменения емкости могут вызываться короблением различных элементов конструкции. Общий температурный коэффициент емкости (ТКЕ) конденсатора определяется совместным действием всех перечисленных факторов.

### Температурный коэффициент емкости и его составляющие

Температурный коэффициент емкости конденсатора (обозначим его -  $\alpha_c$ ), как и емкость, состоит из двух составляющих:

ТКЕ начальной емкости ( $\alpha_n$ ) и ТКЕ переменной части емкости ( $\alpha_{пер}$ ). При этом справедливо следующее равенство:

$$\alpha_C = \frac{\alpha_n C_{мин} + \alpha_{пер} C_{перем}}{C_{мин} + C_{перем}}$$

Основная и наиболее важная часть ТКЕ конденсатора - ТКЕ переменной части емкости конденсатора, определим по формуле

$$C_{перем} = \frac{1.11 \varepsilon S(n-1)}{4\pi d},$$

где  $C$  - емкость, пФ;  $\varepsilon$  - диэлектрическая проницаемость диэлектрика, пФ/м;  $S$  - активная (взаимно перекрываемая) площадь пластин, см;  $d$  - зазор между пластинами, мм.

При изменении температуры могут изменяться  $\varepsilon$ ,  $S$  и  $d$ .

Если обозначить температурный коэффициент диэлектрической проницаемости через  $\alpha_\varepsilon$ , температурный коэффициент активной площади -  $\alpha_S$  и температурный коэффициент зазора -  $\alpha_d$ , то, пренебрегая величинами второго порядка малости, можно доказать, что

$$\alpha_{пер} = \alpha_\varepsilon + \alpha_S - \alpha_d.$$

Начальная емкость конденсатора состоит из емкости через изолятор и емкости через воздух, поэтому  $\alpha_n$  будут определять тепловые характеристики этих структур.

Точный расчет температурного коэффициента емкости конденсатора переменной емкости довольно сложен и зависит от многих факторов.

Если предположить, что конструкция конденсатора выполнена таким образом, что при изменении температуры происходят свободные температурные деформации без сколько-нибудь заметных напряжений в частях конструкции, которые могли бы привести к короблению, изгибам, то ТКЕ приближенно можно рассчитать по следующей формуле:

$$\alpha_c \approx \alpha_\varepsilon + \frac{\alpha_{\text{М.П}}(2d+h) - \alpha_B(d+h)}{d},$$

где  $h$  - толщина пластин ротора и статора, мм.;  $\alpha_{\text{М.П}}$ ,  $\alpha_B$  - температурные коэффициенты линейного расширения материала пластин и оси (втулки) соответственно.

### Термокомпенсация конденсатора переменной емкости

Последняя формула свидетельствует о возможности компенсации температурной неустойчивости конденсатора. Для этого необходимо лишь выбрать такие соотношения между  $h$ ,  $d$ ,  $\alpha_{\text{М.П}}$ ,  $\alpha_B$ ,  $\alpha_\varepsilon$ , чтобы  $\alpha_c=0$ .

Если пренебречь влиянием  $\alpha_\varepsilon$  (которое в воздушных конденсаторах мало), то условие термокомпенсации самой конструкции имеет следующий вид:

$$\alpha_{\text{М.П}} = (2d + h) = \alpha_B (d + h),$$

откуда

$$\frac{\alpha_{\text{М.П}}}{\alpha_B} = \frac{d+h}{2d+h} \quad \text{или} \quad \frac{d}{h} = \frac{\alpha_B - \alpha_{\text{М.П}}}{2\alpha_{\text{М.П}} - \alpha_B}.$$

Эти соотношения позволяют по заданным конструктивным параметрам выбрать  $\alpha_{\text{М.П}}$  и  $\alpha_B$  или, наоборот, по заданным  $\alpha_{\text{М.П}}$  и  $\alpha_B$  выбрать размеры  $d$  и  $h$ . Для обеспечения малого ТКЕ необходимо, чтобы температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР) оси  $\alpha_B$  был больше ТКЛР пластин  $\alpha_{\text{М.П}}$ , что предъявляет особые требования к конструкции конденсаторов, которые, однако, не всегда выполняются. Так, обычно оси и крепежные гребенки статоров, определяющие температурную деформацию, изготавливают из стали или латуни, а пластины конденсатора - из алюминия (ТКЛР стали =  $11 \cdot 10^{-6}$  град $^{-1}$ ; ТКЛР латуни =  $19 \cdot 10^{-6}$  град $^{-1}$ ; ТКЛР алюминия =  $23 \cdot 10^{-6}$  град $^{-1}$ ).

В том и другом случаях  $\alpha_{\text{М.П}} > \alpha_B$ , т.е. ТКЕ конденсатора - большой.

### Порядок выполнения лабораторной работы

1. Изучить конструкцию конденсатора переменной емкости (выдает преподаватель).
2. Построить теоретическую зависимость  $C=\varphi(\theta)$ .
3. Рассчитать радиус ротора конденсатора переменной емкости (необходимые данные для расчета выдает преподаватель).
4. Снять зависимость емкости конденсатора переменной емкости от угла поворота ротора  $C=\varphi(\theta)$ .
5. Устанавливая ротор конденсатора три раза в одно и то же положение, определить среднее относительное изменение емкости в результате девиации подвижной системы при  $\theta=\text{const}$ .
6. Рассчитать ТКЕ конденсатора переменной емкости.
7. Снять зависимость емкости конденсатора от температуры  $C=f(T^\circ)$  при углах поворота  $90$  и  $180^\circ$ .
8. Определить ТКЕ для углов поворота  $90$  и  $180^\circ$  по формуле  $\alpha=\Delta C/(\Delta T \ C)$ .

9. Из выражений

$$\alpha_{\text{пер}} = \frac{\alpha_{90^\circ} \left( C_{90^\circ} + C_{\text{мин}} \right) - \alpha_{180^\circ} \left( C_{180^\circ} + C_{\text{мин}} \right)}{C_{90^\circ} - C_{180^\circ}},$$

$$\alpha_{\text{нач}} = \frac{C_{180^\circ} \alpha_{90^\circ} \left( C_{180^\circ} + C_{\text{мин}} \right) - C_{90^\circ} \alpha_{180^\circ} \left( C_{180^\circ} + C_{\text{мин}} \right)}{C_{\text{мин}} \left( C_{180^\circ} - C_{90^\circ} \right)}.$$

$$\alpha_C = \alpha_{\text{пер}} + \alpha_{\text{нач}}$$

вычислить ТКЕ переменной и начальной частей емкости и определить ТКЕ конденсатора, сравнить полученный результат с расчетным.

### Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Краткие теоретические сведения.
3. Анализ конструкции конденсатора переменной емкости.
4. График теоретической зависимости емкости конденсатора от угла поворота  $C=\varphi(\theta)$ .
5. Таблица и график зависимости расчетных значений  $R_\theta$  от  $\theta$ .
6. Таблица и график экспериментальной зависимости  $C=\varphi(\theta)$ .
7. Значения относительного изменения емкости в результате девиации при  $\theta=\text{const}$ .
8. Теоретический расчет ТКЕ конденсатора переменной емкости.
9. Таблица и график зависимости  $C=f(T^0)$  при углах поворота  $90^\circ, 180^\circ$ .
10. Расчет ТКЕ по экспериментальным данным.
11. Выводы.

### Контрольные вопросы

1. Из каких основных элементов состоит конструкция конденсатора переменной емкости?
2. Как классифицируются конденсаторы переменной емкости?
3. Какие составляющие входят в начальную емкость контура?
4. Как определить коэффициент перекрытия по частоте?
5. Как выглядит зависимость  $C=\varphi(\theta)$  для различных типов (по закону изменения емкости) конденсаторов?
6. Как получить заданный закон изменения емкости от угла поворота?
7. Как выглядит формула для определения переменного радиуса ротора (статора) конденсатора переменной емкости?
8. Какие факторы влияют на разброс емкости конденсатора переменной емкости?
9. Какие способы применяют для компенсации производственного разброса характеристики конденсатора переменной емкости?

10. Чему равна допустимая величина относительной погрешности максимальной емкости, которая может быть компенсирована отгибкой секторов пластин ротора?

11. Из каких составляющих состоит температурный коэффициент емкости (ТКЕ) конденсатора переменной емкости?

12. По какой формуле можно приближенно рассчитать ТКЕ конденсатора переменной емкости?

13. Как выглядит условие термокомпенсации конденсатора переменной емкости?

### **Список литературы**

1. Азарх С.Х. Конденсаторы переменной емкости. - М. - Л.: Энергия, 1965. - 327 с.

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

3. Харинский А.Л. Основы конструирования элементов радиоаппаратуры. - М.: Энергия, 1971. - 464 с.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3

### Исследование влияния конструкции катушки индуктивности и диаметра провода намотки на ее основные параметры

#### Цель работы

Исследовать влияние экранов, сердечников различных типов, диаметра провода намотки на индуктивность, добротность и собственную емкость катушки индуктивности.

#### Общие положения

Индуктивность катушки наряду с емкостью конденсатора является основным параметром колебательного контура. Величина индуктивности, используемая лишь в колебательных контурах, лежит в пределах от долей микрогенри до десятков миллигенри. Следовательно, самая маленькая величина индуктивности, применяемая как сосредоточенный параметр, отличается от самой большой в десятки тысяч раз.

Получить такой огромный диапазон индуктивностей удастся благодаря использованию катушек индуктивности различных конструкций, каждая из которых обеспечивает лишь сравнительно небольшой диапазон значений индуктивности.

Индуктивность прямолинейного провода с круглым сечением

$$L_{\text{пр}} = 0,002\chi \left( \ln \frac{4\chi}{d} \right) - 1 ,$$

где  $\chi$  - длина провода, см;  $d$  - диаметр провода без изоляции, см.

