

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

**Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего профессионального образования**

«Тамбовский государственный технический университет»

**А.П. ПУДОВКИН, С.Н. ДАНИЛОВ, Ю.Н. ПАНАСЮК,
М.А. ШЕЛКОВНИКОВ, Ю.И. ЛЕВОЧКИН**

РАДИОТЕХНИКА

ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЙ ЦИКЛ

Учебное пособие



Тамбов
Издательство ТГТУ
2012

УДК 621.37 (076)

ББК з84я73

П-88

Рекомендовано Редакционно-издательским советом ТГТУ

Рецензенты:

к.т.н., доцент, зам. декана факультета «Магистратура»

А.Н. Грибков

к. т.н., доцент, главный инженер филиала ФГУП «РТРС»

«Тамбовский ОРПЦ»

М.В. Быстров

П-88 Радиотехника. Профессиональный цикл подготовки /сост. А.П.Пудовкин, С.Н. Данилов, Ю.Н. Панасюк, М.А. Шелковников, Ю.И. Левочкин. – Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2012. – 131 с. – 50 экз.

В учебном пособии рассматриваются вопросы организации лабораторных работ по дисциплинам «Устройства формирования колебаний и сигналов», «Методы и средства измерений в телекоммуникационных системах» и практических занятий по дисциплинам «Радиотехнические системы передачи информации» и «Основы автоматизации проектирования антенных систем».

Учебное пособие предназначено для магистрантов направления 210400 – «Радиотехника» очной и заочной форм обучения.

УДК 621.37 (076)

ББК з84я73

© ФГБОУ ВПО Тамбовский
государственный технический
университет (ФГОУ ВПО «ТГТУ»), 2012
©Пудовкин А.П., Данилов С.Н., Панасюк
Ю.Н., Шелковников М.А., Левочкин
Ю.И.

СОДЕРЖАНИЕ

Раздел 1. МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ	4
Лабораторная работа №1 Прямые, косвенные и совместные измерения	4
Лабораторная работа №2 Исследование коаксиальной линии связи	16
Лабораторная работа №3 Исследование волноводной линии связи	21
Лабораторная работа №4 Исследование параметров волоконно-оптической, симметричной и коаксиальной линии связи	26
Лабораторная работа №5 Измерение мощности СВЧ	34
Раздел 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ	43
Практическое занятие №1 Информация и оценка её количества при передаче непрерывных и дискретных сообщений	44
Практическое занятие №2 Пропускная способность цифровых и аналоговых каналов связи	47
Практическое занятие №3 Формирование аналоговых радиосигналов с различными видами модуляции	50
Практическое занятие №4 Прием аналоговых радиосигналов с различными видами модуляции	52
Практическое занятие №5 Оценка параметров цифровых радиосигналов с различными видами манипуляции	55
Практическое занятие №6 Оценка эффективности применения цифровых радиосигналов с различными видами манипуляции	58
Практическое занятие №7 Оценка эффективности систем синхронизации	61
Практическое занятие №8 Кодирование и декодирование в циклических кодах	66
Раздел 3. ОСНОВЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ	74
Практическое занятие № 1. Расчет характеристик и параметров антенн	74
Практическое занятие № 2. Расчет параметров вибраторных антенн	79
Практическое занятие № 3. Расчет параметров спиральной и диэлектрической стержневой антенн	84
Практическое занятие № 4. Расчет параметров апертурных антенн	91
Практическое занятие № 5. Расчет параметров антенных решеток	100
Раздел 4. УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ	109
Лабораторная работа № 1. Исследование транзисторного генератора с внешним возбуждением	109
Лабораторная работа № 2. Исследование методов формирования сигналов с амплитудной модуляцией	113
Лабораторная работа № 3. Исследование автогенераторов гармонических колебаний	118

Раздел 1.МЕТОДЫ И СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЙ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Лабораторная работа №1 ПРЯМЫЕ, КОСВЕННЫЕ И СОВМЕСТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ.

Цель работы – ознакомление с прямыми, косвенными и совместными измерениями и методами обработки результатов при однократных измерениях.

Задание.

1. Ознакомиться с лабораторным стендом и сменным модулем №5.
2. Провести однократные прямые, косвенные и совместные измерения. При совместных измерениях найти зависимость $U_{\text{вых}}$ от $F(U_{\text{вх}})$ для линейного и нелинейного преобразователя.
3. Провести многократные прямые, косвенные и совместные измерения. Для последних исследовать зависимости $U_{\text{вых}}$ от $F(U_{\text{вх}})$ для линейного и нелинейного преобразователя соответственно. Оценить погрешности измерений.

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

Причины возникновения погрешностей измерений

Причинами возникновения погрешностей являются: несовершенство методов измерений, технических средств, применяемых при измерениях, органов чувств наблюдателя. В отдельную группу следует объединить причины, связанные с влиянием условий проведения измерений. Последние проявляются двояко. С одной стороны, все физические величины, играющие какую-либо роль при проведении измерений, в той или иной степени зависят друг от друга. Поэтому с изменением внешних условий изменяются истинные значения измеряемых величин. С другой стороны, условия проведения измерений влияют и на характеристики средств измерений и физиологические свойства органов чувств наблюдателя и через их посредство становятся источником погрешностей измерения.

Описанные причины возникновения погрешностей определяются совокупностью большого числа факторов, под влиянием которых складывается суммарная погрешность измерения. Их можно объединить в две основные группы:

1. Факторы, проявляющиеся весьма нерегулярно и столь же неожиданно исчезающие или проявляющиеся с интенсивностью, которую трудно предвидеть. К ним относятся, например, перекосы элементов приборов в их направляющих, нерегулярные изменения

моментов трения в опорах, малые флуктуации влияющих величин, изменения внимания операторов и др.

Доля, или составляющая, суммарной погрешности измерения, определяемая действием факторов этой группы, называется *случайной погрешностью измерения*. Ее основная особенность в том, что она случайно изменяется при повторных измерениях одной и той же величины.

При создании измерительной аппаратуры и организации процесса измерения в целом интенсивность проявления большинства факторов данной группы удастся свести к общему уровню, так что все они влияют более или менее одинаково на формирование случайной погрешности. Однако некоторые из них, например внезапное падение напряжения в сети электропитания, могут проявиться неожиданно сильно, в результате чего погрешность примет размеры, явно выходящие за границы, обусловленные ходом эксперимента в целом. Такие погрешности в составе случайной погрешности называются *грубыми*. К ним тесно примыкают *промахи* – погрешности, зависящие от наблюдателя и связанные с неправильным обращением со средствами измерений, неверным отсчетом показаний или ошибками при записи результатов.

2. Факторы, постоянные или закономерно изменяющиеся в процессе измерительного эксперимента, например плавные изменения влияющих величин или погрешности применяемых при измерениях образцовых мер. Составляющие суммарной погрешности, определяемые действием факторов этой группы, называются *систематическими погрешностями измерения*. Их отличительная особенность в том, что они остаются постоянными или закономерно изменяются при повторных измерениях одной и той же величины. До тех пор, пока систематические погрешности больше случайных, их зачастую можно вычислить или исключить из результатов измерений надлежащей постановкой опыта.

Таким образом, мы имеем два типа погрешностей измерения:

- случайные (в том числе грубые погрешности и промахи), изменяющиеся случайным образом при повторных измерениях одной и той же величины;
- систематические погрешности, остающиеся постоянными или закономерно изменяющиеся при повторных измерениях.

Законы распределения случайной величины

а) Нормальный закон распределения: непрерывная случайная величина X имеет нормальный закон распределения с параметрами a и σ , если её плотность вероятности $f(x)$ имеет вид:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-a)^2}{2\sigma^2}}$$

б) T – распределение Стьюдента, а также

в) F– распределение Фишера.

Номинальное значение влияющей величины

Номинальное значение влияющей величины – это минимальное значение этой влияющей величины, например давление атмосферы, ниже которой средство измерения, зависящее от этой влияющей величины, не может эксплуатироваться.

Основные способы задания предела допускаемой основной погрешности

Пределы допускаемой абсолютной основной погрешности могут задаваться либо в виде одночленной формулы

$$\Delta = \pm a, \quad (1.1.1)$$

либо в виде двухчленной формулы

$$\Delta = \pm (+bx), \quad (1.1.2)$$

где Δ и x выражаются одновременно либо в единицах измеряемой величины, либо в делениях шкалы измерительного прибора.

Более предпочтительным является задание пределов допускаемых погрешностей в форме приведенной или относительной погрешности.

Пределы допускаемой приведенной основной погрешности нормируются в виде одночленной формулы

$$\delta = \frac{\Delta}{x} \pm p \quad (1.1.3)$$

где число $p = 1 \cdot 10^n, 1,5 \cdot 10^n, 2 \cdot 10^n, 2,5 \cdot 10^n, 4 \cdot 10^n, 5 \cdot 10^n, 6 \cdot 10^n$ ($n = 1, 0, -1, -2, \dots$).

Пределы допускаемой относительной основной погрешности могут нормироваться либо одночленной формулой

$$\delta = \frac{\Delta}{x} \pm q \quad (1.1.4)$$

либо двухчленной формулой

$$\delta = \frac{\Delta}{x} \pm \left[c + d \left(\left| \frac{X_k}{X} \right| - 1 \right) \right] \quad (1.1.5)$$

где X_k – конечное значение диапазона измерений или диапазона значений воспроизводимой многозначной мерой величины, а постоянные числа q , c и d выбираются из того же ряда, что и число p .

Косвенные измерения

Косвенные – это измерения, при которых искомую величину определяют на основании известной зависимости между этой величиной и величинами, подвергаемыми прямым измерениям, т.е. измеряют не собственно определяемую величину, а другие, функционально с ней связанные. Значение измеряемой величины находят путем вычисления по формуле $Q = F(x_1, x_2, \dots, x_N)$, где Q – искомое значение косвенно измеряемой величины; F – функциональная зависимость, которая заранее известна, x_1, x_2, \dots, x_N – значения величин, измеренных прямым способом.

Методика расчета погрешностей косвенных измерений.

В практике измерений широко используют два способа расчета погрешности косвенных измерений. Оба способа дают практически одинаковый результат.

Способ 1.

Сначала находится абсолютная Δx , а затем относительная δ_x погрешности. Этот способ рекомендуется для таких уравнений измерения, которые содержат суммы и разности аргументов.

Общая формула для расчета абсолютной погрешности при косвенных измерениях физической величины Y для произвольного вида f функции имеет вид:

$$\Delta x = \sqrt{\left(\frac{\partial f}{\partial X_1}\right)^2 \times \Delta x_1 + \left(\frac{\partial f}{\partial X_2}\right)^2 \times \Delta x_2^2 + \dots + \left(\frac{\partial f}{\partial X_n}\right)^2 \times \Delta x_n^2},$$

где $\frac{\partial f}{\partial X_j}$ – частные производные функции $f(X_1, X_2, \dots, X_n)$ по аргументу X_j ;
 ΔX_j – общая погрешность прямых измерений величины X_j .

Для нахождения относительной погрешности нужно прежде всего найти среднее значение величины Y . Для этого в уравнение измерения надо подставить средние арифметические значения величин X_j .

То есть среднее значение величины Y равно:

$\bar{Y} = f(\bar{X}_1, \bar{X}_2, \dots, \bar{X}_n)$, теперь легко найти относительную погрешность $\delta_x = \Delta / \bar{Y}$

Способ 2.