Эта формула свидетельствует о том, что индуктивность прямолинейного провода увеличивается при увеличении длины и уменьшается при увеличении периметра сечения проводника. Изгиб оси проводника уменьшает индуктивность, а при сложении проводника пополам индуктивность почти исчезает. Это явление используют для получения безындукционных обмоток, например, бифилярных. Индуктивность замкнутого геометрического контура всегда будет меньше индуктивности прямого провода той же длины.

Индуктивность круглого витка из провода круглого сечения

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

где  $D$  - диаметр витка провода, см.

Если из значения индуктивности прямолинейного проводника вычтем аналогичное значение индуктивности витка, свернутого в круглое кольцо диаметром  $\chi/\pi$ , то получим разницу между величинами индуктивности:

$$L_{\text{пр}} - L_{\text{кр}} \approx 0,024\chi.$$

Наибольшей индуктивностью обладает тот из замкнутых геометрических контуров одинакового периметра, который имеет наибольшую площадь. Следовательно, наибольшая индуктивность будет у контура, имеющего форму окружности.

Если из прямолинейного провода длиной  $\chi$  сделать два витка, то индуктивность будет зависеть не только от геометрических размеров (диаметров провода и витков), но и от расстояния между осями смежных витков. Иными словами, индуктивность системы из двух витков зависит как от индуктивности каждого из них, так и взаимоиндуктивности между ними. Новым параметром, определяющим взаимоиндукцию, является расстояние между витками. Чем оно меньше, тем больше взаимоиндуктивность и общая индуктивность системы.

Индуктивность катушки, состоящая из  $N$  одинаковых витков

$$L_n = NL_{\text{кр}} + 2M_1(N-1) + 2M_2(N-2) + 2M_3(N-3) + \dots + 2M_{n-1}.$$

Величина  $M$  становится основным фактором, определяющим индуктивность многовитковой катушки, и тогда индуктивность катушки перестает зависеть от диаметра провода (поскольку  $M$  тоже не зависит непосредственно от диаметра провода).

Индуктивность однослойной и многослойной цилиндрической катушки

Следует помнить, что у катушки, длина которой намного больше диаметра, внутреннее магнитное поле будет достаточно равномерным и охватит подавляющее большинство витков. Индуктивность такой катушки (мкГн) можно определить по формуле:

$$L = \frac{\pi^2 D^2 N^2 10^{-3}}{l},$$

где  $l = N\tau$  - длина намотки катушки,  $\tau$  - расстояние между витками (шаг намотки) рис. 3.1.

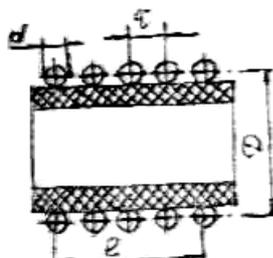


Рис. 3.1. Однослойная цилиндрическая катушка индуктивности

Индуктивности катушки, мкГн, длина которой сравнима с диаметром, определим по формуле

$$L = L_0 N^2 D 10^{-3},$$

где  $L_0$  - поправочный коэффициент, зависящий от соотношения  $l/D$ . Его определяют с помощью рис. 3.2.

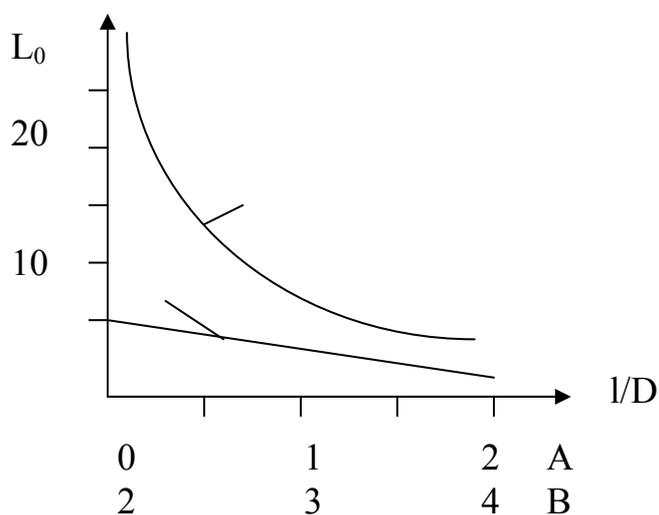


Рис. 3.2. Значения коэффициента  $L_0$  для однослойной катушки

Индуктивность катушки с некруглой формой сечения каркаса с достаточной точностью можно определить по предыдущей формуле, надо лишь заменить диаметр  $D$  таким эквивалентным диаметром, чтобы площадь сечения данной катушки равнялась площади сечения цилиндрической

катушки. Индуктивность катушки пропорциональна площади, охватываемой ее витками, поэтому максимальной индуктивностью при минимальном периметре будет обладать цилиндрическая катушка. Следовательно, многогранный каркас не обеспечивает той индуктивности, которой обладает цилиндрическая катушка с одинаковым числом витков и одинаковым диаметром.

Для получения больших индуктивностей используют многослойные катушки с различными видами намоток. Индуктивность таких катушек можно определить по той же формуле, но их поправочный коэффициент (рис. 3.3) будет зависеть не только от отношения длины катушки к диаметру, но и от отношения ее толщины (глубины намотки) к диаметру.

На рис.3.3  $D$  - наружный диаметр намотки;  $t$  - толщина (глубина, намотки);  $l$  - длина намотки.

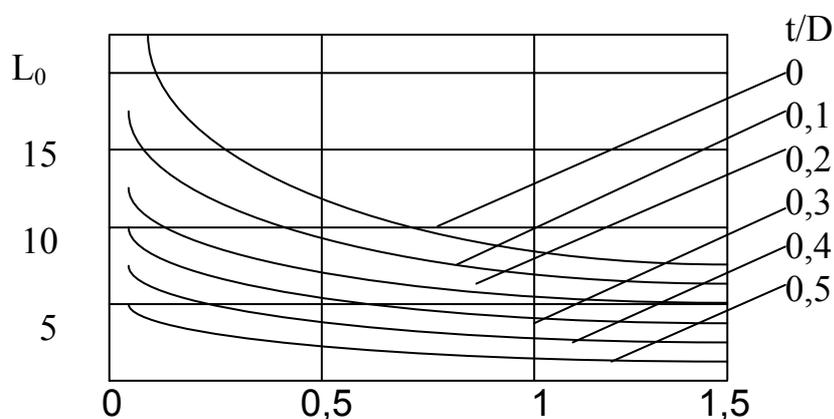


Рис. 3.3. Значения коэффициента  $L_0$  для многослойной катушки

### Индуктивность катушки с магнитным сердечником

Индуктивность таких катушек зависит не только от геометрии катушки, но также от геометрии и магнитной проницаемости сердечника. Так как магнитная проницаемость сердечника всегда больше единицы, то катушки с сердечниками получаются с меньшим числом витков. Это уменьшает размеры катушек и повышает их добротность.

В катушках с сердечниками, геометрия которых построена в соответствии с геометрией замкнутого магнитного поля катушки, магнитное поле в основном сосредотачивается в сердечнике, что способствует не только увеличению индуктивности, но и значительному уменьшению поля рассеяния. Наименьшим полем рассеяния обладают тороидальные катушки индуктивности.

Индуктивность (на низких частотах) тороидальной катушки с сердечником определяют по формуле:

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

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

При определении индуктивности катушек с сердечником другой формы степень связи магнитного поля катушки с сердечником иная, и магнитная проницаемость сердечника будет отличаться от магнитной проницаемости тороидального сердечника. Изменение связи магнитного поля катушки с сердечником в различных конструкциях катушек теоретически не поддается расчету, поэтому пользуются значением действующей (относительной) магнитной проницаемости

$$\mu_c = \frac{L_c}{L}.$$

Здесь  $L_c$  - индуктивность катушки индуктивности с сердечником;  $L$  - индуктивность той же катушки без сердечника.

Значение действующей магнитной проницаемости сердечника точно может быть получено только экспериментально в каждом частном случае.

Отношение действующей магнитной проницаемости сердечника к начальной магнитной проницаемости магнитного материала называют коэффициентом использования магнитных свойств:

$$k_\mu = \frac{\mu_c}{\mu}.$$

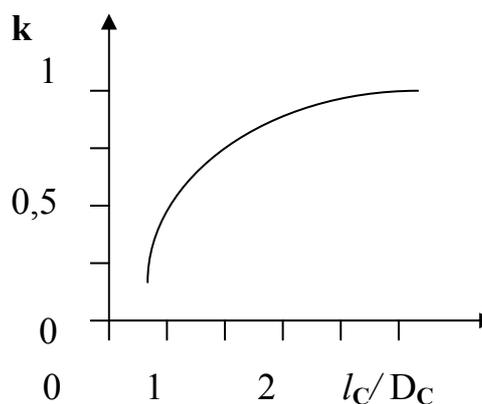
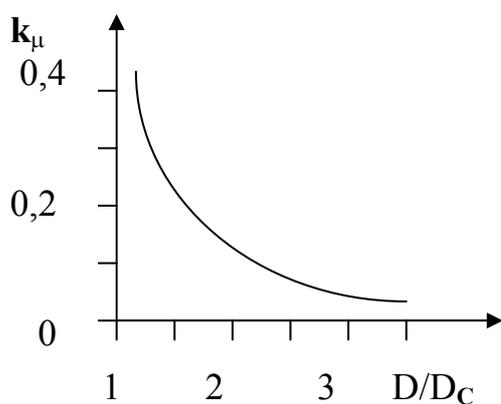
Чем ближе этот коэффициент к единице, тем полнее использованы магнитные свойства материала.

Величина  $\mu_c$  для наиболее употребительных конструкций сердечников и катушек приблизительно дана в табл. 3.1.

Так как  $\mu_c = \mu k_\mu$ , где значение  $\mu$  определяется выбранным магнитным материалом, то вычислению подлежит  $k_\mu$ . Точный расчет  $k_\mu$  в настоящее время еще не разработан. Для приближенного расчета на рис. 3.4 изображена зависимость этого коэффициента от отношения диаметра катушки к диаметру сердечника, а на рис. 3.5 - поправочный коэффициент  $k$ , учитывающий влияние длины сердечника ( $l_c$ ).

Таблица 3.1

Тип сердечника	Феррит	Карбонильное железо
Цилиндрический	1,3 - 1,9	1,4 - 2,0
Катушечный	5 - 25	3 - 5
Броневой	2 - 10	2 - 4
Тороидальный	~ $\mu$	~ $\mu$

Рис.3.4. Учет влияния  $D/D_c$     Рис.3.5. Коэффициент влияния  $l_c/D_c$ 

Действующую магнитную проницаемость сердечника находят следующим образом:

$$\mu_c = \mu k_\mu k.$$

При намотке с шагом и многослойной намотке значение  $k_\mu$  уменьшается на 10...15%.

### Катушка индуктивности с немагнитными сердечниками

Для подстройки индуктивности катушек в КВ и УКВ диапазонах часто применяют немагнитные сердечники из меди или латуни. Такие сердечники уменьшают индуктивность катушки, а также ее добротность. При этом можно получить изменение индуктивности на 3 ...5% при падении добротности не более чем на 10%. Важным свойством немагнитных сердечников является высокая стабильность. Поэтому такие сердечники особенно часто применяют в катушках стабильных автогенераторов и гетеродинов.

Для устранения влияния емкостей, создаваемых немагнитным сердечником, последний должен быть изолирован от корпуса и токонесущих

элементов схемы. Для подстройки катушек УКВ диапазона можно применять также диэлектрические сердечники.

### Добротность катушек индуктивности

Добротность катушки  $Q = \omega L / r$  при заданной частоте  $\omega$  и индуктивности  $L$  определяют ее активным сопротивлением  $r$ .

Активное сопротивление катушки состоит из сопротивления провода току высокой частоты; сопротивления, вносимого диэлектрическими потерями в каркасе; сопротивления, вносимого собственной емкостью; сопротивлений, вносимых потерями в экранах, сердечниках и т.п.

Значение того или иного слагаемого определяется частотой. На длинных волнах сопротивление катушки в основном характеризуется активным сопротивлением провода току высокой частоты. На коротких и ультракоротких волнах значительное влияние могут оказывать диэлектрические потери.

### Экранированные катушки индуктивности

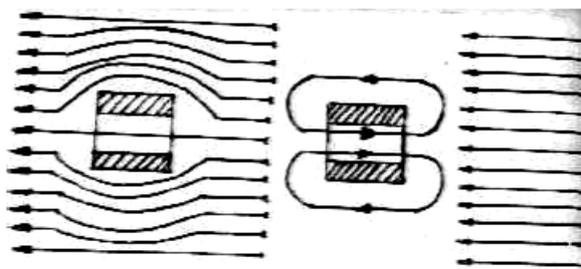
Для устранения паразитных связей, обусловленных внешним электромагнитным полем катушки, и влияния внешних полей катушка экранируется. Различают два вида экранирования: шунтированием магнитного поля и вытеснением магнитного поля экраном.

Экранирование шунтированием магнитного поля происходит в том случае, если катушка индуктивности помещена в замкнутый экран, изготовленный из ферромагнитного материала с большой относительной магнитной проницаемостью  $\mu_c$ . При наличии такого экрана линии магнитной индукции проходят в основном по его стенкам (рис. 3.6), которые обладают малым магнитным сопротивлением в сравнении с воздушным пространством. Качество экранирования зависит от магнитной проницаемости экрана и сопротивления магнитопровода, которое будет тем меньше, чем толще экран и меньше в нем стыков и швов, расположенных поперек линий магнитной индукции.



Рис.3.6. Силовые линии магнитного поля в шунтирующем экране

Экранирование вытеснением магнитного поля экраном происходит в том случае, когда катушка помещена в экран, изготовленный из диамагнитного материала с малым удельным сопротивлением. Если на пути переменного магнитного поля поставить медный цилиндр, то в нем возбуждятся переменные ЭДС, которые, в свою очередь, создадут индукционные вихревые токи (токи Фуко). Магнитное поле этих токов будет замкнутым, внутри цилиндра оно будет направлено навстречу возбуждающему полю, а за его пределами - в ту же сторону, что и возбуждающее поле. Результирующее поле (рис. 3.7) оказывается ослабленным в цилиндре и усиленным вне его, т.е. происходит вытеснение поля из пространства, занимаемого цилиндром.



**Рис. 3.7. Силовые магнитные линии в диамагнитном экране**

Вихревые токи в экранирующем цилиндре распределяются неравномерно по его сечению (явление скин-эффекта). Вследствие скин-эффекта плотность вихревых токов и напряженность переменного магнитного поля по мере углубления в металл уменьшаются на основе экспоненциального закона:

$$j_x / j = e^{-x/x_{\text{э}}},$$

где  $j_x$  – плотность тока на глубине  $x$ ;  
 $j$  – плотность тока на поверхности;  
 $x_{\text{э}}$  – эквивалентная глубина экранирования

$$x_{\text{э}} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu_c \mu f}}.$$

Здесь  $\rho$  - удельное сопротивление материала, Ом см ;  $\mu$  - магнитная проницаемость вакуума;  $\mu_c$  - относительная магнитная проницаемость материала;  $f$  - частота, Гц.

Если экран изготовлен из немагнитного материала, то  $\mu_c \sim 1$  и экранирующий эффект определяется только удельным сопротивлением материала и частотой экранируемого поля.

Индуктивность экранированной катушки характеризуется конструктивными данными самой катушки и экрана, который уменьшает ее индуктивность на величину  $\Delta L_{\text{э}}$ . Индуктивность экранированной катушки может быть рассчитана по формуле:

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

где  $L$  - индуктивность катушки без экрана;  $D$  - диаметр обмотки;  $D_{\text{э}}$  - диаметр экрана;  $l_{\text{э}}$  - длина экрана;  $l$  - длина намотки.

Добротность экранированной катушки всегда оказывается меньше добротности той же катушки без экрана. Наличие экрана увеличивает собственную емкость катушки на 30...40%. Чем ближе к виткам расположен экран, тем больше собственная емкость катушки индуктивности. Стабильность экранированной катушки ниже стабильности неэкранированной. Так как под влиянием дестабилизирующих факторов, например, температуры, изменяются геометрические размеры и сопротивление экрана, то изменяются параметры катушки и распределение тока по сечению провода.

Для того чтобы индуктивность и добротность катушки уменьшились не более, чем на 10%, рекомендуют следующие соотношения между диаметрами экрана и катушки: для однослойных катушек  $D_{\text{э}}/D = 1,6...2,5$ , причем для коротких катушек  $D_{\text{э}}/D = 1,5...1,8$ , для катушек с повышенной стабильностью  $D_{\text{э}}/D \geq 2,5$ .

Ослабить влияние экрана можно с помощью цилиндра из магнетодиэлектрика или феррита, расположенных между экраном и намоткой. Такое расположение ослабляет магнитное поле катушки и ее связь с экраном, что обычно используют для уменьшения наружных размеров экранированной катушки.

Обычно экраны выполняют в виде круглых или прямоугольных стаканов из алюминия, меди или латуни. Толщину стенок экрана выбирают в зависимости от материала и частоты тока. Медные экраны вносят меньшие потери, но дороже алюминиевых, поэтому их применяют реже. В экранах допустимы лишь такие швы и разрезы, направление которых совпадает с

направлением индукционного тока. Экран обязательно должен быть соединен с корпусом прибора.

Электростатический экран состоит из сетки изолированных проволочек, концы которых соединяются между собой с одной стороны экрана так, что не образуется замкнутых контуров. Эти концы соединяются с корпусом прибора.

### Расчёт провода наивыгоднейшего (оптимального) диаметра

На рис.3.8 изображена зависимость составляющих активного сопротивления катушки от диаметра провода:

кривая 1 - представляет собой зависимость сопротивления постоянного тока от диаметра;

кривая 2 – зависимость сопротивления отрезка прямолинейного провода от диаметра при некоторой частоте с учётом поверхностного эффекта;

прямая 3 – характеризует увеличение сопротивления за счёт эффекта близости;

кривая 4 – суммарный график зависимости .

Вид кривой 4 свидетельствует о том, что при вполне определённом диаметре провода  $d_{\text{опт}}$  сопротивление катушки имеет минимальное значение ( $r_{\text{мин}}$ ), а добротность – максимальное.