Порядок действий можно рассмотреть на конкретном примере – определение погрешности при измерении объёма цилиндра

$$\bar{V} = \frac{1}{4} \pi \times \bar{D}^2 \times \bar{h}$$

Пусть $\bar{h} = 25,3$ мм, $\Delta_h = 0,2$ мм, при $P = 0,68$:

$\bar{D} = 1,54$ мм, $\Delta_D = 0,15$ мм, при $P = 0,68$:

$\pi = 3,14$ $\Delta\pi = 0,005$ – погрешность округления числа π . (рис. 1.1)

При использовании способа 2 следует действовать так: прологарифмировать уравнение измерения (логарифм берём натуральный):

$$\ln \bar{V} = \ln\left(\frac{1}{4} \pi \times \bar{D} \times \bar{h}\right) = \ln \pi + 2 \times \ln \bar{D} + \ln \bar{h} - \ln 4 ;$$

найти дифференциалы от левой и правой частей, считая π , \bar{D} , \bar{h} независимыми переменными, $\frac{dV}{V} = \frac{d\pi}{\pi} + 2 \frac{dD}{D} + \frac{dh}{h}$, заменить дифференциал каждой величины на абсолютную погрешность этой же величины, а знаки «минус», если же они есть перед погрешностями на «плюс»:

$$\frac{\Delta_V}{V} = \frac{\Delta_\pi}{\pi} + 2 \frac{\Delta_D}{D} + \frac{\Delta_h}{h} .$$

Казалось бы, что с помощью этой формулы уже можно дать оценку для относительной погрешности $\frac{\Delta_V}{V}$ однако это не так. Требуется так оценить погрешность $\frac{\Delta_V}{V}$, чтобы доверительная вероятность этой оценки совпадала с доверительными вероятностями оценки погрешностей тех членов, которые стоят в правой части формулы. Для этого, чтобы это условие выполнялось, нужно все члены последней формулы возвести в квадрат

$$\left(\frac{\Delta_V}{V}\right)^2 = \sqrt{\left(\frac{\Delta_\pi}{\pi}\right)^2 + \left(2 \frac{\Delta_D}{D}\right)^2 + \left(\frac{\Delta_h}{h}\right)^2}$$

Теперь можно вычислить относительную погрешность, извлекая корень квадратный из обеих частей уравнения:

$$\left(\frac{\Delta_V}{V}\right) = \sqrt{\left(\frac{\Delta_\pi}{\pi}\right)^2 + \left(2 \frac{\Delta_D}{D}\right)^2 + \left(\frac{\Delta_h}{h}\right)^2}$$

Или в других обозначениях относительная погрешность объёма равна

$$\delta_V = \sqrt{\delta_\pi^2 + (2 \times \delta_D)^2 + \delta_h^2} .$$

Причём вероятность этой оценки погрешности объёма будет совпадать с вероятностью оценки погрешностей входящих в подкоренное выражение членов:

$$P_V = P_D = P_h$$

Сделав вычисления убедимся, что результат совпадает с оценкой по **способу 1**:

$$\frac{\Delta_V}{\Delta_{cp}} = \sqrt{2,5 \times 10^{-6} + 3,8 \times 10^{-2} + 6,2 \times 10^{-5}} = 0,19$$

Теперь, зная относительную погрешность, находим абсолютную:

$$\Delta_v = 0,19 \times 47 = 9,4 \text{ мм}^3, P = 0,68.$$

СОВМЕСТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

Целью совместных измерений является установление функциональной зависимости между величинами, например, зависимости сопротивления проводника от температуры.

Для отыскания зависимости $y = f(x)$ между переменными x и y необходимо последовательно устанавливая и измеряя значения x , одновременно измерять величину y , получив таким образом координаты исследуемой зависимости (x_i, y_i) . Так как результаты измерения величин x и y содержат погрешности, то полученные координаты не будут принадлежать истинной зависимости. Исключив возможные систематические погрешности, можно уточнить координаты, но и уточненные координаты могут отклоняться от истинной зависимости из-за наличия случайных погрешностей. Поэтому при выполнении совместных измерений, во-первых, возникает задача аппроксимации зависимости $y = f(x)$ по экспериментальным данным так, чтобы она наилучшим образом описывала истинную зависимость. Во-вторых, необходимо ответить на вопрос — действительно ли аппроксимирующая функция наилучшим образом приближается к искомой зависимости и какой мерой можно оценить приближение экспериментальной зависимости к истинной.

Подход к решению подобных задач возможен на основе применения метода наименьших квадратов. В этом методе оценки параметров зависимости определяют из условия, что сумма квадратов отклонений расчетных значений аппроксимирующей функции от экспериментальных значений должна быть минимальна.

При обосновании метода наименьших квадратов в математической статистике предполагается, что результаты измерений (x_i, y_i) , $i = 1, \dots, m$ удовлетворяют следующим условиям:

- значения аргументов x_i известны точно;
- систематические погрешности исключены и результаты измерений y_i содержат лишь случайные погрешности, которые независимы и имеют одинаковые дисперсии;
- погрешности измерения y , имеют нормальное распределение.

При этих условиях метод наименьших квадратов дает несмещенные оценки параметров зависимости, имеющие минимальные дисперсии.

Рассмотрим важный для практики случай построения методом наименьших квадратов линейной зависимости $y = a + bx$, где a и b — постоянные. График функции — прямая линия с наклоном b , пересекающая ось ординат в точке a (рис.1.1.1).

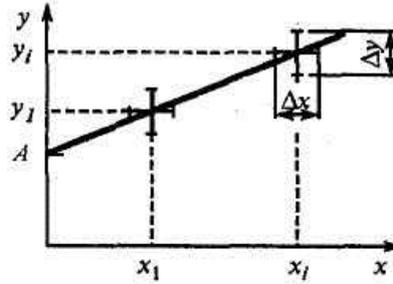


Рис.1.1.1. График линейной зависимости

Выполнив совместные измерения x_i и y_i с абсолютной точностью, можно было бы ожидать, что каждая точка (x_i, y_i) легла бы на теоретическую линию. В действительности, большее, на что можно надеяться, — это то, что каждая экспериментальная точка попадает в поле прямоугольника со сторонами, соответствующими границам погрешностей измерения x_i и y_i . Если же погрешности измерения x_i малы и ими можно пренебречь, экспериментальные точки будут иметь отклонения от идеальной прямой только в пределах погрешности измерения y_i . Примем допущение о малости погрешностей измерения x_i , что не является слишком жестким, поскольку всегда можно организовать измерения так, чтобы обеспечить требуемое соотношение погрешностей.

Задача определения наилучшей прямой линии, аппроксимирующей набор из m экспериментальных точек $(x_1, y_1), \dots, (x_m, y_m)$, сводится к нахождению значений постоянных a и b .

В соответствии с методом наименьших квадратов наилучшим оценкам a и b соответствует минимальное значение выражения:

$$\sum_{i=1}^n (y_i - y)^2 = \sum_{i=1}^n [y_i - (a + bx_i)]^2, \quad (1.1.2)$$

где $[y_i - (a + bx_i)]$ — отклонение измеренных значений y_i от вычисленных по формуле (1.1.2) при $x = x_i$.

Сумма (1.1.1) минимальна, если ее частные производные по a и b равны нулю:

$$\frac{\partial \sum_{i=1}^n [y_i - (a + bx_i)]^2}{\partial a} = 0 \text{ и } \frac{\partial \sum_{i=1}^n [y_i - (a + bx_i)]^2}{\partial b} = 0. \quad (1.1.3)$$

Решая систему этих двух уравнений, находим формулы для оценок значений a и b :

$$a = \frac{S_2 S_3 - S_1 S_4}{S_5}; \quad b = \frac{n S_4 - S_1 S_3}{S_5}, \quad (1.1.4)$$

где

$$S_i = \sum_{i=1}^n x_i; \quad S_2 = \sum_{i=1}^n x_i^2; \quad S_3 = \sum_{i=1}^n y_i; \quad (1.1.5)$$

$$S_4 = \sum_{i=1}^n x_i y_i; \quad S_5 = n S_2 - S_1^2. \quad (1.1.6)$$

Степень приближения найденных значений a и b к истинным значениям этих величин оценивается с помощью их СКО σ_a и σ_b :

$$\sigma_a = \sigma_y \sqrt{S_2 / S_5}; \quad \sigma_b = \sigma_y \sqrt{n / S_5}. \quad (1.1.7)$$

где - СКО погрешности измерения y , значение которой можно получить из паспортных данных на средство измерения или вычислить по формуле:

$$\sigma_b = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n [y_i - (a + bx_i)]^2}{n-2}}. \quad (1.1.8)$$

В качестве примера практического применения метода наименьших квадратов рассмотрим аппроксимацию нагрузочной характеристики одного из устройств преобразовательной техники. Для построения нагрузочной характеристики измеряют 5... 10 пар значений выходного напряжения $U_{\text{вых}_i}$ и тока нагрузки $I_{\text{н}_i}$. Индекс $i = 1, 2, \dots, n$, соответствует текущему измерению (n - число измерений). В данном примере было снято десять пар ($n = 10$) экспериментальных точек $y_i = U_{\text{вых}_i}$ и $x_i = I_{\text{н}_i}$ напряжения и тока соответственно.

Таблица 1.1.1. Экспериментальные результаты

i	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$U_{\text{вых}_i}$, В	5,35	5,20	5,11	4,92	4,76	4,76	4,50	4,33	4,30	4,04
$I_{\text{н}_i}$, мА	105	110	129	148	154	181	190	206	225	241

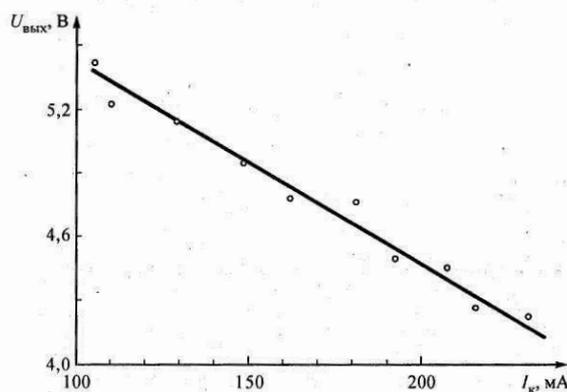


Рис. 1.1.2. Аппроксимация исследуемой зависимости методом наименьших квадратов

Из расположения экспериментальных точек (рис. 1.1.2) видно, что аппроксимирующим уравнением может быть полином первой степени (1.1.1):

$$u = a + bi.$$

Таким образом, на основании массива экспериментальных данных по уравнениям (1.1.4) и (1.1.5) вычисляем коэффициенты a и b .

Расчет по уравнениям (1.1.4) и (1.1.5) дает значения коэффициентов аппроксимации a и b , равные $a = 6,24$ В и $b = 8,95 \cdot 10^{-3}$ В/мА = 8,95 В/А. Следовательно, исследуемое устройство имеет нагрузочную характеристику, аналитически описываемую как:

$$U_{\text{вых}} = 6,24 - 8,95 \cdot 10^{-3} I_{\text{н}}.$$

На рис. 1.1.2 представлен график полученной методом наименьших квадратов аппроксимации нагрузочной характеристики.

ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

Перед началом выполнения работы ознакомится со стендами, представленными на рис. 1.1.3 и 1.1.4.

1. Сменный модуль, устанавливаемый на лабораторном стенде, для выполнения работы №5 включает объекты испытаний: резистивные делители напряжений, в том числе высокоомный делитель, линейный и нелинейный преобразователи, и вспомогательные устройства: набор образцовых сопротивлений, генератор случайных сигналов, сумматор, блок выборки и хранения, переключатель.

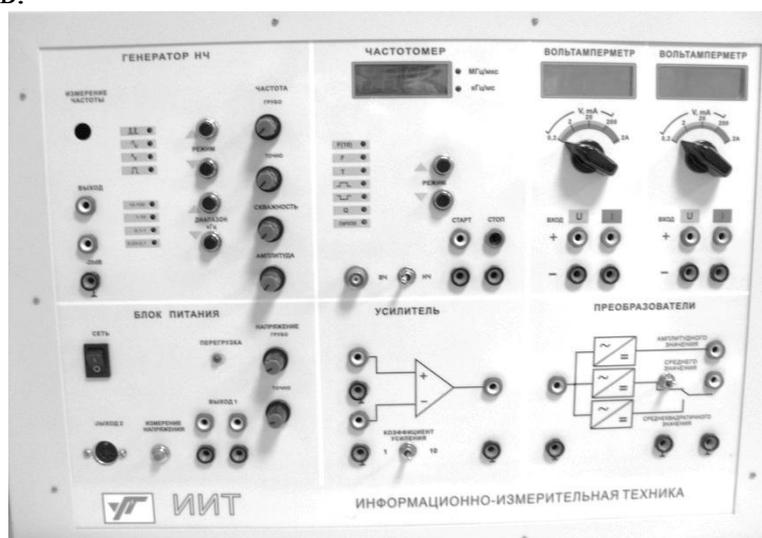


Рис. 1.1.3

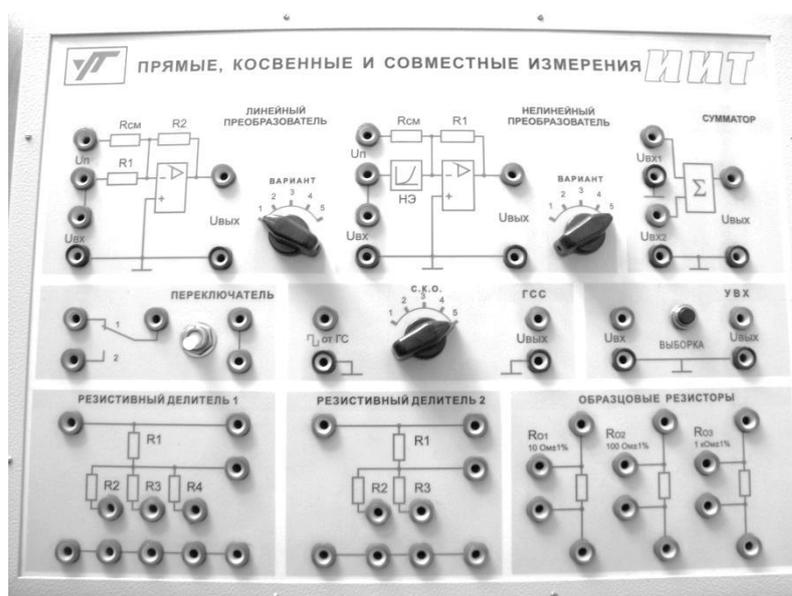


Рис. 1.1.4.