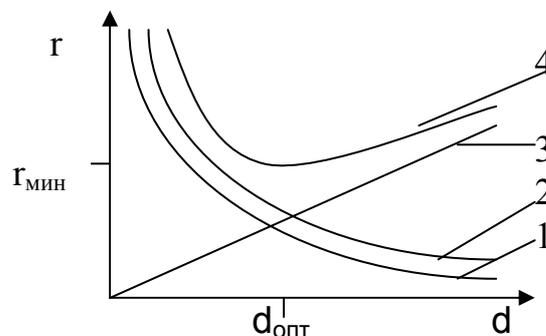


Рис. 3.8. Зависимость сопротивления потерь от диаметра провода

Оптимальный диаметр провода можно вычислить путём определения минимума  $r$ . Расчёт по этому методу сводится к нахождению вспомогательного коэффициента

$$\psi = \left( \frac{kN}{2z'D} \right),$$

где  $k$  - коэффициент, определяемый с помощью рис.3.9, а  $z'$  выражением

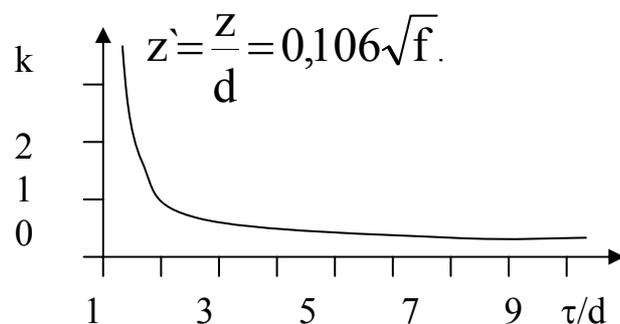


Рис.3.9. Значения коэффициента  $k$  для расчета величины  $\psi$

Величину  $Z_{\text{опт}}$  находят посредством коэффициента  $\psi$  (рис. 3.10) и с помощью этой величины – оптимальный диаметр по формуле:

$$d_{\text{опт}} = \frac{Z_{\text{опт}}}{z'}$$

При  $\psi > 2000$

$$z_{\text{опт}} = \frac{2}{\sqrt[6]{2\varphi}}$$

а при  $\psi < 0,3$

$$z_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{2}{\psi}} + 0,71.$$

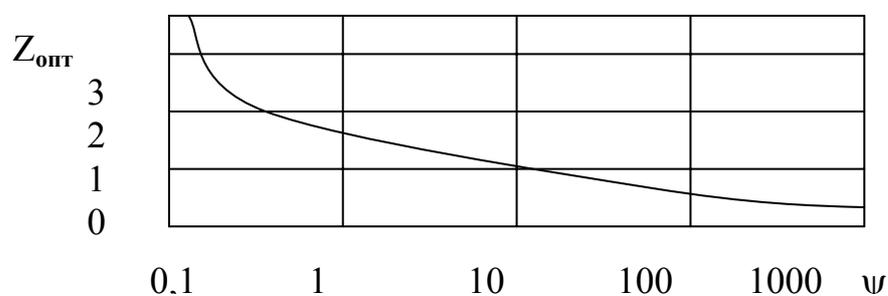


Рис. 3.10. График для определения  $Z_{\text{опт}}$  по значению  $\psi$

Полученную величину оптимального диаметра округляют до ближайшего стандартного значения.

Активное сопротивление катушки можно значительно уменьшить при использовании специального высокочастотного (состоящего из нескольких изолированных жил) провода, называемого лицендратом. Его применение в диапазоне средних волн (СВ) может повысить добротность катушки на 30...40%. Использование лицендрата в диапазоне длинных волн (ДВ) также повышает добротность катушки индуктивности, но значительно увеличивает ее размеры. В этих случаях его применяют сравнительно редко. На частотах выше 1...1,5 МГц использование лицендрата не повышает добротность вследствие роста диэлектрических потерь в изоляции отдельных жил. Эквивалент оптимального диаметра провода в этом случае определяет количество жил и их диаметр.

Оптимальный диаметр провода катушек, работающих в пределах некоторого диапазона, следует рассчитывать для средней частоты. При наличии больших диэлектрических потерь оптимальный диаметр следует рассчитывать для наивысшей частоты диапазона.

### Диэлектрические потери

Диэлектрические потери возникают в поле собственной ёмкости катушки через диэлектрик  $C_{0D}$  и зависят от величины этой ёмкости, качества ( $\text{tg } \delta$ ) материала каркаса и частоты тока. Сопротивление, вносимое диэлектрическими потерями, можно представить включенным параллельно собственной ёмкости катушки. Величина этого сопротивления

$$r_{\delta} = 0,25 C_{0D} \text{tg } \delta L^2 f^3 10^{-3},$$

где  $L$  - индуктивность, мкГн;  $f$  - частота, МГц;  $C_{0D}$  - ёмкость через диэлектрик, пФ.

Диэлектрические потери проявляются лишь на очень высоких частотах и в катушках, имеющих большую собственную ёмкость и намотанных на каркасы из низкокачественных диэлектриков – картона, бакелита и др.

В многослойных катушках наблюдается концентрация электрического поля внутри обмотки, поэтому диэлектрические потери в изоляции провода обычно больше потерь в каркасе. Значения тангенса угла потерь и диэлектрической проницаемости различной изоляции проводов приведены в табл.3.2.

Таблица 3.2

Вид изоляции	$\operatorname{tg} \delta$	$\varepsilon$
Эмаль (ПЭЛ)	0.18	4 – 6
Шелк (ПШО, ПШД)	0.04	2 – 3
ХБ (ПБО, ПБД)	0.36	

### Порядок выполнения лабораторной работы

1. Рассчитать индуктивность катушки индуктивности (выдает преподаватель).
2. Измерить добротность, индуктивность и собственную емкость катушки индуктивности на частоте  $f_1$  и сравнить с расчетным значением. Экспериментально определить частотную зависимость добротности.
3. Рассчитать действующую магнитную проницаемость сердечников (выдает преподаватель).
4. Измерить добротность, индуктивность, собственную емкость катушки индуктивности с различными сердечниками на той же частоте  $f_1$ .
5. Определить экспериментально действующую магнитную проницаемость сердечников и сравнить ее величину с расчетной.
6. Рассчитать индуктивность катушки с различными экранами (выдает преподаватель).
7. Измерить добротность, индуктивность и собственную емкость катушки индуктивности с различными экранами и сравнить их величины с расчетными.
8. Рассчитать оптимальный диаметр провода катушки индуктивности (данные для расчёта выдаёт преподаватель).
9. Измерить индуктивность, добротность и собственную ёмкость катушек индуктивности, отличающихся только диаметром провода намотки. Результаты расчёта записать в табл. 3.3.

Таблица 3.3

Тип намотки	Тип и диаметр провода	Материал каркаса	Индуктивность	Добротность	Собственная емкость

10. Сделать выводы по результатам измерений.

## Содержание отчета

1. Цель работы.
2. Краткие теоретические сведения.
3. Анализ конструкции катушки индуктивности.
4. Расчет индуктивности катушки без сердечника и экрана.
5. Расчет действующей магнитной проницаемости сердечников.
6. График частотной зависимости добротности. Таблица измерений добротности, индуктивности, собственной емкости катушки и действующей магнитной проницаемости различных сердечников.
7. Расчет индуктивности катушки с различными экранами.
8. Таблица измерений добротности, индуктивности и собственной емкости катушки с различными экранами.
9. График зависимости добротности, индуктивности и собственной емкости катушки от диаметра экрана.
10. Расчет оптимального диаметра провода намотки.
11. Таблица 3.3.
12. Выводы.

## Контрольные вопросы

1. Какими параметрами определяется индуктивность прямолинейного проводника?
2. Какими параметрами определяется индуктивность круглого витка?
3. Чему равна индуктивность однослойной и многослойной катушек индуктивности?
4. Что такое действующая магнитная проницаемость магнитного сердечника?
5. Что такое коэффициент использования магнитных свойств материала сердечника?
6. Как магнитный сердечник влияет на параметры катушки индуктивности?
7. Как немагнитный сердечник влияет на параметры катушки индуктивности?
8. Для каких целей применяют магнитный сердечник в катушках индуктивности?
9. Для каких целей используют немагнитный сердечник?
10. По какой формуле определяется добротность катушки индуктивности?
11. Какие составляющие включает в себя активное сопротивление катушки индуктивности?

12. Что представляет собой экранирование катушки индуктивности шунтированием магнитного поля?
13. Что представляет собой экранирование катушки индуктивности вытеснением магнитного поля?
14. По какой формуле определяется эквивалентная глубина проникновения переменного тока в проводник?
15. Чему равна индуктивность экранированной катушки индуктивности?
16. Как влияет экран на параметры катушки индуктивности?
17. Каким образом можно ослабить действие экрана на параметры катушки индуктивности?
18. Что представляет собой электростатический экран?
19. Какие типы намоток применяют в точных катушках индуктивности?
20. Какие типы намоток используют в высокостабильных катушках индуктивности?
21. Что представляет собой универсальная намотка?
22. В чём заключается поверхностный эффект?
23. В чём заключается эффект близости?
24. Из каких составляющих складывается собственная ёмкость катушки индуктивности?
25. Зачем определяют оптимальный диаметр провода катушки индуктивности?

### **Список литературы**

1. Волгов В.А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Энергия, 1977. - 656 с.
2. Волин М.Л. Паразитные процессы в радиоэлектронной аппаратуре. - М.: Сов. радио, 1972. - 280 с.
3. Харинский А.Л. Основы конструирования элементов радиоаппаратуры. - М.: Энергия, 1971. - 464 с.

## ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4

### Исследование искусственных электромагнитных линий задержки

#### Цель работы

Исследовать электрические параметры линии задержки с сосредоточенными параметрами.

#### Общие положения

Из теории длинных линий следует, что неискажающую задержку сигнала произвольной формы можно осуществить, применив в качестве задерживающего устройства отрезок однородной неискажающей длинной линии со следующими погонными (т.е. приходящимися на единицу длины) параметрами:  $L_0$  - погонная индуктивность,  $C_0$  - погонная ёмкость,  $R_0$  - погонное сопротивление,  $G_0$  - погонная проводимость.

Эти погонные параметры не зависят от частоты и удовлетворяют следующему соотношению:

$$\frac{R_0}{L_0} = \frac{G_0}{C_0}.$$

Неискажающая линия задержки должна иметь во всём диапазоне частот равномерную амплитудно-частотную (АЧХ) и линейную фазочастотную (ФЧХ) характеристику (рис. 4.1).