2. Однократные измерения.

2.1. Прямые измерения.

2.1.1. Измерить напряжение на выходе резистивного делителя. Оценить погрешности результатов измерений.

2.1.1.1. Для измерения напряжения на выходе резистивного делителя (по указанию преподавателя) собрать схему согласно рис.1.1.5 и подать на его вход постоянное напряжение, при этом соединив нижнее гнездо, соединенное с резистором, с общей землей. Измерить цифровым вольтметром напряжение на выходных резисторах R2, R3, R4 или R2 и R3 резистивного делителя.

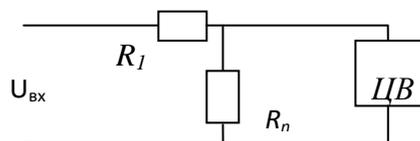


Рис. 1.1.5.

2.1.1.2. Погрешность прямых измерений будет зависеть от класса точности средства измерений (СИ), правильного выбора пределов измерений и от влияния СИ на измеряемую величину.

а) оценить относительную (отнесенную к показаниям вольтметра) погрешность влияния вольтметра на измеряемое напряжение

$$\delta = \left(\frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_V} \right) 100\%,$$

где $R_{\text{ВЫХ}}$ – выходное сопротивление делителя, в частности при подключении резистора R2 выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_1 * R_2 / (R_1 + R_2).$$

б) определить измеряемое напряжение на выходе делителя с учетом поправки на систематическую погрешность влияния сопротивления вольтметра

$$U_X^* = U_V + U_V \delta / 100,$$

где U_V – показания вольтметра.

в) записать результат измерений в виде

$$U_X = U_X \pm \Delta U,$$

где ΔU – инструментальная погрешность, определяемая классом точности вольтметра (см. Введение).

2.2. Косвенные измерения.

2.2.1. Измерять ток, протекающий через указанный в п. 2.1 резистор, с помощью вольтметра и образцового сопротивления. Собрать схему, показанную на рис. 1.6. Оценить погрешности результатов измерений.

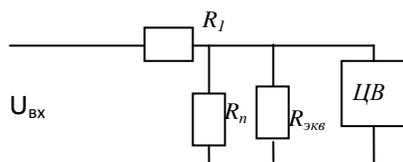


Рис. 1.6.

2.2.1.1. При измерении тока в разрыв цепи делителя включить образцовое сопротивление R_0 , на котором измеряется падение напряжения U_0 цифровым вольтметром. Измеряемый ток $I=U_0/R_0$.

2.2.1.2. Оценить относительную погрешность измерения тока, возникающая при включении в цепь образцового сопротивления выражением

$$\delta_d = (R_0/R_1 + R_2)100\%.$$

2.2.1.3. Определить величину измеряемого тока с учетом поправки на систематическую погрешность влияния образцового сопротивления

$$I_X^* = I + I\delta_d/100,$$

2.2.1.4. Определить относительную инструментальную погрешность измерения тока

$$\delta_I = \delta_R + I\delta_U,$$

где δ_R - относительная погрешность образцового сопротивления, δ_U - относительная погрешность измерения напряжения, определяемая классом точности вольтметра и его показаниями.

2.2.1.5. Записать результат измерения тока в виде

$$I_X = I_X^* + \Delta I,$$

где $\Delta I = I\delta_I/100$.

2.2.2. По результатам п.п.2.1.1. и 2.2.1 определить сопротивление резистора и выделяемую на нем мощность. Определить погрешности косвенных измерений.

2.2.2.1. Вычислить сопротивление резистора по соотношению

$$R=U/I$$

и записать результат измерения в виде

$$R_X = R \pm \Delta R,$$

где $\Delta R = R\delta_R/100, \delta_R = \delta_I + \delta_U$.

2.2.2.2. Определить выделяемую на сопротивлении мощность по соотношению

$$P=UI$$

и записать результат измерения в виде

$$P_X = P \pm \Delta P,$$

где $\Delta P = P\delta_P/100, \delta_P = \delta_I + \delta_U$.

2.3. Совместные измерения.

При совместных измерениях определяются статистические характеристики преобразования линейного и нелинейного (квадратического) преобразователей. Для этого в заданном диапазоне напряжений цифровыми вольтметрами измеряются напряжения на входе и выходе преобразователей. Для линейного преобразователя эксперименты проводятся в двух точках на концах диапазона исследований; для квадратического преобразователя – в трех точках: на концах диапазона и в средней точке диапазона входных напряжений. В результате исследований статистические характеристики преобразования должны быть представлены в виде

$$U_{\text{ВЫХ}} = b_0 + b_1 F_1(U_{\text{ВХ}})$$
 для линейного преобразователя,

$$U_{\text{ВЫХ}} = b_0 + b_1 F_1(U_{\text{ВХ}}) + b_2 F_2(U_{\text{ВХ}})$$
 для квадратического преобразователя,

где $F_1(U_{\text{ВХ}}), F_2(U_{\text{ВХ}})$ - соответственно линейная и параболическая функции от $U_{\text{ВХ}}$. Для упрощения определения коэффициентов b_0, b_1, b_2 и анализа точности полученных моделей целесообразно в качестве базисных функций использовать ортогональные функции.

2.3.1. Найти зависимость $U_{\text{ВЫХ}} = F(U_{\text{ВХ}})$ для линейного преобразователя. Вариант зависимости задается преподавателем. Оценить погрешности результатов измерений.

3. Многократные измерения.

3.1. Собрать схему, имитирующую влияние случайных погрешностей на результаты измерений. Влияние случайных погрешностей на результаты измерений исследуются путем суммирования измеряемых величин со случайными сигналами. Схема, реализующая суммирование, показана на рис. 1.1.7, где ГСС – генератор случайных сигналов, Σ – сумматор, БВХ – блок выборки и хранения, ГС – генератор сигналов, ЦВ – цифровой вольтметр, U_x – измеряемое напряжение; блоки, выделенные пунктиром, находятся на сменном модуле, и ЦВ на вертикальном стенде.

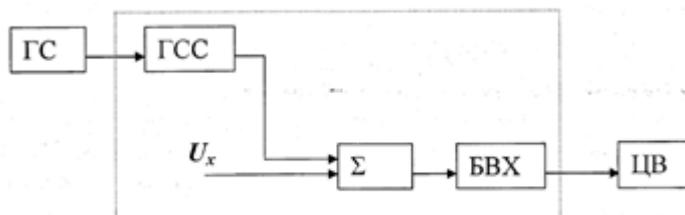


Рис. 1.1.7.

Для подключения двух измеряемых напряжений может быть использован переключатель, имеющийся на сменном модуле.

Для запуска ГСС на его вход подают сигнал прямоугольной формы с амплитудой, не превышающей 5В, и нажимают кнопку запуска. Дисперсия случайных сигналов регулируется дискретно переключателем на ГСС и частотой сигнала от ГС.

3.2. Прямые измерения.

3.2.1. Выполнить измерения по п.2.1.1 и 2.2.1 при наличии случайных погрешностей. Эксперименты провести при двух различных объемах (n_1, n_2) выборки.

3.2.2. По результатам п.3.2.1 оценить погрешности результатов измерений. Оценить влияние объема выборки на погрешности измерений.

3.3. Косвенные измерения.

3.3.1. По результатам п.п. 3.2.1 и 3.2.2 определить сопротивление резистора и выделяемую на нем мощность. Определить погрешности косвенных измерений при наличии случайных погрешностей для разных объемов выборки.

3.4. Совместные измерения.

3.4.1. Найти зависимость $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$ для линейного преобразователя при наличии случайных погрешностей. Оценить погрешность результатов измерений.

3.4.2. Найти зависимость $U_{\text{вых}} = F(U_{\text{вх}})$ для нелинейного преобразователя при наличии случайных погрешностей. Оценить погрешность результатов измерений.

Контрольные вопросы.

1. Дать классификацию видов измерений.
2. Что понимается под прямым измерением?
3. Что понимается под косвенными измерениями?
4. Что понимается под совместными измерениями?
5. Что понимается под совокупными измерениями?
6. Каков порядок обработки результатов однократных измерений с точным оцениванием погрешностей?
7. В чем состоит методика расчета погрешностей косвенных измерений?
8. Каков алгоритм обработки результатов совместных измерений?
9. В чем состоит суть метода наименьших квадратов?

Литература

Метрология и радиоизмерения /В.И. Нефедов, В.И. Хахин, В.К. Битюков и др./Под ред. профессора В.И. Нефедова. - М.: Высш. шк., 2006. с. 104-136.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №2

ИССЛЕДОВАНИЕ КОАКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

1. Цель работы:

1. Иметь навык расчета конструкции коаксиальной линии передачи.
2. Иметь навык исследования параметров в коаксиальной линии передачи.

2. Содержание работы:

1. Провести расчет параметров конструкции коаксиальной линии передачи. Исходные данные приведены в таблице ПЗ.
2. Исследование коэффициента затухания в коаксиальных кабелях в зависимости от их длины.

3. Основные теоретические сведения

3.1. Методика расчета конструкции коаксиальной линии передачи

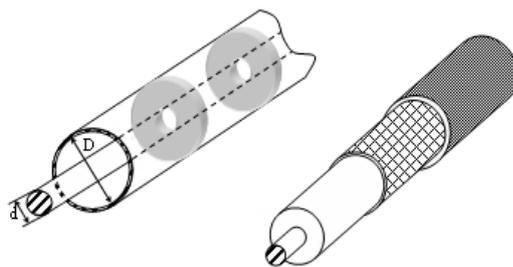


Рис. 1.2.1. Коаксиальные линии передачи

1. Волновое сопротивление в коаксиальной ЛП

$$W_n = 138 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \lg\left(\frac{D}{d}\right), \text{ Ом} \quad (1.2.1)$$

где μ и ε – относительные магнитная и диэлектрическая проницаемости диэлектрика, заполняющего коаксиальную ЛП, D – внутренний диаметр металлической оплетки; d – диаметр центральной жилы.

2. Длина волны в коаксиальной ЛП

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{\varepsilon \mu}, \quad (1.2.2)$$

где λ – длина волны в свободном пространстве.

3. Коэффициент затухания в коаксиальной ЛП обусловлен потерями в проводниках α_R , дБ/м и диэлектрике α_ε , дБ/м

$$\alpha = \alpha_R + \alpha_\varepsilon. \quad (1.2.3)$$

Коэффициент затухания в медных проводниках

$$\alpha_R = \frac{1,898 \cdot 10^{-8} \sqrt{\varepsilon f}}{\lg(D/d)} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right) \quad (1.2.4)$$

Коэффициент затухания в диэлектрике

$$\alpha_\varepsilon = 9 \cdot 10^{-11} \cdot f \sqrt{\varepsilon} \cdot \text{tg} \delta \quad (1.2.5)$$

где $\text{tg} \delta = \frac{\gamma}{\omega \varepsilon_a}$ – тангенс угла потерь, γ – проводимость среды, f – частота сигнала.

4. Предельная и допустимая мощности, передаваемые по коаксиальному кабелю

$$P_{\text{пр}} = \frac{E_{\text{пр}}^2 \sqrt{\varepsilon} d^2}{480} \ln \frac{D}{d}, \quad (1.2.6)$$

$$P_{\text{доп}} \approx 0,3 \cdot P_{\text{пр}},$$

где $E_{\text{пр}}$, В/м – пробивное напряжение коаксиального кабеля.

5. Выбор волнового сопротивления в коаксиальной ЛП

Коэффициент затухания в проводнике зависит как от электрических свойств проводника и длины волны, так и от соотношения D/d , т.е. от геометрических размеров. Анализ показывает, что при $D/d = 3,6$ достигается минимум коэффициента затухания коаксиальной ЛП, что соответствует волновому сопротивлению $W_{л} = 77$ Ом в линии с воздушным заполнением. В то же время для передачи по коаксиальному фидеру большой мощности необходимо соблюдение условия $D/d = 1,65$, что соответствует волновому сопротивлению $W_{л} = 50$ Ом в линии с воздушным заполнением. Таким образом, для передачи по коаксиальной ЛП электромагнитных колебаний большой мощности необходимо соблюдение условия $D/d = 1,5...3$, если же за критерий выбора коаксиальной ЛП принять минимум потерь, то $D/d = 3...6$.

Поэтому в настоящее время промышленность выпускает коаксиальные фидеры со стандартными значениями волновых сопротивлений:

$W_{л} = 50$ Ом, для применения в трактах передачи большой мощности (от передатчика к антенне);

$W_{л} = 75$ Ом, если основным параметром фидера является минимум потерь (от антенны к приемнику).

Примечание. При расчете параметров коаксиальной линии передачи, диаметр центральной жилы выбирать не менее 0,1 мм.

4. Исследование коэффициента затухания в коаксиальных кабелях

4.1. Описание лабораторной установки

В состав лабораторной установки входят следующие основные элементы:

1. Генератор высокой частоты.
2. Лабораторный стенд «Телекоммуникационные линии связи».
3. Двухлучевой осциллограф.

Схема лабораторной установки приведена на рис. 2.