Суммарная индуктивность и суммарная ёмкость линии будут равны:

$$L = lL_0; \quad C = lC_0,$$

где  $l$  - длина отрезка однородной линии.

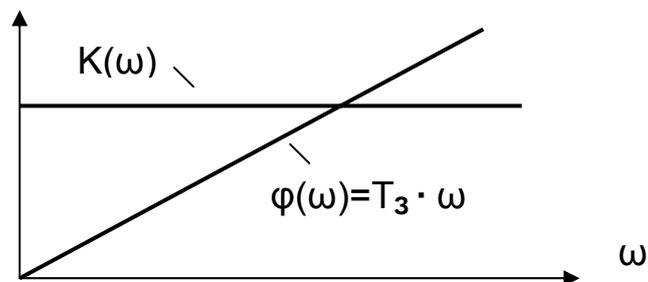


Рис. 4.1. АЧХ и ФЧХ неискажающей линии задержки

Волновое сопротивление линии можно вычислить по следующей формуле:

$$W = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

оно не зависит от частоты, является чисто активным и определяется только реактивными параметрами линии.

Время задержки находят так:

$$T_3 = \sqrt{LC} = l\sqrt{L_0 C_0}.$$

удем считать, что такая линия задержки не имеет потерь (т.е. отсутствует затухание), а в качестве нагрузки имеет чисто активное сопротивление  $R_H$  и питается от генератора с чисто активным внутренним сопротивлением  $R_{и}$  (рис. 4.2).

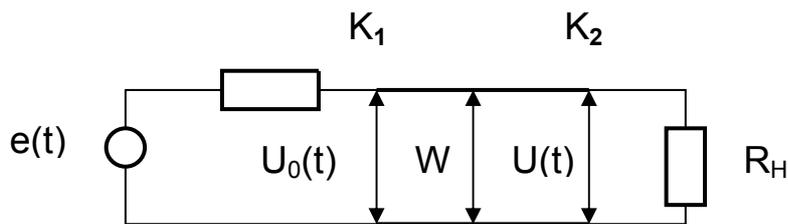


Рис. 4.2. Схема включения неискажающей линии задержки

При подаче напряжения на вход по линии будет распространяться прямая волна с амплитудой напряжения, равной

$$U_{0пр}(t) = i(t)W = \frac{e(t)}{R_{и} + W} W = e(t)\alpha,$$

где

$$\alpha = \frac{W}{R_{и} + W}.$$

Эта прямая волна через время задержки  $T_3$  достигнет конца линии и отразится от неё пропорционально коэффициенту отражения  $K_2$ , равному

$$K_2 = \frac{R_H - W}{R_H + W}.$$

Тогда напряжение обратной волны

$$U_{обр}(t) = U_{пр}(t)K_2.$$

В свою очередь, обратная волна через время  $2T_3$  достигнет начала линии и отразится от начала пропорционально коэффициенту отражения  $K_1$ , равному

$$K_1 = \frac{R_{II} - W}{R_{II} + W}.$$

Тогда

$$U_{1 пр}(t) = U_{0 обр}(t)K_1 = e(t)\alpha K_1K_2.$$

Далее этот процесс будет продолжаться подобным образом.

Определим напряжение на входе линии  $U_0(t)$ . Рассмотрим при этом два случая.

$$1. 0 < t < 2T_3.$$

На входе будет действовать только импульс от генератора, так как обратный импульс еще не поступит:

$$U_0(t) = U_{0 пр}(t) = \alpha e(t).$$

$$2. 2T_3 < t < 4T_3.$$

В этом случае на входе линии будет действовать импульс от генератора

$$U_{0 пр}(t) = \alpha e(t)$$

плюс импульс, отраженный от конца линии:

$$U_{обр}(t) = \alpha K_2 e(t - 2T_3),$$

и плюс импульс, который уже отразился от входа линии через время  $2T_3$ :

$$U_{1 пр}(t) = U_{0 обр}(t)K_1 = \alpha K_1 K_2 e(t - 2T_3).$$

Тогда

$$\begin{aligned} [U_0(t)] &= \alpha e(t) + \alpha K_2 e(t - 2T_3) + \alpha K_1 K_2 e(t - 2T_3) = \\ &= \alpha [e(t) + e(t - 2T_3) K_2 (1 + K_1)]. \end{aligned}$$

Таким же образом можно определить  $U_0(t)$  в случае  $4T_3 < t < 6T_3$  и т.д.

Рассмотрим следующие частные случаи:

1. Линия согласована на выходе.

В этом случае  $R_H = W$  и по линии будет распространяться прямая волна с амплитудой

$$U_0(t) = U_{0\text{пр}}(t) = \frac{W}{R_H + W} e(t) = \alpha e(t).$$

На конце линии отражения не произойдёт, так как

$$K_2 = \frac{R_H - W}{R_H + W} = 0.$$

2. Линия согласована на входе и выходе.

В этом случае  $R_H = W$ ,  $R_H = W$  и по линии будет распространяться волна с амплитудой

$$U_0(t) = U_{0\text{пр}}(t) = \frac{W}{R_H + W} e(t) = \frac{1}{2} e(t).$$

Отражения от конца линии не произойдёт, так как  $K_2 = 0$ .

3. Линия согласована на входе и имеет “короткое замыкание” на выходе.

В этом случае  $R_H = W$ ,  $R_H = 0$  и по линии задержки при подаче импульса будет распространяться волна

$$U_{0\text{пр}}(t) = 1/2 e(t).$$

На конце линии произойдёт отражение пропорционально  $K_2$ :

$$K_2 = \frac{R_H - W}{R_H + W} = -1,$$

т.е. импульс поменяет полярность, но останется той же амплитуды

$$U_{0\text{обр}}(t) = -\alpha e(t - 2T_3)$$

и поступит к началу линии через время  $2T_3$ , но не отразится, так как

$$K_1 = \frac{R_H - W}{R_H + W} = 0.$$

Следовательно, напряжение на входе линии

$$[U_0(t)]' = 0,5e(t) - 0,5e(t-2T_3).$$

То же получим, если решить общее уравнение:

$$\begin{aligned} [U_0(t)]' &= \alpha[e(t) + K_2(t-2T_3)(1+K_1)] = \\ &= 0,5[e(t) - e(t-2T_3)]. \end{aligned}$$

Эпюры напряжения будут иметь вид, показанный на рис. 4.3.

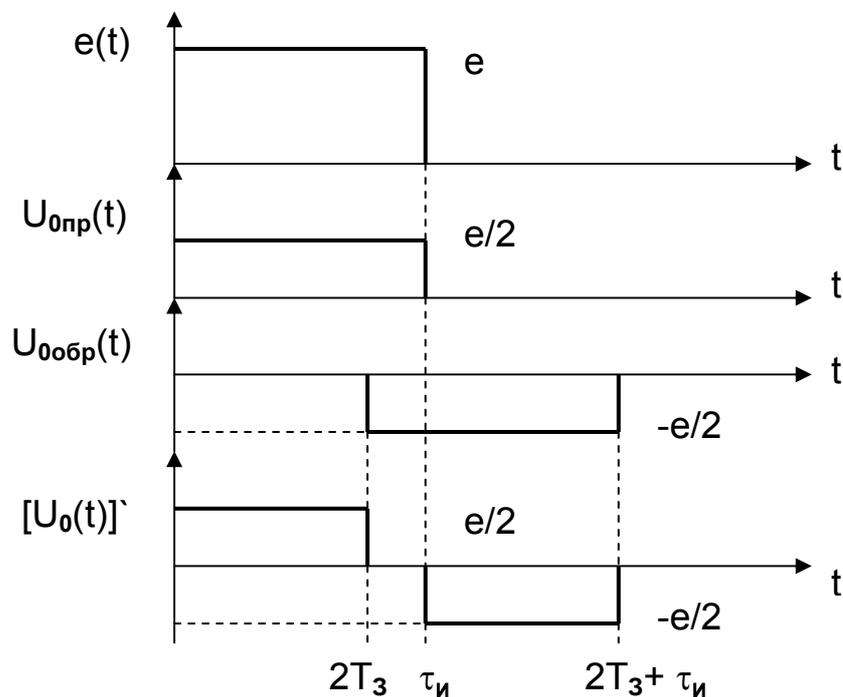


Рис. 4.3. Сигналы в короткозамкнутой на выходе линии задержки

4. Линия согласована на входе и имеет “холостой ход” на выходе.

В случае  $R_{и}=W$ ,  $R_{н}=\infty$   $K_2=1$ . По аналогии с предыдущим случаем запишем

$$[U_0(t)]' = 0,5[e(t) + e(t-2T_3)].$$

Эпюры напряжений будут иметь вид, показанный на рис. 4.4.