Рис. 1.2.2

4.2. Порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с лабораторной установкой по исследованию коэффициента затухания в коаксиальных кабелях.
2. Подготовить к работе генератор ВЧ и двухлучевой осциллограф.

3. Снять показания напряжения на входе и выходе коаксиального кабеля в зависимости от его длины.

4. Результаты измерений занести в табл.1.2.1.

Таблица 1.2.1

l, м	Частота ГВЧ $f_1 =$				Частота ГВЧ $f_2 =$			
	$U_{\text{ВХ}},$ В	$U_{\text{ВЫХ}},$ В	$\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}$	$\alpha,$ дВ	$U_{\text{ВХ}},$ В	$U_{\text{ВЫХ}},$ В	$\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}$	$\alpha,$ дВ
0								
.								

5. Рассчитать коэффициент затухания коаксиального кабеля в зависимости от его длины α , дВ

$$\alpha = 20 \lg \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}$$

6. Построить график зависимости $\alpha = f(l)$ для частот f_1 и f_2 .

7. Рассчитать коэффициент затухания коаксиального на 1м α , дВ/м для частот f_1 и f_2 .

$$\alpha, \text{дВ/м} = \frac{\alpha}{l}.$$

ПРИЛОЖЕНИЯ

Таблица П1.1 – Основные электрические параметры диэлектриков

Наименование диэлектрика	Относительная диэлектрическая проницаемость	Тангенс угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$	Пробивное напряжение $E_{\text{пр}}$, кВ/мм
Полиэтилен	2,35	$4,5 \cdot 10^{-4}$	40
Тефлон	2,2	$4 \cdot 10^{-4}$	35
Полистирол	2,55	$3,5 \cdot 10^{-4}$	20
Фторопласт	2,1	$2,5 \cdot 10^{-4}$	40

Таблица П1.2 – Основные электрические параметры металлов

Наименование металла	Проводимость, $\gamma \cdot 10^7$, См/м	Относительная магнитная проницаемость, μ
Серебро	6,6	≈ 1
Медь	5,9	≈ 1
Алюминий	3,81	≈ 1
Латунь	1,57	≈ 1

Таблица П1.3 – Исходные данные по расчету конструкции коаксиальной ЛП

Вариант	Линия передачи	Материал проводников	Материал диэлектрика	Длина кабеля, м	Мощность на входе ЛП, Вт	Частота на входе ЛП, Мгц
1	ПРД – Антенна	медь	Полиэтилен	20	10000	5000
2	Антенна – ПРМ	медь	Тефлон	30	10^{-10}	3000

3	ПРД Антенна	– медь	Полистирол	40	7500	1000
4	Антенна ПРМ	– медь	Фторопласт	50	10^{-10}	4000
5	ПРД Антенна	– медь	Полиэтилен	20	12000	2000
6	Антенна ПРМ	– медь	Тефлон	30	10^{-10}	5000
7	ПРД Антенна	– медь	Полистирол	40	8000	3000
8	Антенна ПРМ	– медь	Фторопласт	50	10^{-10}	1000
9	ПРД Антенна	– медь	Полиэтилен	20	9000	4000
10	Антенна ПРМ	– медь	Тефлон	30	10^{-10}	2000
11	ПРД Антенна	– медь	Полистирол	40	11000	5000
12	Антенна ПРМ	– медь	Фторопласт	50	10^{-10}	3000
13	ПРД Антенна	– медь	Полиэтилен	20	15000	1000
14	Антенна ПРМ	– медь	Тефлон	30	10^{-10}	4000
15	ПРД Антенна	– медь	Полистирол	40	17000	2000
16	Антенна ПРМ	– медь	Фторопласт	50	10^{-10}	5000
17	ПРД Антенна	– медь	Полиэтилен	20	18000	3000
18	Антенна ПРМ	– медь	Тефлон	30	10^{-10}	1000
19	ПРД Антенна	– медь	Полистирол	40	6000	4000
20	Антенна ПРМ	– медь	Фторопласт	50	10^{-10}	2000

Таблица П1.4 – Физические постоянные

Символ	Имя	Численное значение	Единица измерения
c	Скорость в вакууме	$2,99792458 \cdot 10^8$	м/с
ϵ_0	Электрическая постоянная	$8,85418782 \cdot 10^{-12}$	Ф/м
μ_0	Магнитная постоянная	$1,25663706 \cdot 10^{-6}$	Гн/м

5. Содержание отчёта

Отчёт по работе должен содержать:

1. Цель работы.
2. Алгоритм расчета конструкции коаксиального кабеля.
3. Результаты расчета конструкции коаксиального кабеля
2. Схему лабораторной установки.
3. Результаты измерений и вычислений (табл. 2.1).
4. график зависимости $\alpha = f(l)$ для частот f_1 и f_2
5. Выводы по работе.

6. Контрольные вопросы

1. Какие линии передачи являются регулярными?
2. Перечислите основные требования, предъявляемые к линиям передачи.
3. Назовите основные параметры регулярных линий передачи.
4. Как маркируются коаксиальные кабели?
5. От чего зависит выходная мощность сигнала на выходе линии передачи?
6. Влияние материала проводов на параметры коаксиальной линии передачи.
7. Влияние материала диэлектрика на параметры коаксиальной линии передачи.
8. От каких параметров зависит предельная и допустимая мощности, передаваемые по коаксиальному кабелю.
9. От каких параметров коаксиального кабеля зависит его коэффициент затухания?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №3

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЛНОВОДНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

1. Цель работы:

1. Иметь навык расчета конструкции волноводной линии передачи.
2. Иметь навык исследования параметров в волноводной линии передачи.

2. Содержание работы:

1. Провести расчет параметров конструкции волноводной линии передачи. Исходные данные приведены в таблице П5.
2. Исследование коэффициента затухания в волноводной линии передачи в зависимости от их длины.
3. Исследование коэффициента бегущей волны КБВ в волноводной линии передачи.

3. Основные теоретические сведения

3.1. Методика расчета конструкции коаксиальной линии передачи

1. Длина волны в волноводе

$$\lambda_{\text{в}} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр.мн}}} \right)^2}. \quad (1.3.1)$$

2. Критическая длина волны

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (1.3.2)$$

где m – число полуволн, укладываемых вдоль широкой стенки волновода a ; n – число полуволн, укладываемых вдоль узкой стенки волновода b .

3. Волновое сопротивление волновода, заполненного воздухом:
для волны Н-типа

$$Z_{\text{вН}} = Z_0 / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}, \quad (1.3.3)$$

для волны Е-типа

$$Z_{\text{вЕ}} = Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}. \quad (1.3.4)$$

4. Затухание в волноводе

$$\alpha_{\text{в}} = \frac{R_{\text{ст}} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{Z_0 b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2}} = \frac{R_{\text{ст}} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{120\pi b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2}}, \text{ дБ/м} \quad (1.3.6)$$

где $R_s = \sqrt{\frac{\pi f \mu_a}{\gamma}}$ – поверхностное сопротивление металла стенок волновода.

5. Предельная и допустимая мощности, передаваемые по волноводу

$$P_{\text{пр}} = \frac{E_{\text{пр}}^2 \cdot \text{КБВ} \cdot a \cdot b \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}}{480\pi}, \quad (1.3.7)$$

$$P_{\text{доп}} \approx 0,3 \cdot P_{\text{пр}}, \quad (1.3.8)$$

где $E_{\text{пр}} = 30$ кВ/см, КБВ – коэффициент бегущей волны в волноводе (КБВ = 0,75...1).

6. Размер поперечного сечения прямоугольного волновода, обеспечивающего работу только на основном типе волны H_{10}

$$\frac{\lambda_{\text{max}}}{1,6} \leq a \leq \frac{\lambda_{\text{min}}}{1,1}, \quad (1.3.9)$$

$$b_{\text{min}} \leq b \leq \frac{\lambda}{2} \quad (1.3.10)$$

где $\lambda, \lambda_{\text{max}}$ и λ_{min} – соответственно рабочая, максимальная и минимальная длины волн; b_{min} – минимальный размер узкой стенки при котором исключается пробой волновода (определяется согласно соотношению (1.3.7)).

4. Исследование коэффициента затухания в волноводной линии передачи

4.1. Описание лабораторной установки

В состав лабораторной установки входят следующие основные элементы:

1. Генератор сверхвысокой частоты ГСВЧ.
2. Волноводная линия передачи.
3. Измеритель мощности.

Схема лабораторной установки приведена на рис.1.3.1.

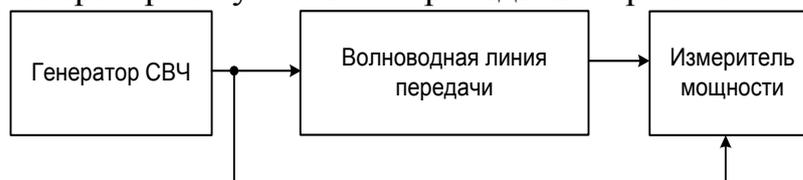


Рис. 1.3.1

4.2. Порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с лабораторной установкой по исследованию коэффициента затухания в волноводе.
2. Подготовить к работе генератор СВЧ и измеритель мощности.
3. Снять показания мощности на входе и выходе волновода от его длины l .
4. Результаты измерений занести в табл. 1.3.1.

Таблица 1.3.1

$l, \text{ м}$	Частота ГСВЧ $f_1 =$				Частота ГСВЧ $f_2 =$			
	$P_{\text{вх}}, \text{ Вт}$	$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	$\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}}$	$\alpha, \text{ dB}$	$P_{\text{вх}}, \text{ Вт}$	$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	$\frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}}$	$\alpha, \text{ dB}$
0								
.								

5. Рассчитать коэффициент затухания коаксиального кабеля в зависимости от его длины α , dB

$$\alpha = 10 \lg \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}}$$

6. Построить график зависимости $\alpha = f(l)$ для частот f_1 и f_2 .

7. Рассчитать коэффициент затухания коаксиального на 1 м α , dB/м для частот f_1 и f_2

$$\alpha, \text{ dB/м} = \frac{\alpha}{l}$$

5. Исследование КБВ в волноводной линии передачи

5.1. Описание лабораторной установки

В состав лабораторной установки входят следующие основные элементы:

1. Генератор сверхвысокой частоты ГСВЧ.
2. Волноводная линия передачи.
3. Измерительная линия.

4. Нагрузки волноводной линии передачи (открытый конец волновода, рупор и т.д.).

Схема лабораторной установки приведена на рис. 1.3.2.



Рис. 1.3.2

5.2. Порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с лабораторной установкой по исследованию коэффициента затухания в волноводе.

2. Подготовить к работе генератор СВЧ, измеритель тока и измерительную линию.

3. Для определения коэффициента бегущей волны (КБВ) необходимо, перемещая каретку вдоль измерительной линии, отметить по шкале индикатора наименьшее I_{\min} и наибольшее I_{\max} показания тока.

4. Результаты измерений занести в табл. 1.3.2.

Таблица 1.3.2

Тип нагрузки	Частота ГСВЧ $f_1 =$			Частота ГСВЧ $f_2 =$		
	$I_{\max},$ В	$I_{\min},$ В	КБВ	$I_{\max},$ В	$I_{\min},$ В	КБВ
1. Открытый конец волновода						
2. Рупор						
3. Поглотитель мощности						

5. Рассчитать коэффициент бегущей волны КБВ для частот f_1 и f_2

$$\text{КБВ} = \sqrt{\frac{I_{\min}}{I_{\max}}}$$

ПРИЛОЖЕНИЯ К РАЗДЕЛУ 1

Таблица П1.1 – Физические постоянные

Символ	Имя	Численное значение	Единица измерения
c	Скорость в вакууме	$2,99792458 \cdot 10^8$	м/с
ϵ_0	Электрическая постоянная	$8,85418782 \cdot 10^{-12}$	Ф/м
μ_0	Магнитная постоянная	$1,25663706 \cdot 10^{-6}$	Гн/м

Таблица П1.2 – Основные электрические параметры металлов

Наименование металла	Проводимость, См/м	$\gamma \cdot 10^7$	Относительная магнитная проницаемость, μ
Серебро	6,6		≈ 1
Медь	5,9		≈ 1
Алюминий	3,81		≈ 1
Латунь	1,57		≈ 1

Таблица П1.3 – Параметры стандартных прямоугольных волноводов волны H_{10}

Обозначение типа волновода	Номинальные размеры, мм		Номинальная толщина стенки S, мм
	a	b	
МЭК R			
3	584,2	292,1	4,8
4	533,4	266,7	4,8
5	456,2	228,6	3,2
6	381	190,5	3,2
8	292,1	146,05	3,2
9	247,65	123,82	3,2
12	195,58	97,79	3,2
14	165,1	82,55	2,03
18	129,54	64,77	2,03
22	109,22	54,61	1,03
26	86,36	43,18	2,03
32	72,14	34,04	2,03
35	66,37	29,5	2
40	58,17	29,08	1,63
41	57	25,33	2
48	47,55	22,15	1,63
58	40,39	20,193	1,63
70	34,85	15,799	1,63
84	28,5	12,64	1,63
100	22,86	10,16	1,27
120	19,03	9,525	1,27
140	15,799	7,899	1,02
180	12,954	6,477	1,02
220	10,668	4,318	1,02
260	8,636	4,318	1,02
320	7,112	3,556	1,02
400	5,69	2,845	1,02

Таблица П1.5 Исходные данные для расчета конструкции волноводной ЛП

Вариант	Линия передачи	Материал внутренних стенок волновода	Длина волновода, м	Мощность на входе ЛП, Вт	Частота на входе ЛП, ГГц
1	ПРД – Антенна	Серебро	2	4000	3
2	ПРД – Антенна	Медь	3	5000	3,5
3	ПРД – Антенна	Алюминий	4	6000	4
4	ПРД – Антенна	Латунь	5	3000	5
5	ПРД – Антенна	Серебро	2	3500	6
6	ПРД – Антенна	Медь	3	4000	7,5
7	ПРД – Антенна	Алюминий	4	2000	8

8	ПРД – Антенна	Латунь	5	1800	8,8
9	ПРД – Антенна	Серебро	2	1900	9
10	ПРД – Антенна	Медь	3	1500	10
11	ПРД – Антенна	Алюминий	4	1100	11
12	ПРД – Антенна	Латунь	5	1200	12
13	ПРД – Антенна	Серебро	2	1000	14
14	ПРД – Антенна	Медь	3	5000	18
15	ПРД – Антенна	Алюминий	4	7000	20

6. Содержание отчёта

Отчёт по работе должен содержать:

1. Цель работы.
2. Алгоритм расчета конструкции волновода.
3. Результаты расчета конструкции волновода.
2. Схемы лабораторных установок.
3. Результаты измерений и вычислений (табл. 3.1,3. 2).
4. График зависимости $\alpha = f(l)$ для частот f_1 и f_2 .
5. Выводы по работе.

7. Контрольные вопросы

1. Какие линии передачи являются регулярными?
2. Перечислите основные требования, предъявляемые к линиям передачи.
3. Назовите основные параметры регулярных линий передачи.
4. От чего зависит выходная мощность сигнала на выходе линии передачи?
5. Влияние материала волновода на его параметры.
6. От каких параметров волновода зависит его коэффициент затухания?
7. От каких параметров зависит предельная и допустимая мощности, передаваемые по волноводу?

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №4

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ, СИММЕТРИЧНОЙ И КООКСИАЛЬНОЙ ЛИНИИ СВЯЗИ

Цель работы:

Практически освоить методы исследований линий связи (волоконно-оптической, симметричной, коаксиальной), оценить основные параметры линий.

Содержание работы:

1. Определение полосы пропускания волоконно-оптической линии связи.

2. Исследование влияния погрешностей (неоднородностей) в стыках оптоволоконных кабелей на затухание сигнала и определение технических требований к точности изготовления оптических соединителей.

3. Исследование распространения электромагнитных колебаний в кабелях в зависимости от сопротивления источника сигнала и нагрузки на импульсном сигнале.

4. Определение характера распространения сигналов в линии в зависимости от сопротивления нагрузки на гармоническом сигнале.

5. Сравнительная оценка помехозащищенности линий при внешнем воздействии электромагнитных полей.

6. Проведение качественной оценки передачи телевизионного сигнала по волоконно-оптической линии связи с внесением неоднородностей в стык оптического кабеля.

Оборудование.

Работа проводится на лабораторном стенде «Телекоммуникационные линии связи» ТЛС 01 (далее - стенд). Он предназначен для изучения распространения сигналов в волоконно-оптических, коаксиальных и симметричных линиях связи.

Стенд позволяет:

- провести качественную оценку TV сигнала при передаче его через оптическую, коаксиальную или симметричную линию связи;
- исследовать влияние неоднородностей вносимых в стык оптического кабеля, на распространение сигналов;
- измерить полосы пропускания линий связи;
- определить волновые сопротивления коаксиального и симметричного кабеля;
- определить затухание в коаксиальном и симметричном кабеле, оптическом кабеле и оптических соединителях;
- произвести сравнительную оценку помехозащищенности линий в условиях воздействия внешних электромагнитных полей.

Устройство стенда

1. Основные узлы стенда.

1.1. Волоконно-оптическая линия связи (1), включающая:

- преобразователь электрического сигнала в оптический, выполненный на базе модуля ПОМ-561;
- устройство для включения неоднородностей в стык оптического кабеля (см. рис. 4.2);
- мерный отрезок оптического кабеля длиной 12 метров с градиентным волокном ММ 62,5/125 мкм (10);

- преобразователь оптического сигнала в электрический выполненный на базе модуля ПРОМ-364.

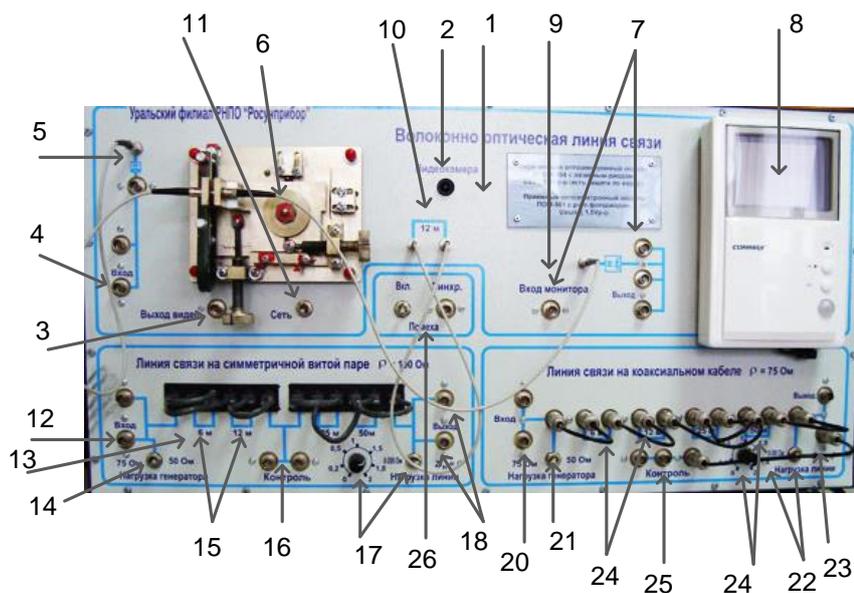


Рис. 1.4.1

1.2. Линия связи на неэкранированном симметричном кабеле UTP 5 пятой категории «витая пара» (13), включающая:

- симметрирующие трансформаторы на входе и выходе линии;
- мерные отрезки симметричного кабеля UTP 5 Cat «витая пара» (15);
- согласующие устройства на входе и выходе линии.

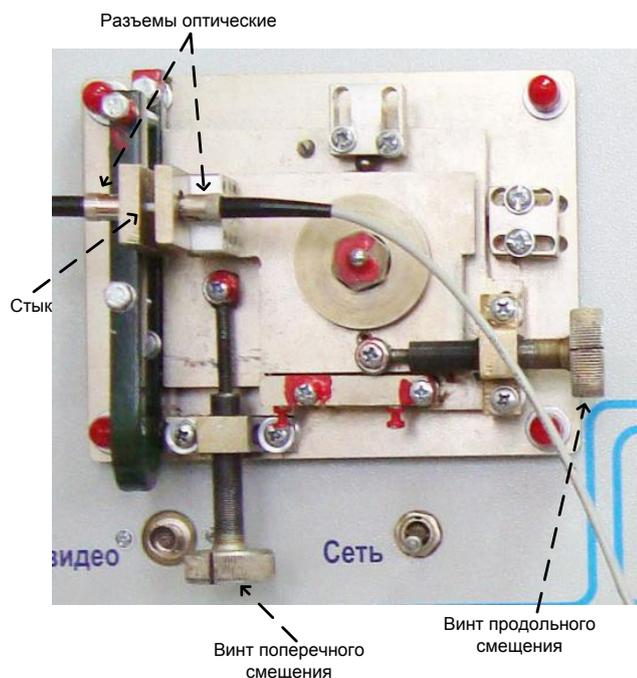


Рис. 1.4.2 Устройство внесения неоднородностей (6)

1.3. Линия связи на коаксиальном кабеле РК 75-2-13 ($\rho = 75 \text{ Ом}$), включающая

- согласующие устройства на входе и выходе линии;
- мерные отрезки коаксиального кабеля (24).

1.4. Источник видеосигнала (передающая телевизионная камера 2).

1.5. Контрольный видеомонитор (8).

1.6. Формирователь импульсной электромагнитной помехи (26).

1.7. Комплект оптических, коаксиальных и симметричных соединительных кабелей.

2. Основные параметры стенда

Волновое сопротивление коаксиального кабеля, Ом 75.

Волновое сопротивление симметричного кабеля «витая пара», Ом 100.

Тип используемого волоконно-оптического кабеля многомодовый ММ 62,5/125мкм.

Тип используемых коннекторов оптоволоконных кабелей ST/ST.

Дифференциальный шаг ходовых винтов устройства для внесения неоднородностей в стык волоконно-оптического кабеля, мм 0,05.

Электропитание от сети переменного тока напряжением $220 \pm 22 \text{ В}$, частотой $50 \pm 0,4 \text{ Гц}$.

Меры безопасности

3.1 К работе на стенде «Исследование телекоммуникационных линий связи» допускаются лица, ознакомленные с его устройством, принципом действия и мерами безопасности в соответствии с требованиями, приведенными в настоящем разделе.

3.2 Шнур питания стенда должен быть подключен только к сетевой розетке с защитным контактом.

3.3 Осмотр стенда производить только после отключения стенда от сети питания.

3.4 Запрещается работа на стенде при открытых крышках и снятом кожухе.

3.5 При эксплуатации стенда следует с особой предосторожностью относиться к оптическим соединителям.

- Защитные заглушки капилляра снимать только при подключении.

- Подключение выполнять осторожно, направляющая ключа розетки должна быть совмещена с ключом вилки,

- Радиусы изгиба соединителей при эксплуатации должны быть не менее 40 мм.

3.6 При работе с устройством внесения неоднородностей в стык оптических соединителей

следует выбирать свободный ход механизма.

3.7 Не прикладывать чрезмерных механических усилий к механизму и соединительным оптическим кабелям.

3.8 В случае отсутствия сигнала следует несколько раз переместить с помощью винтов платформу механизма вверх - вниз и вправо - влево. ***Перемещение производить медленно, плавным постепенным поочередным вращением винтов до появления сигнала.***

3.9 При вращении винта по часовой стрелке подвижная платформа перемещается в сторону головки винта. Один оборот винта соответствует перемещению платформы на 50 микрометров.

3.10 ***При подключении или отключении соединительных кабелей усилия прикладывать только к разъемам и ни в коем случае не к самому кабелю.***

Подготовка к работе

4.1 Произвести внешний осмотр стенда, убедиться в целостности, надежном креплении компонентов стенда.

4.2 Шнур питания стенда подключить к сетевой розетке с защитным контактом.

4.3 Включить стенд с помощью тумблера «Сеть».

Порядок работы

5.1 Определение полосы пропускания волоконно-оптической линии связи:

- с помощью оптического соединительного кабеля соедините оптический выход (5) с оптическим входом (7);
- подключите выход генератора гармонического сигнала ко входу (4) линии;
- подключите вход осциллографа для контроля входного сигнала ко входу (4);
- подключите второй вход осциллографа для контроля выходного сигнала к выходу линии (7);
- органами управления генератора установите амплитуду входного сигнала равную 1 В;
- изменяя частоту гармонического сигнала на входе линии и измеряя амплитуду сигнала
- на входе и выходе линии, определите полосу пропускания преобразователей по уровню 3 дБ;

- используя второй оптический соединительный кабель подключите последовательно отрезок оптического кабеля 12 м (10);
- повторите измерения и сделайте вывод о влиянии дополнительных соединений и длины линии на полосу пропускания (при малой длине линии и отсутствии дисперсии).

5.2 Исследование влияния погрешностей (неоднородностей) в стыках оптоволоконных кабелей на затухание сигнала и определение технических требований к точности изготовления оптических соединителей:

- с помощью оптического соединительного кабеля соедините оптический выход (5) с оптическим входом устройства внесения неоднородностей в стык оптического кабеля (6);
- с помощью второго оптического соединительного кабеля соедините второй оптический вход устройства (6) с оптическим входом опто-электронного преобразователя (7);
- с помощью соединительного коаксиального кабеля подключите выход генератора импульсных сигналов ко входу (4) линий;
- подключите вход осциллографа для контроля входного сигнала ко входу (4);
- подключите второй вход осциллографа для контроля выходного сигнала к выходу линии (7);
- органами управления генератора установите амплитуду входного сигнала 1,5 В, длительность импульса порядка 1 -5 мксек и частоту следования импульсов порядка 50 кГц;
- наблюдая сначала визуально за совмещением световодов в устройстве (6) и вращая винты поперечного и продольного перемещения, добейтесь совмещения световодов, а затем по осциллографу максимального значения сигнала на выходе;
- снимите семейство значений зависимости амплитуды выходного сигнала от поперечного смещения световодов при (различных значениях величины продольного зазора. Для исключения влияния люфтов в дифференциальных винтах измерения проводить при перемещении подвижного световода снизу вверх и справа налево до соприкосновения световодов, что соответствует вращению винтов против часовой стрелки. Измерения целесообразно проводить, через четверть оборота винтов, что соответствует перемещениям 12,5 мкм;
- оцените необходимую точность совмещения оптоволоконна исходя из допустимых потерь в 1 dB.