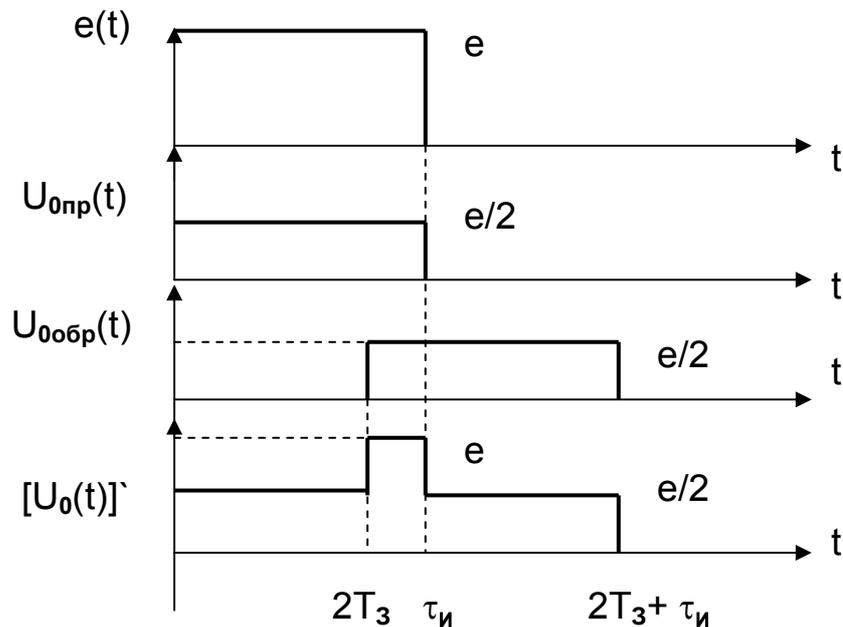


Рис. 4.4. Сигналы в разомкнутой на выходе линии задержки

### Искусственные линии задержки (ИЛЗ)

Для получения задержки импульсов на время от долей микросекунд до нескольких десятков микросекунд применяют искусственные линии задержки. Простейшая ИЛЗ состоит из некоторого числа каскадно соединенных фильтров нижних частот (рис. 4.5).

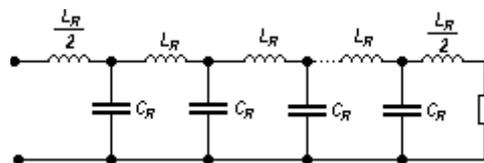


Рис. 4.5. Схема искусственной линии задержки на L, C элементах

Однородную линию можно рассматривать как линию, состоящую из бесконечно большого числа элементарных ячеек, подобных фильтрам нижних частот, параметры которых бесконечно малы.

Поскольку параметры одной ячейки ИЛЗ имеют конечную величину, то ее можно рассматривать в качестве грубой модели однородной длинной линии.

В этом случае можно допустить, что время задержки одной ячейки ИЛЗ

$$T_{\text{я}} = \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}},$$

а время задержки всей ИЛЗ

$$T_{\text{з}} = k \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}},$$

где  $k$  - число ячеек.

Волновое сопротивление

где  $L = kL_{\text{я}}$ ,  $C = kC_{\text{я}}$ .

$$W = \sqrt{\frac{L_{\text{я}}}{C_{\text{я}}}} = \sqrt{\frac{L}{C}},$$

Чтобы не было отражения, ИЛЗ должна иметь в качестве нагрузки сопротивление, равное волновому.

Характеристики фильтра нижних частот имеют вид, изображенный на рис. 4.6, где  $f_r = 1/(\pi \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}})$  - верхняя граничная частота.

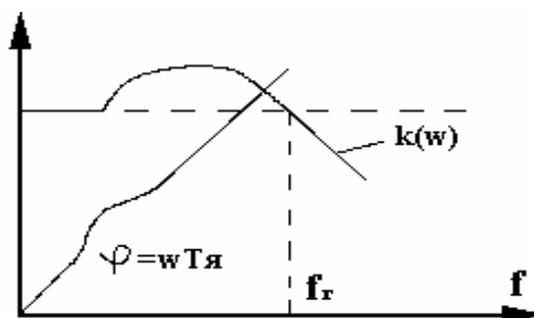


Рис.4.6. АЧХ и ФЧХ искусственной линии задержки

В связи с завалом амплитудно-частотной характеристики в области высоких частот в ИЛЗ искажается передний фронт импульса, величину искажения которого принято оценивать временем нарастания выходного напряжения от уровня 0,1 до 0,9 установившегося значения при подаче на вход импульса прямоугольной формы.

Время нарастания зависит от полосы пропускания  $(\Delta f)_{\text{я}}$ , определяемой верхней граничной частотой:

$$(\Delta f)_{\text{я}} = f_r;$$

Полоса пропускания  $(\Delta f)_k$   $k$ -звенного фильтра меньше полосы пропускания одной ячейки:

$$(\Delta f)_k = \frac{1}{\sqrt[3]{k} \pi \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}}}.$$

Для того чтобы искажение формы импульса было умеренным, необходимо, чтобы активная ширина спектра подаваемого сигнала  $(\Delta f)_c$  не превышала ширину полосы пропускания ИЛЗ.

Обычно принимают  $(\Delta f)_c = (\Delta f)_k$ .

Из выражения

$$(\Delta f)_c T_3 = \frac{1}{\pi} k^{2/3},$$

можно найти необходимое число ячеек, удовлетворяющее минимальным искажениям формы импульса, связанным с полосой пропускания линии задержки.

Длительность фронта импульса  $\tau_\phi$  на выходе линии задержки можно найти как:

$$\tau_\phi = 1,13 \sqrt[3]{k} \sqrt{L_{\text{я}} C_{\text{я}}}.$$

Число ячеек ИЛЗ, необходимое для удовлетворения заданным искажениям фронта импульса, определяется по следующей формуле:

$$k = 1,2 \sqrt[3]{\left(\frac{T_3}{\tau_\phi}\right)^3}.$$

### Описание лабораторной установки

В данной работе использованы три цепочные ИЛЗ, соединенные последовательно. На входе и выходе установлены резисторы переменного сопротивления для согласования ИЛЗ с генератором импульсов и нагрузкой (рис.4.7).

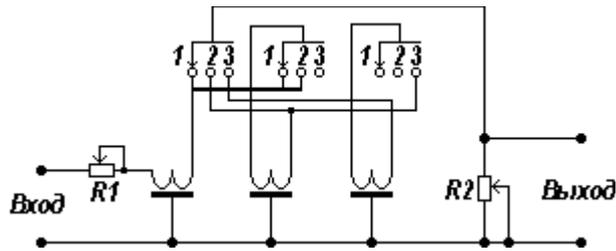


Рис. 4.7. Схема лабораторного макета ИЛЗ

С помощью переключателя можно последовательно подключить одну, две, три ИЛЗ.

### Порядок выполнения работы

1. Изучить конструкцию ИЛЗ (выдаёт преподаватель).
2. Рассчитать время задержки  $T_{я}$ , волновое сопротивление  $W$  и полосу пропускания одной ячейки линии задержки.
3. Рассчитать время задержки  $T_3$ , полосу пропускания всей линии задержки (значения  $L_{я}$ ,  $C_{я}$  и  $k$  предлагает преподаватель).
4. Рассчитать время задержки, полосу пропускания для последовательно включенных двух и трёх линий задержки.
5. Рассчитать длительность фронта импульса при подключении одной, двух и трёх линий задержки.
6. Подключить ко входу макета генератор импульсов, а к выходу – импульсный осциллограф:
  - а) рассчитать величины сопротивлений  $R_1$  и  $R_2$  из условий согласования (значения  $R_{\text{вых. ген}} = 10 \text{ Ом}$  и  $R_{\text{вх. осц}} = 1 \text{ МОм}$ );
  - б) определить время задержки импульса и время нарастания переднего фронта при подключении одной, двух и трёх линий задержки при условии согласования (рис. 4.8). Полученные результаты сравнить с расчётными.

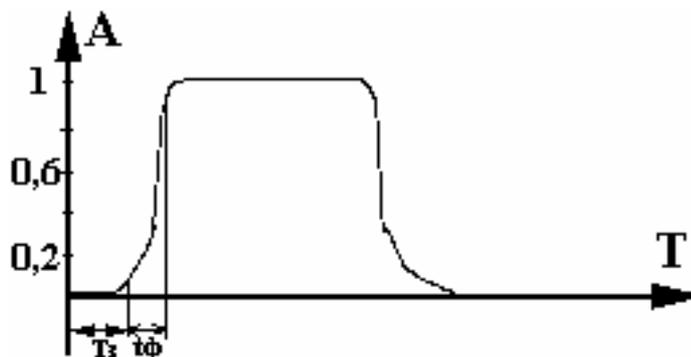


Рис. 4.8. Форма импульса на выходе линии задержки

7. Подключить ко входу макета генератор импульсов и осциллограф:

а) зарисовать осциллограммы импульсов при условии:

1.  $R_{H1}=W$ ;  $R_{H2}=W$ ;  $\tau_{и} = T_3$ .

2.  $R_{H1}=W$ ;  $R_{H2}=0$ ;  $\tau_{и} < 2T_3$ .

3.  $R_{H1}=W$ ;  $R_{H2}=\infty$ ;  $\tau_{и} < 2T_3$ .

4.  $R_{H1}=W$ ;  $R_{H2}=0$ ;  $\tau_{и} > 2T_3$ .

5.  $R_{H1}=W$ ;  $R_{H2}=\infty$ ;  $\tau_{и} > 2T_3$ .

Сделать выводы.

8. Снять амплитудно-частотную характеристику одной, двух и трёх последовательно включенных линий задержки при  $R_{и}=W$ ,  $R_{н}=W$ . Определить полосу пропускания и сравнить с расчётными значениями.

### Содержание отчёта

1. Цель работы.
2. Краткие теоретические сведения.
3. Описание конструкции линий задержки.
4. Расчёт времени задержки  $T_{я}$ , волнового сопротивления  $W$  и полосы пропускания одной ячейки ИЛЗ.
5. Расчёт времени задержки  $T_3$  и полосы пропускания одной и последовательно включенных двух и трёх ИЛЗ (результаты занести в таблицу).
6. Расчёт длительности фронта импульса одной и последовательно включенных двух и трёх ИЛЗ (результаты занести в таблицу).
7. Расчёт сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  при условии согласования.
8. Результаты экспериментального определения  $T_3$  и  $\tau_{ф}$  занести в табл. 4.1

Таблица 4.1

Расчетные величины	Количество ИЛЗ					
	1		2		3	
	теор.	практ.	теор.	практ.	теор.	практ.
$T_3$						
$\tau_{ф}$						

9. Осциллограммы (5 шт.) импульсов на входе ИЛЗ. Выводы.
10. Амплитудно-частотные характеристики (3 шт.) ИЛЗ.
11. Выводы.