5.3 Исследование распространения электромагнитных колебаний в кабелях в зависимости от сопротивления источника сигнала и загрузки на импульсном сигнале:

- с помощью коротких коаксиальных кабелей смоделируйте коаксиальную линию связи максимальной длины с отводом на контрольные разъемы (25) от середины линии;

- с помощью соединительного коаксиального кабеля подключите выход генератора импульсных сигналов ко входу (20) коаксиальной линии связи;
- подключите вход осциллографа ко входу (20) коаксиальной линии связи;
- органами управления генератора установите амплитуду входного сигнала равную 2 В, длительность импульса порядка 0,1 мкс и частоту следования импульсов порядка 50 кГц;
- за синхронизируйте осциллограф от генератора импульсных сигналов;
- изменяя с помощью регулятора (22) нагрузку линии проследите за изменением сигналов на входе линии;
- обратите внимание на изменение полярности отдельных импульсов при изменении сопротивления нагрузки линии, объясните явление;
- отсоедините нагрузку от линии и подключите вход осциллографа к выходу конечного 50-и метрового звена линии (при этом линия будет иметь практически бесконечное сопротивление нагрузки);
- сравните осциллограммы сигналов на выходе линии с сигналами, на входе, измерьте время распространения сигнала по линии, объясните появление дополнительных импульсов;
- изменяя входное сопротивление линии тумблером нагрузка генератора, обратите внимание на изменение амплитуды импульса имеющего задержку около 1 мксек относительно первого, объясните явление.

5.4 Определение характера распространения сигналов в линии в зависимости от сопротивления нагрузки на гармоническом сигнале.

- с помощью коротких коаксиальных кабелей смоделируйте коаксиальную линию связи максимальной длины с отводом на контрольные разъемы (25) от середины линии;
- на вход линии подключают гармонический сигнал с частотой 10 - 20 мГц;
- к контрольным гнездам линии (25) подключают вход осциллографа;
- снимают семейство зависимости амплитуды сигнала на контрольных гнездах от частоты при различных сопротивлениях нагрузки линии от 0 до 2 р;
- сигнал на контрольных гнездах равен сумме подающей и отраженной волны. Фазовый сдвиг между падающей и отраженной волной зависит от электрической длины отрезков кабелей и частоты колебаний в линии. Изменяя частоту генератора, мы наблюдаем режим стоячей волны напряжения в кабеле, зависящий от степени согласования кабеля;

- отключите нагрузку коаксиальной линии;
- снимите зависимость амплитуды сигнала на контрольных разъемах от частоты и определите коэффициент стоячей волны напряжения.

5.5 Сравнительная оценка помехозащищенности линий при внешнем воздействии электромагнитных полей:

- с помощью штатных соединителей соберите линию; связи на витой паре и коаксиальном кабеле максимальной длины и нагрузите их волновыми сопротивлениями. Входные сигналы на линии не подавать;
- включите источник помех (26) и с помощью осциллографа, синхронизированного от встроенного источника помех, измерьте напряжение помехи на выходах линии, на витой паре и линии на коаксиальном кабеле;
- сравните полученные результаты.

5.6 Проведение качественной оценки передачи телевизионного сигнала по волоконнооптической линии связи с внесением неоднородностей в стык оптического кабеля:

- соберите установку по п. 5.2;
- на электрический вход линии (4) подайте сигнал от встроенной телевизионной камеры (3);
- выход опто-электрического преобразователя (7) соедините со входом встроенного монитора;
- внося с помощью устройства (6), неоднородности в стык оптического кабеля, наблюдайте на мониторе искажения видеоизображения.

5.7 Измерение затухания кабеля в диапазоне частот произведите по стандартной методике.

Измерения заносить в виде отдельных таблиц и построить характеристики п. 5.1, 5.4, 5.6, 5,7.

Содержание отчета

1. Цель и общие сведения о работе.
2. Этапы исследования и полученные результаты в виде таблиц, графиков и выводов.
3. Краткие выводы по работе

Контрольные вопросы

1. Как определить полосу пропускания волоконно-оптической линии связи?

2. Как зависит влияние погрешностей (неоднородностей) в стыках оптоволоконных кабелей на затухание сигнала?
3. Как влияет сопротивление источника импульсного сигнала и нагрузки линии связи на распространение электромагнитных колебаний?
4. Как влияет сопротивление нагрузки линии связи на распространение гармонического сигнала в линиях связи?
5. Сравнить оценку помехозащищенности линий связи при внешнем воздействии электромагнитных полей.
6. Как влияет неоднородность передачи телевизионного сигнала по волоконно-оптической линии связи с внесением неоднородностей в стык оптического кабеля?
7. Сравнить коэффициенты затухания в зависимости от длины линий связи.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА №5

ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ СВЧ

1. Цель работы

Иметь навыки измерения сигналов сверхвысокой частоты.

2. Содержание работы

1. Изучить приборы: генератор СВЧ; ваттметр; измеритель тока и элементы ВЧ тракта.
2. Подготовить к работе измеритель мощности и генератор СВЧ на частоте, указанной преподавателем.
3. Исследовать зависимость показаний выходного тока детектора от мощности в основном тракте.

3. Основные теоретические сведения

Измеритель мощности СВЧ (powermeter RF - англ.) — измерительный прибор, предназначенный для измерения мощности электромагнитного сигнала.

Классификация измерителей мощности

В зависимости от целевого назначения и способа включения в передающий тракт различают две основные группы измерителей мощности:

- проходящей мощности (условное обозначение М1-хх, М2-хх, ВПО-хх, Я2М-хх);
- поглощаемой мощности (условное обозначение М3-хх, М5-хх).

Кроме того их делят:

— по виду используемых первичных измерительных преобразователей на тепловые (калориметрические, термоэлектрические, термисторные и болометрические), пьезоэлектрические, электронные (диодные, на эффекте Холла и др.), ферритовые и др.;

— по характеру измеряемой мощности на измерители мощности среднего значения мощности непрерывных и (или) импульсно-модулированных сигналов, импульсной мощности (мощности в импульсе);

— по уровню средних значений измеряемых мощностей на ваттметры малой мощности (до 10 мВт), средней мощности (свыше 10 мВт до 10 Вт), большой мощности (свыше 10 Вт до 10 кВт);

— по точности на классы 1,0; 1,5; 2,5; 4,0; 6,0; 10,0; 15,0; 25,0;

— по типу СВЧ тракта на коаксиальные и волноводные.

Измерители поглощаемой мощности

Измерители поглощаемой мощности образуют весьма большую и широко используемую подгруппу измерителей мощности СВЧ радиодиапазона. Видовое деление этой подгруппы связано в основном с применением различных типов чувствительных элементов в первичных преобразователях. В серийно выпускаемых измерителях мощности используются преобразователи на базе термистора, термопары и диода. При работе с измерителями поглощаемой мощности следует помнить, что из-за неидеального согласования входного сопротивления приемных головок с волновым сопротивлением линии, часть энергии отражается и реально измеритель мощности отображает не падающую мощность, а поглощаемую, которая отличается от падающей на величину, равную $K_p R_{пад}$, где K_p — коэффициент отражения по мощности.

Типы измерителей поглощаемой мощности

Термисторные измерители мощности состоят из приемного преобразователя с чувствительным элементом термистором и измерительного моста с источником низкочастотного переменного тока для подогрева термистора. Принцип действия термисторного преобразователя состоит в зависимости сопротивления термистора от температуры его нагрева, которая, в свою очередь зависит от рассеиваемой мощности сигнала, подаваемого на него. Измерение мощности осуществляется методом сравнения мощности измеряемого сигнала, рассеиваемой в термисторе и разогревающей его, с мощностью тока низкой частоты, вызывающей такой же нагрев термистора. В процессе измерения полная мощность, рассеиваемая на термисторе (при подаче на него одновременно измеряемого сигнала и тока подогрева) и, соответственно, сопротивление термистора поддерживается одинаковым с помощью измерительного моста, который уравнивается изменением тока подогрева. В первых

моделях термисторных ваттметров уравнивание осуществлялось вручную, в современных ваттметрах уравнивание автоматическое, показания выводятся в цифровом виде. К недостаткам термисторных измерителей мощности относится их малый динамический диапазон. ПРИМЕРЫ: МЗ-22А.

Термоэлектрические измерители мощности. В термоэлектрических измерителях преобразуется энергия СВЧ в термоЭДС с помощью высокочастотных термопар, включаемых в приемный преобразователь в качестве поглощающей нагрузки. Конструкции термоэлектрических преобразователей различны, но электрическая схема их может быть представлена рис. 1.5.1.

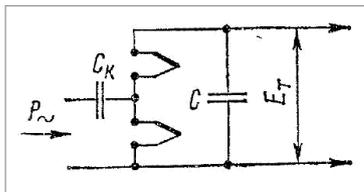


Рис.1.5.1

Две термопары соединены для СВЧ-тракта параллельно, а для цепи постоянного тока — последовательно. Термопара состоит из двух тонких пленок (висмут—сурьма или хромель—копель), напыленных в вакууме на диэлектрическую подложку. Общее сопротивление двух соединенных параллельно термопар должно равняться волновому сопротивлению линии передачи: $\rho = R_T/2$. Конструктивный конденсатор C_k разделяет цепи СВЧ и постоянного тока. На выходе приемного преобразователя включается непосредственно или через усилитель постоянного тока магнитоэлектрический измеритель термоЭДС E_T . Так как $P_{\sim} = E_T/k$, шкалу измерителя градуируют в единицах мощности (коэффициент преобразования термопары $k \approx 1$ мВ/мВт).

К достоинствам термоэлектрического метода относятся: широкий диапазон частот; малое время измерения; малая зависимость показаний от температуры окружающей среды; широкие пределы измеряемой мощности, которые можно расширить применением внешних аттенуаторов и направленных ответвителей на входе преобразователя и высокочувствительных усилителей постоянного тока на выходе.

Термоэлектрический ваттметр со стрелочным индикатором легко превратить в ваттметр с цифровым отсчетом. Для этого вместо магнитоэлектрического измерителя нужно включить цифровой микровольтметр постоянного тока. ПРИМЕРЫ: МЗ-51, МЗ-52, МЗ-53, МЗ-90, МЗТ-1810.

Калориметрические измерители мощности. Эти приборы относятся к наиболее точным измерениям высокочастотной мощности больших и средних значений практически на любой частоте. Он основан на преобразовании электромагнитной энергии в тепловую.

Калориметрический ваттметр состоит из приемного преобразователя, в котором расположена нагрузка, поглощающая электромагнитную энергию. При этом выделяется теплота, нагревающая некоторое рабочее тело. С помощью измерительного узла измеряется температура рабочего тела, и по ее значению определяется значение мощности. Ваттметры выполняются с твердым или, чаще, с жидким рабочим телом, работают в адиабатном режиме (без теплоотдачи во внешнюю среду) или при постоянной температуре рабочего тела.

Наибольшее распространение получили проточные (поточные) калориметрические ваттметры с непрерывно циркулирующей жидкостью — водой или кремнийорганической смесью (см. рис. 1.5.2).

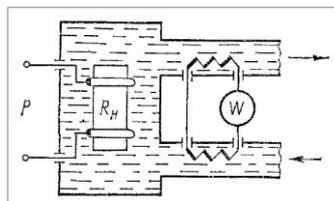


Рис. 1.5.2

Здесь значение мощности функционально связано с разностью температур жидкости на входе и выходе преобразователя, T_1 и T_2 соответственно. В установившемся режиме количество теплоты, выделяемой на нагрузке R_n , равно количеству отводимой жидкостью теплоты: $Q_n = 0,24I^2 R_n t = Q_{ж} = cv(T_2 - T_1)$, откуда $0,24P = c (v/t)\Delta T$ (c — удельная теплоемкость, v — объем жидкости). Измеряемая мощность

$$P = \frac{cv\Delta T}{0,24t} \approx 4,18c \frac{v}{t} \Delta T.$$

При постоянных удельной теплоемкости и скорости протекания жидкости v/t измеряемая мощность прямо пропорциональна разности температур: $P = a\Delta T$. Для измерения ΔT применяют батареи термопар, термо ЭДС которых определяется с помощью магнитоэлектрического милливольтметра. Если термобатареи включить последовательно и встречно, то показание милливольтметра будет пропорционально ΔT и его шкалу можно градуировать в единицах мощности — ваттах. ПРИМЕРЫ: МЗ-54, МЗ-56

Диодные измерители мощности в качестве первичного преобразователя используют низкочастотные диоды или диодные сборки. Принцип действия диодного измерителя мощности основан на преобразовании энергии СВЧ в постоянный ток на амплитудном детекторе. Это преобразование осуществляется благодаря выпрямительным свойствам диода, которое обусловлено нелинейностью их вольтамперной характеристики. К достоинствам данных измерителей мощности можно отнести малое время реакции при подаче мощности СВЧ сигнала, широкий динамический диапазон,

возможность измерения малых значений мощности СВЧ сигналов (от 100 пкВт). ПРИМЕРЫ: МЗД-1820, МЗД-11810, МЗД-17810

Измерители проходящей мощности

Ваттметр проходящей мощности включают в линию передачи между генератором и нагрузкой; его включение не должно вызывать искажений структуры электромагнитного поля в линии или его ослабления. Несоблюдение этих требований приводит не только к значительной погрешности измерения, но и к нарушению режима работы нагрузки. Для измерения проходящей мощности применяют методы ответвления, поглощающей стенки волновода, зондовый, пондеромоторный и метод, основанный на эффекте Холла в полупроводнике.

Метод ответвления реализуется с помощью любых ваттметров поглощаемой мощности в совокупности с направленными ответвителями. Здесь отметим, что они характеризуются переходным ослаблением $C=10\lg(P_{\Pi}/\Delta P_{\Pi})$ и коэффициентом направленности $D = 10 \lg (\Delta P_{\Pi}/\Delta P_{O})$, где P_{Π} — значение падающей мощности в основном тракте; ΔP_{Π} и ΔP_{O} — значения ответвленной мощности падающей и отраженной волн в измерительном тракте. Коэффициент D обычно составляет $20 \div 40$ дБ; $C = 10 \div 30$ дБ.

Одна из возможных схем реализации этого метода приведена на рис. 1.5.3.

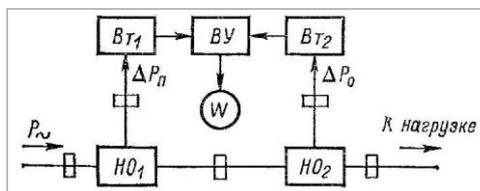


Рис. 1.5.3

Направленные ответвители HO_1 и HO_2 с одинаковыми характеристиками и противоположными ориентациями включены последовательно в линию передачи. Ответвленные мощности падающей и отраженной волн измеряются поглощающими ваттметрами $Вт_1$ и $Вт_2$. Результат измерения каждым ваттметром подается на вычитающее устройство $ВУ$, на выходе которого включен магнитоэлектрический измеритель, градуированный в единицах мощности. Его показания пропорциональны проходящей мощности.

Метод поглощающей стенки реализуется в конструкции, состоящей из отрезка волновода, часть боковой стенки которого заменена поглощающей платиновой пленкой. При прохождении по волноводу энергии СВЧ-пленка нагревается, ее сопротивление изменяется. Измерительный узел, выполняемый обычно по мостовой схеме, позволяет измерить проходящую мощность СВЧ, замещая ее мощностью постоянного тока. Метод позволяет измерять малые, средние и большие мощности на участках рабочих диапазонов частот волноводов. Метод прост и надежен. Большим недостатком метода

является инерционность и значительная погрешность измерения. Для уменьшения погрешности применяют предварительную калибровку на постоянном токе.

Зондовый метод основан на измерении напряженности электромагнитного поля (обычно его электрической составляющей) в нескольких точках линии передачи и определении проходящей мощности по известным соотношениям. Напряженность поля измеряется зондами, представляющими собой миниатюрные преобразователи с элементами связи. Зонды характеризуются коэффициентом преобразования и амплитудной характеристикой. В большинстве случаев применяют зонды в виде металлических или полупроводниковых термопар, которые погружаются в полость волновода на 0,1—0,2 мм в определенном порядке. Число зондов колеблется от двух до восьми. Мощность СВЧ вызывает нагрев термопар, и на их выходных (холодных) концах появляется термоЭДС, пропорциональная проходящей мощности. Метод прост, позволяет измерять средние и большие мощности; индикация возможна простым стрелочным прибором. К недостаткам следует отнести значительную погрешность (больше 10%), зависимость показаний от точности согласования, узкополосность и необходимость калибровки на рабочих уровнях мощности.

Пондермоторный (механический) метод обеспечивает высокую точность (погрешность меньше 1 %), однако ваттметры малонадежны, неудобны в работе. Метод используется преимущественно в метрологических исследованиях.

Измерение мощности преобразователями Холла. Прямое перемножение при измерении мощности можно также получить, используя полупроводниковые преобразователи Холла. Если специальную полупроводниковую пластину, по которой течет ток I (показан пунктиром на рис. 5.4, а), возбуждаемый электрическим полем напряженностью E , поместить в магнитное поле с напряженностью H (индукцией B), то между ее точками, лежащими на прямой, перпендикулярной направлениям протекающего тока I и магнитного поля, возникает разность потенциалов (эффект Холла), определяемая как

$$U_x = kEH,$$

где k — коэффициент пропорциональности.

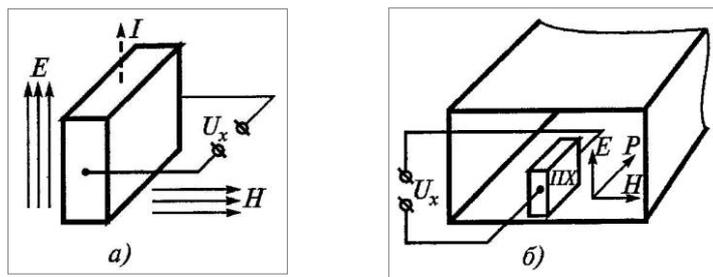


Рис. 1.5.4

Согласно теореме Умова-Пойнтинга, плотность потока проходящей мощности СВЧ-колебаний в некоторой точке поля определяется векторным произведением электрической и магнитной напряженностей этого поля: $P=[E \cdot H]$. Отсюда, если ток I будет функцией электрической напряженности E , то с помощью датчика Холла можно получить следующую зависимость напряжения от проходящей мощности: $U_x=gP$, где g —постоянный коэффициент, характеризующий образец — частоту и пр. Для измерения такой мощности пластину полупроводника (пластинку Холла—ПХ) помещают в волновод, как показано на рис. 1.5.4 б. Рассмотренный измеритель проходящей мощности обладает следующими достоинствами:

- может работать при любой нагрузке, а не только при согласованной;
- высокое быстродействие ваттметра дает возможность применять его при измерении импульсной мощности. Однако практическая реализация ваттметров на эффекте Холла — достаточно сложная задача в силу многих факторов. Тем не менее, существуют ваттметры, измеряющие проходящую импульсную мощность до 100 кВт с погрешностью не более 10 %.

Ваттметры на основе эффекта «горячих» носителей тока. Из курса физики известно, что под воздействием электрического поля в полупроводнике увеличивается средняя хаотическая скорость свободных носителей заряда (электронов или дырок), что эквивалентно повышению их температуры относительно температуры кристаллической решетки материала. Это явление в теории полупроводников называется разогревом носителей зарядов.

Если осуществить неоднородный «разогрев» полупроводниковой пластины, то должен возникнуть поток носителей зарядов из «горячей» области в «холодную». Вместе с тем оказывается, что ток в разомкнутой цепи равен нулю. Это обстоятельство свидетельствует о возникновении ЭДС, противодействующей движению зарядов. Величина такой ЭДС зависит от степени «разогрева» полупроводниковой пластины.

Для усиления эффекта неоднородному «разогреву» следует подвергать полупроводник, концентрация носителей в котором пространственно неоднородна. Если «разогрев» осуществляется полем СВЧ, то по значению ЭДС можно судить о проходящей мощности СВЧ. Поскольку интервал установления температуры носителей зарядов на несколько порядков меньше времени установления температуры кристаллической решетки, ваттметры на основе разогрева носителей зарядов позволяют непосредственно измерять импульсную мощность при длительностях импульсов до 0,1 мкс. Основными узлами такого ваттметра являются приемный

преобразователь с полупроводниковым элементом и измерительное устройство с цифровым отсчетом.

ПРИМЕРЫ: М1-6, М1-10, ВПО-1, ВПО-2, ВПО-3, ВПО-4, Я2М-21, МЗП-1810

4. Описание лабораторной установки

В состав лабораторной установки входят следующие основные элементы:

1. Детекторная головка с элементом СВЧ.
2. Измеритель мощности.
3. Измерительный прибор мА.
4. Г – генератор СВЧ.

Схема лабораторной установки приведена на рис. 1.5.5.

В схеме производится одновременная калибровка детекторной головки, выход генератора и вход измерителя мощности согласующими устройствами для повышения точности измерения.

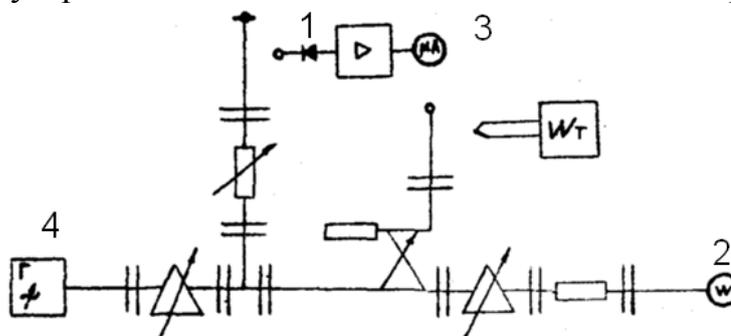


Рис. 1.5.5

5. Порядок выполнения работы

1. Ознакомиться с лабораторной установкой по измерению малой мощности сигналов СВЧ.
2. Подготовить к работе измеритель мощности, генератор СВЧ, измеритель тока.
3. Исследовать зависимость показаний выходного тока детектора от мощности на выходе генератора СВЧ на различных частотах.
4. Результаты измерений занести в табл. 1.5.1.

Таблица 1.5.1

$f_{ГСВЧ1}$, ГГц		$f_{ГСВЧ2}$, ГГц		$f_{ГСВЧ2}$, ГГц	
I , μA	P , мВт	I , μA	P , мВт	I , $\square\square$	P , мВт
..

5. По данным таблицы 5.1 построить зависимость показаний выходного тока детектора от мощности на выходе генератора СВЧ на различных частотах (рис. 1.5.6).

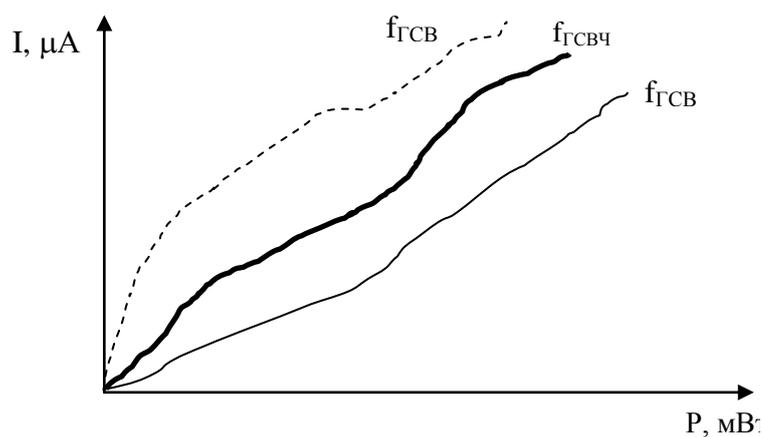


Рис. 1.5.6

6. Содержание отчёта

Отчёт по работе должен содержать:

1. Цель работы.
2. Схему лабораторной установки.
3. Результаты измерений и вычислений (табл. 1.5.1).
4. Графики зависимости показаний выходного тока детектора от мощности на выходе генератора СВЧ на различных частотах.
5. Выводы по работе.

7. Контрольные вопросы

1. Каковы особенности измерения мощности электромагнитных колебаний в диапазоне СВЧ?
2. Как строятся ваттметры поглощающей мощности для диапазона СВЧ?
3. В чем заключается терморезисторный метод измерения электрической мощности в СВЧ-диапазоне?
4. В чем заключается метод измерения электрической мощности с помощью термопар?
5. На чем основан калориметрический метод измерения мощности?
6. Как работают ваттметры проходящей мощности? Привести примеры.
7. На каком принципе основаны измерители мощности, использующие преобразователи Холла?
8. Как осуществляется измерение мощности с преобразователями Холла?
9. Как работают ваттметры на основе эффекта «горячих» носителей тока?

Раздел 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Дисциплина «Радиотехнические системы передачи информации» (РСПИ) представляет собой базовый курс подготовки специалистов в области систем электросвязи и передачи информации (СЭ и СПИ). Эти направления имеют много общего. Они построены на общей физической основе передачи информации посредством сигналов электрической природы.