## 9. Контрольные вопросы

1. Какому соотношению должны удовлетворять погонные параметры неискажающей линии задержки?
2. Как выглядят амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики неискажающей линии задержки?
3. Чему равно волновое сопротивление линии задержки?
4. Чему равно время задержки линии задержки?
5. По каким формулам определяют коэффициенты отражения на концах линии задержки?
6. Нарисуйте эпюру на входе неискажающей линии задержки, если на неё подаётся импульс с амплитудой, равной  $E$ , длительность импульса – 5 мкс, время задержки линии задержки – 2 мкс, линия задержки закорочена на выходе.
7. Нарисуйте эпюру на входе неискажающей линии задержки, если на неё подаётся импульс с амплитудой, равной  $E$ , длительность импульса – 7 мкс, время задержки линии задержки – 3 мкс, линия задержки имеет “холостой ход” на выходе.
8. Как выглядит схема искусственной линии задержки?
9. Как выглядят амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики фильтра нижних частот?
10. Чему равна верхняя граничная частота ячейки ИЛЗ?
11. Чему равна полоса пропускания  $k$ -звенного фильтра?
12. Зачем находят число ячеек, которое удовлетворяло бы минимальным искажениям формы импульса, связанным с полосой пропускания ИЛЗ?
13. Как найти число ячеек ИЛЗ, необходимое для удовлетворения заданным искажениям фронта импульса?

## Список литературы

1. Волгов В.А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Энергия, 1977. – 656 с.
2. Ицхоки Я.С. Импульсные устройства. – М.: Сов. радио, 1972. – 728 с.
3. Хесин А.Я. Импульсная техника. – М.: Энергия, 1971. – 591 с.

**ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5**  
**Исследование**  
 основных характеристик импульсного трансформатора

**Цель работы**

Исследовать влияние конструкции и режима работы импульсных трансформаторов на их основные электрические параметры.

**Основные положения**

Импульсные трансформаторы находят широкое применение в радиоэлектронной аппаратуре. Их используют для согласования выходного сопротивления источников импульсных сигналов с нагрузкой; изменения амплитуды и полярности импульса; отделения переменного сигнала от постоянной составляющей; сложения сигналов, вырабатываемых в различных схемах; распределения импульсов по различным каналам и т.д.

При прохождении импульса на обмотках трансформатора могут возникать очень высокие напряжения, определяемые передаваемой мощностью. Поэтому к импульсным трансформаторам предъявляют требования высокой электрической прочности. Среднюю мощность, определяющую нагрев трансформатора, получают сравнительно небольшой.

В импульсном режиме сердечник трансформатора периодически подвергается одностороннему намагничиванию. При достаточно длительном воздействии такого намагничивания процесс стабилизируется и будет определяться очень узкой гистерезисной петлей, называемой импульсной характеристикой (рис. 5.1).

На рис. 5.1 приняты следующие обозначения:

- 1 – начальная кривая;
- 2 – импульсная характеристика.

**Отношение**

$$\mu_{\Delta} = \frac{\Delta B}{\Delta H}$$

называется импульсной магнитной проницаемостью.

При импульсном намагничивании в пластинах сердечника возникают вихревые токи. Они задерживают нарастание магнитного

поля и вызывают неравномерное его распределение по сечению пластин.

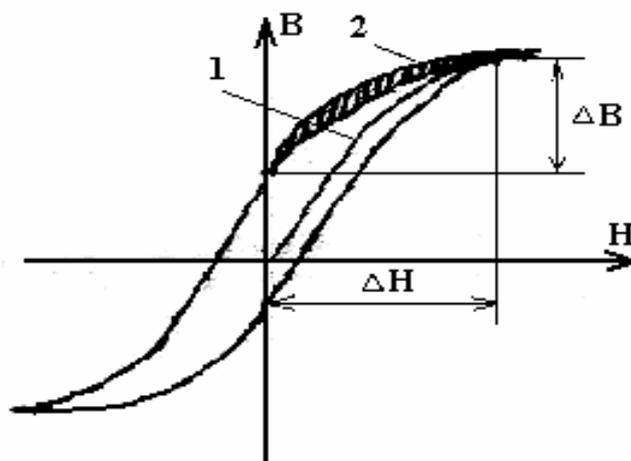


Рис. 5.1. Импульсная характеристика трансформатора

Эти явления сопровождаются искажениями фронта импульса и уменьшением импульсной проницаемости.

В импульсных трансформаторах применяют ленточные стержневые или кольцевые сердечники из электрических сталей, пермаллоев, а также ферритов. Толщина ленты зависит от длительности импульса. При длительности импульсов порядка 0,25 ... 1,0 мкс толщина ленты должна быть равна примерно 0,02...0,08 мм, при длительности импульсов больше 1,0 мкс – 0,05...0,1 мм; ленту изолируют методом катафореза.

В маломощных трансформаторах обычно используют кольцевые сердечники, а в более мощных – стержневые, но удлиненной формы. При такой форме улучшаются условия охлаждения, и за счёт правильной укладки изоляционных прослоек повышается электрическая прочность и понижается индуктивность рассеяния.

В маломощных трансформаторах обмотки располагают на одном стержне, а в более мощных - на двух. Обмотки выполняют так, чтобы получить возможно меньшие значения индуктивности рассеяния и собственной ёмкости. Для этого их изготавливают однослойными и разделяют на секции. Обмотки располагают таким образом, чтобы между их выводами было возможно меньшее импульсное напряжение. Рекомендуют обмотку с меньшим числом витков располагать внутри, а с большим числом витков – снаружи катушки, начало обмоток выводят на одну сторону катушки, а концы – на другую.

Для получения малой величины индуктивности рассеяния одну из обмоток наматывают в два слоя, между которыми помещают вторую обмотку. Для значительного уменьшения коэффициента рассеяния первичную и вторичную обмотки наматывают одновременно двумя проводами так, что витки одной обмотки располагают между витками другой. Вообще, чем меньше размеры трансформатора, тем меньше паразитные параметры.

Основное требование, предъявляемое к импульсным трансформаторам, заключается в неискаженной передаче импульсов напряжения.

### Искажения формы прямоугольного импульса

Эти искажения проявляются в трёх основных видах (рис. 5.2): искажения плоской вершины (спад плоской вершины импульса), искажения переднего и заднего фронтов и выбросов.

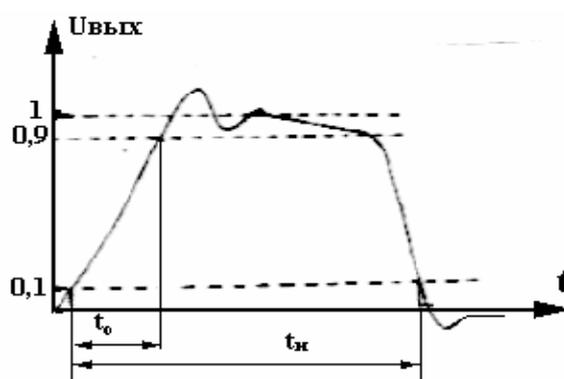


Рис. 5.2. Характерные искажения импульса

### Спад плоской вершины импульса

Схема идеального импульсного трансформатора (т.е. в котором отсутствуют все факторы, влияющие на его работу, кроме явления электромагнитной индукции) изображена на рис. 5.3.

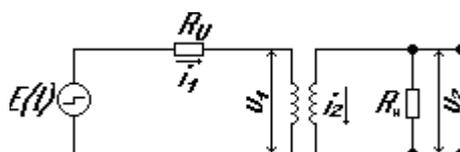


Рис. 5.3 Схема идеального трансформатора

Эта схема не совсем удобна для анализа переходных процессов, поэтому пользуются эквивалентной схемой в области низких частот (рис. 5.4).

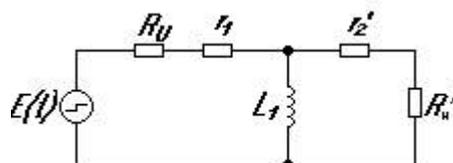


Рис. 5.4. Эквивалентная схема трансформатора на низких частотах

Используя теорему об эквивалентном генераторе, эту схему можно привести к виду, показанному на рис. 5.5.

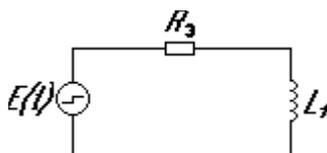


Рис. 5.5. Преобразованная эквивалентная схема трансформатора

В схемах приняты следующие обозначения:

$R_{и}$  - активное сопротивление генератора импульсного сигнала;

$R_{н}$  - сопротивление нагрузки;

$E(t)$  - ЭДС генератора импульсного сигнала;

$U_1$  - напряжение на первичной обмотке;

$U_2$  - напряжение на вторичной обмотке;

$r_1$  - сопротивление первичной обмотки;

$r_2'$  - сопротивление вторичной обмотки, приведенное к сопротивлению первичной;

$$L_1 = \frac{1,26 \mu W_1^2 S_{сер} K_{зап} 10^{-8}}{I_s}$$

- индуктивность первичной обмотки, Гн;

$\mu$  - магнитная проницаемость сердечника;

$S_{сер}$  - площадь сечения сердечника, см<sup>2</sup>;

$K_{\text{зап}}$  - коэффициент заполнения;  
 $l_s$  - средняя длина магнитной силовой линии, см;  
 $R_H' = R_H/n$  - активное сопротивление нагрузки, приведенное к сопротивлению первичной обмотки;  
 $n = W_2/W_1$  - коэффициент трансформации;  
 $W_1$  - число витков первичной обмотки;  
 $W_2$  - число витков вторичной обмотки;

$$R_{\text{Э}} = \frac{R_{\text{И}} R_{\text{Н}}'}{R_{\text{И}} + R_{\text{Н}}'}$$

- эквивалентное сопротивление;

$$E_{\text{Э}} = E(t) \frac{R_{\text{Н}}'}{R_{\text{И}} + R_{\text{Н}}'}$$

- эквивалентная ЭДС генератора импульсного сигнала.

В этом случае напряжение на нагрузке трансформатора имеет следующий вид:

$$U_{\text{Н}} = E_{\text{Э}} e^{-\frac{R_{\text{Э}}}{L_1} t}$$

Величина  $L_1/R_{\text{Э}} = \theta$  называется постоянной времени. В случае, когда постоянная времени цепи намного больше длительности импульса, поступающего на вход трансформатора, т.е.  $\theta \gg \tau_{\text{И}}$ , величина спада плоской вершины приблизительно будет равна:

$$\Delta U \approx E_{\text{Э}} \frac{\tau_{\text{И}}}{\theta}$$

### Искажения фронтов импульса

Эквивалентная схема в области высоких частот импульсного трансформатора имеет вид, изображенный на рис. 5.6.

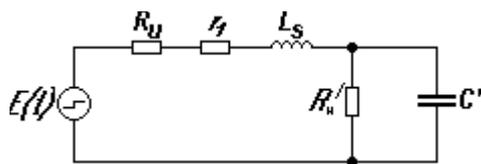


Рис. 5.6. Эквивалентная схема трансформатора на высоких частотах

Величина индуктивности рассеяния, Гн, определяется таким образом:

$$L_S = \frac{1,26 W_1^2 I_B \left( \delta_3 + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right)}{f_1} 10^{-8},$$

где:  $\delta_3$  - зазор между первичной и вторичной обмотками, см;

$\delta_1, \delta_2$  - толщина обмоток, см;

$I_B$  - средняя длина витка, см;

$h$  - высота катушки, см;

$C'$  - паразитная ёмкость трансформатора, приведенная к ёмкости первичной обмотки, Ф.

Из анализа схемы, видно, что нарастание напряжения во вторичной обмотке трансформатора при подаче скачка напряжения на вход трансформатора происходит не мгновенно. Это объясняется влиянием индуктивности рассеяния и процессом заряда ёмкости.

Установление напряжения импульса обычно характеризуется временем нарастания фронта  $\tau_\phi$ , под которым понимают время, в течение которого напряжение импульса нарастает от 0,1 до 0,9 установившегося значения.

Длительность переднего фронта можно вычислить по следующей формуле:

$$\tau_\phi = \frac{2,2}{\tau_I} \sqrt{L_S C' \frac{R_{H'}}{R_{H'} + R_I}}.$$

Величина индуктивности рассеяния может лежать в пределах от десятых долей до нескольких десятков микрогенри в зависимости от типа и конструкции трансформатора, ёмкость обмотки – от единиц до

сотен пикофарад. Она зависит в основном от типа обмотки, свойств межобмоточной изоляции, взаимного расположения обмоток и экрана (корпуса).

### Влияние насыщения на форму импульса

Горизонтальный участок кривой (см. рис. 5.1) соответствует насыщению сердечника. Если напряженность магнитного поля, создаваемого импульсом  $H_{\text{имп}}$ , меньше  $H_{\text{нас}}$ , то работа происходит на линейном участке характеристики. При коротких импульсах насыщение существенно не влияет на форму импульсов. Рассмотрим импульс на выходе трансформатора при длительном входном импульсе (рис. 5.7).

Вначале процесс не будет зависеть от длительности импульса. В момент  $t_1$ , когда напряженность магнитного поля достигнет насыщения, резко падает до нуля  $\mu_{\Delta}$  и, соответственно, выходное напряжение.



Рис. 5.7. Искажения импульса в режиме насыщения

Выходное напряжение падает до нуля, хотя существует входной сигнал. Первичная обмотка как бы замыкается накоротко и весь входной сигнал определяется собственным внутренним сопротивлением источника  $R_{\text{и}}$ .

Влияние насыщения приводит к уменьшению длительности подаваемого длительного сигнала. Величина максимальной длительности импульса, при которой ещё не наступает насыщение, определяется параметрами самого трансформатора и амплитудой входного сигнала.

### Порядок выполнения лабораторной работы

1. Изучить и проанализировать конструкции импульсных трансформаторов (выдает преподаватель).

2. По заданным конструктивным параметрам импульсного трансформатора рассчитать спад плоской вершины импульса при различных амплитудах входного импульса. Результаты расчёта занести в табл.5.1. Построить график теоретической зависимости  $\Delta U=f(E)$  при  $\tau_{и} = \text{const}$ .

3. Рассчитать спад плоской вершины импульса при различных длительностях входного импульса. Результаты расчёта занести в табл. 5.1. Построить график теоретической зависимости  $\Delta U=f(\tau_{и})$  при  $E = \text{const}$ .

Таблица 5.1

E	$\tau_{и}$	Теоретические параметры		Экспериментальные параметры	
		$\Delta U$	$\tau_{\phi}$	$\Delta U$	$\tau_{\phi}$

4. Рассчитать длительность фронта при различных длительностях входного импульса. Результаты расчёта записать в табл. 5.1. Построить график теоретической зависимости  $\tau_{\phi}=f(\tau_{и})$ ,  $E = \text{const}$ .

5. Собрать схему (рис. 5.8) для проведения экспериментальной части лабораторной работы.

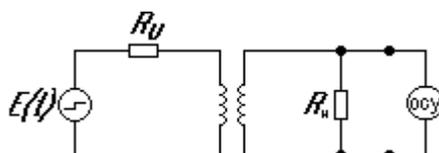


Рис. 5.8. Схема включения лабораторного трансформатора

6. Определить экспериментальные зависимости  $\Delta U=f(\tau_{и})$ ,  $\Delta U=f(E)$ ,  $\tau_{\phi}=f(E)$  и  $\tau_{\phi}=f(\tau_{и})$ .

Результаты измерений занести в табл. 5.1.

7. Построить графики экспериментальных зависимостей:

$\Delta U=f(\tau_{и})$ ,  $\Delta U=f(E)$ ,  $\tau_{\phi}=f(E)$  и  $\tau_{\phi}=f(\tau_{и})$  (теоретические и экспериментальные графики совместить).

8. Определить зависимость длительности входного импульса от его амплитуды в момент насыщения сердечника:

$$\tau_{и}=f(E) \text{ при } H=H_{\text{нас}}$$

Результаты измерений записать в табл. 5.2.

Таблица 5.2

$\tau_{и}$								
E								

9. Построить график зависимости  $\tau_{и}=f(E)$  в момент насыщения сердечника.

### Содержание отчёта

1. Цель работы.
2. Краткие теоретические сведения.
3. Анализ конструкций импульсных трансформаторов.
4. Расчёт спада плоской вершины импульса.
5. Расчёт длительности фронта импульса.
6. Таблица 5.1.
7. Графики теоретических и экспериментальных зависимостей:  $\Delta U=f(E)$ ,  $\Delta U=f(\tau_{и})$ ,  $\tau_{ф}=f(\tau_{ф})$ .
8. Таблица 5.2.
9. График зависимости  $\tau_{и}=f(E)$  при  $N=N_{нас}$ .
10. Выводы.

### Контрольные вопросы

1. Для каких целей используют импульсный трансформатор?
2. Как выглядит импульсная характеристика импульсного трансформатора?
3. Что называется импульсной магнитной проницаемостью?
4. Какие типы магнитопроводов и из каких материалов применяют в импульсных трансформаторах?
5. Какими конструктивными особенностями обладают импульсные трансформаторы?
6. Как теоретически определяют спад плоской вершины импульса на выходе импульсного трансформатора?
7. Что представляет собой постоянная времени импульсного трансформатора?
8. Как теоретически определяют длительность переднего фронта импульса на выходе импульсного трансформатора?
9. Как влияет насыщение сердечника импульсного трансформатора на форму выходного импульса?

**Список литературы**

1. Волгов В.А. Детали и узлы радиоэлектронной аппаратуры. - М.: Энергия, 1977. – 656 с.
2. Ицхоки Я.С., Овчинников Н.И. Импульсные и цифровые устройства. – М.: Сов. радио, 1972. – 591 с.

## Содержание

Введение .....	3
Лабораторная работа № 1 «Исследование непроволочных резисторов.....»	4
Лабораторная работа № 2 «Исследование конденсаторов переменной емкости».....»	18
Лабораторная работа № 3 «Исследование влияния конструкции катушки индуктивности и диаметра провода намотки на ее основе параметры».....»	31
Лабораторная работа № 4 «Исследование искусственных электромагнитных линий задержки» .....	46
Лабораторная работа № 5 « Исследование основных характеристик импульсного трансформатора».....»	57

Николай Васильевич Долженков  
Владимир Петрович Олейник

**Элементная база радиоэлектронных средств**

Редактор Н.М. Сикульская  
Корректор

Св. план, 2001  
Подписано в печать  
Формат 60x84<sup>1/16</sup>. Бум. офс. № 2. Офс. Печ.  
Усл. печ. л. 4. Уч.-изд. л. Т. 100 экз. Заказ . Цена свободная  
Национальный аэрокосмический университет им Н.Е. Жуковского  
«Харьковский авиационный институт»  
61070, Харьков-70, ул. Чкалова, 17  
Р о т а п р и н т т и п о г р а ф и и «ХАИ»  
61070, , Харьков-70, ул. Чкалова, 17