В целом, СЭ и СПИ, решают широкий круг задач, связанных с преобразованием, передачей и приемом электромагнитных сигналов, несущих информацию. Методами теории СЭ и СПИ можно достаточно строго (на инженерном уровне) описать практически все процессы, происходящие при передаче информации от источника к потребителю. Эти методы позволяют решать практически все задачи, возникающие при передаче определенных объемов информации с заданным качеством за ограниченный интервал времени.

При исследовании как систем связи в целом, так и отдельных их элементов в теории СЭ и СПИ, обычно используется замена реального устройства его моделью. Построение моделей в значительной степени позволяет систематизировать решение задач анализа и синтеза при разработке алгоритмов передачи информации в СЭ и СПИ.

Предметом теории СЭ и СПИ является создание инженерных методов изучения процессов в системах и устройствах передачи информации.

Цели изучения дисциплины РСПИ

Основными целями преподавания дисциплины РСПИ являются:

- освоение студентами теоретических основ построения (синтеза) РСПИ;
- получение студентами общего представления о современном состоянии теории и техники РСПИ, перспективах ее развития и роли основных изучаемых вопросов в последующей практической профессиональной деятельности выпускников вуза;
- существенное расширение базовой специальной подготовки в области теории РСПИ;
- выработка практических навыков анализа, численного и экспериментального исследования характеристик РСПИ и основных процессов, происходящих в них.

Задачи

Основные задачи изучения дисциплины:

- дать студенту знания и умения в анализе алгоритмов формирования и оптимальной обработки радиосигналов на фоне помех;

- выработать у студента умение по составлению на основе алгоритмов формирования и обработки радиосигналов функциональных схем устройств, обеспечивающих реализацию этих алгоритмов современными средствами радиоэлектроники и вычислительной техники;

- выработать у студента навыки оценки качества функционирования устройств формирования и обработки радиосигналов в реальных условиях.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №1

Тема занятия: Информация и оценка её количества при передаче

непрерывных и дискретных сообщений

Цель занятия: Получение практических навыков в расчете основных информационных параметров передаваемых по каналам радиосвязи дискретных и непрерывных сообщений.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Оценка средней информации дискретного сообщения
2. Оценка средней информации непрерывного сообщения

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Дайте определение информации, сообщения и сигнала.
2. Какие виды сообщений обычно передаются в РСПИ?
3. Дайте определение энтропии сообщения и поясните её свойства.
4. Для каких видов дискретных сообщений энтропия максимальна?
5. Как определяется информационная избыточность сообщения?
6. Дайте определение эpsilon-энтропии непрерывного сообщения.
7. Для какого вида непрерывных сообщений эpsilon-энтропия принимает максимальное значение?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

В общем случае под *информацией* понимают совокупность сведений о каких-либо событиях, фактах, явлениях или предметах. Для передачи информации от источника к получателю информация выражается в определенном виде, удобном для восприятия потребителями информации.

Форма представления информации называется *сообщением*.

Для передачи сообщения от источника к получателю необходим физический носитель, в качестве которого в каналах связи РСПИ используется физический процесс электромагнитной природы, называемый *сигналом*.

Информация в РСПИ передается в основном посредством двух видов сообщений: дискретных (цифровых) и непрерывных (аналоговых).

Дискретные сообщения это сообщения описываемые функциями времени, принимающими конечное или счетное число значений. Простейшим примером подобных сообщений является буквенно-цифровые тексты.

Непрерывные сообщения представляются функциями времени, которые могут принимать бесконечное число возможных значений. Примером таких сообщений являются речевые сообщения.

Источник сообщения может выдавать различные сообщения, каждое из которых характеризуется своей собственной информацией. В качестве характеристики источника используют *среднюю собственную информацию*, определяемую путем усреднения собственной информации различных сообщений по их вероятности.

Средняя собственная информация *дискретного сообщения* в теории информации называется *энтропией* и определяется как

$$H = - \sum_{i=1}^N P(X_i) \log_2 P(X_i), \quad (2.1.1)$$

где $P(X_i)$ - вероятность сообщения X_i , N - количество знаков в сообщении X_i .

Энтропия представляет собой меру неопределенности информации содержащейся в сообщении. Процесс передачи информации можно считать процессом раскрытия неопределенности сообщений.

Основные свойства энтропии:

1. Энтропия неотрицательно (это соответствует её физической природе).

2. Энтропия равна нулю, когда сообщение не случайно, т. е. когда неопределенность сообщения отсутствует.

3. Энтропия максимальна тогда, когда все возможные дискретные значения сообщения равновероятны. Например, если этих значений N и вероятность передачи каждого из них $1/N$, то

$$H_{max} = \log_2 N. \quad (2.1.2)$$

Информационная избыточность источника информации представляемой в виде дискретных сообщений определяется по формуле

$$J = \frac{H_{max} - H}{H_{max}} = 1 - \frac{H}{H_{max}}. \quad (2.1.3)$$

Относительно непрерывного сообщения следует отметить, что исходя из определения (2.1.1), его энтропия стремится к бесконечности, поскольку непрерывнозначная величина обладает бесконечно большим числом возможных состояний и её неопределенность бесконечно большая.

Средняя собственная информация *непрерывного сообщения* определяется *эпсилон-энтропией непрерывного сообщения*, которая определяется как ошибка записи информации, содержащейся в непрерывном сообщении, в цифровом виде.

По определению, если непрерывное сообщение λ представляется цифровым сигналом X , то эпсилон-энтропия будет равна минимальному количеству информации получаемому как

$$H_\varepsilon = \min[H_\lambda - H_\lambda(X)] = H_X - \max[H_\lambda(X)]. \quad (2.1.4)$$

Здесь: $\min[\cdot]$ и $\max[\cdot]$ - функции определения минимального и максимального значения аргумента; H_λ и H_X - энтропии непрерывного сообщения λ и представляющего его цифрового сигнала X соответственно; $H_\lambda(X)$ - условная энтропия сообщения λ , определенная после его представления цифровым сигналом X , т. е. среднее количество информации о λ заключенное в цифровом сигнале X .

Наиболее распространенным видом непрерывных сообщений являются речевые сообщения, которое обычно описывается как гауссовский случайный процесс с эпсилон-энтропией

$$H_\varepsilon = \frac{1}{2} \log_2 \frac{D_\lambda}{\varepsilon^2}, \quad (2.1.5)$$

где D_λ - дисперсия сообщения λ , $\varepsilon^2 = M[(\lambda - \hat{\lambda})^2]$ - средний квадрат ошибки цифрового представления сообщения, в котором $\hat{\lambda}$ - оценка сообщения, полученная из сигнала X , а $M[\cdot]$ - оператор математического ожидания.

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

1. Оценка средней информации дискретного сообщения

Задача №1

Дискретное сообщение представляется четырьмя знаками (символами). Вероятности использования каждого из них составляют соответственно 0,5, 0,25, 0,125 и 0,125. Определите энтропию данного сообщения.

Задача №2

Текстовое сообщение на русском языке передается при помощи алфавита состоящего из $N=32$ букв. Необходимо определить энтропию подобного сообщения при условии, что все буквы в этом сообщении равновероятны.

Задача №3

С учетом средних вероятностей использования отдельных букв русского (всего их $N=32$) алфавита в передаваемых сообщениях, энтропия определяется как $H = 4,35$ бит. Необходимо определить степень информационной избыточности текстового сообщения на русском языке.

2. Оценка средней информации непрерывного сообщения

Задача №4

Речевое сообщение представляется гауссовским случайным процессом с дисперсией $D_\lambda = 1 \text{ В}^2$. Качество воспроизведения сообщения задается ошибкой цифрового представления $\varepsilon^2 = 0,125 \text{ В}^2$. Определите энтальпию сообщения H_ε .

Задача №5

Определите, как изменится энтальпия H_ε , если дисперсия сообщения D_λ остается неизменной, а средний квадрат ошибки цифрового представления сообщения ε^2 увеличивается в 2, 4 и 8 раз.

Задача №6

Определите средний квадрат ошибки цифрового представления непрерывного сообщения ε^2 , если дисперсия этого сообщения $D_\lambda = 2 \text{ В}^2$, а энтальпия этого сообщения $H_\varepsilon = 2$ бит.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала, а также материала темы №1 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2008, с. 10...19.

2. Шелковников, М.А., Нурутдинов, Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2009, с. 5...12.

3. Васин, В.А. и др. Радиосистемы передачи информации. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005, с. 6...8, 62...71, 75...81.

Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №2

Тема занятия: Пропускная способность цифровых и аналоговых каналов связи

Цель занятия: Получение практических навыков в оценке пропускной способности каналов связи при решении задачи её согласования со скоростью и объемом передаваемой информации.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Оценка пропускной способности цифрового канала связи
2. Оценка пропускной способности аналогового канала связи

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Дайте определение пропускной способности канала связи.
2. Как определяется скорость передачи информации?
3. Как определяется пропускная способность цифрового канала связи?
4. Как зависит пропускная способность цифрового канала от вероятности ошибочного приема бита цифрового сигнала?
5. Как зависит пропускная способность аналогового канала от мощности передатчика и полосы пропускания канала?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

Пропускной способностью канала связи называется максимально возможная в нем скорость передачи информации

$$C = \max \left[\frac{I_{X;\hat{X}}}{T} \right]. \quad (2.2.1)$$

Здесь: $\max[\cdot]$ - функции определения максимального значения аргумента; T - длительность сигнальной посылки в канале; $I_{X;\hat{X}}$ - количество передаваемой при помощи сигнала X информации (\hat{X} - оценка сигнала) определяемое как

$$I_{X;\hat{X}} = H_X - H_X(\hat{X}), \quad (2.2.2)$$

где H_X - безусловная энтропия передаваемого сигнала X до появления его оценки \hat{X} , $H_X(\hat{X})$ - условная энтропия сигнала X при заданной его оценке \hat{X} .

Максимальная скорость передачи информации в канале не превышает его пропускной способности

$$V_{max} \leq C. \quad (2.2.3)$$

Пропускная способность цифрового канала с помехами в общем случае определяется как (1). В наиболее простом варианте двоичного цифрового канала связи скорость передачи информации максимальна и достигает пропускной способности канала при одновременном выполнении следующих четырех условий: а) канал без «памяти»; б) канал симметричный; в) передаваемые сигналы равновероятны; г) передаваемые сигналы независимы.

Для равновероятных двоичных сигналов ($P(X_1) = P(X_2) = 0,5$) пропускная способность двоичного канала определяется как

$$C = \frac{1}{T} [1 + P_e \log_2 P_e + (1 - P_e) \log_2 (1 - P_e)], \quad (2.2.4)$$

где P_e - вероятность ошибочного приема элемента двоичного сигнала (бита).

Из (2.2.4) видно, что пропускная способность цифрового канала зависит от уровня помех. При высоком уровне помех вероятность ошибки P_e возрастает и пропускная способность падает. Если помех нет, то $P_e = 0$ и C максимальна.

Для аналогового канала с помехами пропускная способность определяется как предельный случай пропускной способности при передаче непрерывнозначной последовательности отсчетов непрерывного сообщения взятых в соответствии с условиями теоремы Котельникова

$$C = \max \{2\Delta f [H_\xi - H_\xi(s)]\}, \quad (2.2.5)$$

где Δf - полоса частот, в которой сосредоточен спектр передаваемого в канале сигнала, H_ξ - энтропия смеси принимаемого сигнала и шума (наблюдения), $H_\xi(s)$ - энтропия наблюдения при заданном сигнале s .

Если в канале на фоне белого гауссовского шума (БГШ) со спектральной плотностью N_0 передается сигнал с дисперсией D_s , описываемый как гауссовский случайный процесс, пропускная способность аналогового канала максимальна и представляется выражением

$$C = \Delta f \log_2 \left(1 + \frac{D_s}{N_0 \Delta f} \right), \quad (2.2.6)$$

в котором $D_s / (N_0 \Delta f)$ - отношение сигнал/шум в канале.

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

1. Оценка пропускной способности цифрового канала связи

Задача №1

В канале связи передается двоичный цифровой сигнал с посылками длительности $T = 1$ мс. Вероятность ошибки при приеме элемента сигнала $P_e = 2 \times 10^{-3}$. Определите пропускную способность канала.

Задача №2

Вероятность ошибки при приеме элемента сигнала $P_e = 2 \times 10^{-5}$, а пропускная способность канала составляет 9,6 кбит/с. Определите длительность сигнальной T посылки необходимую для обеспечения заданной пропускной способности.

2. Оценка пропускной способности аналогового канала связи

Задача №4

Полоса частот аналогового канала связи $\Delta f = 3,1 \text{ кГц}$, а отношение сигнал/шум $D_s/(N_o \Delta f) = 31$ и 127 . Определите пропускную способность канала при заданных отношениях сигнал/шум.

Задача №5

Пропускная способность аналогового канала связи составляет 16 кбит/с . Определите требуемое для её обеспечения отношение сигнал/шум, если полоса частот канала Δf составляет $6,8 \text{ кГц}$.

Задача №6

Определите минимально необходимую полосу частот канала связи для обеспечения пропускной способности $C = 9,6 \text{ кбит/с}$, если отношение сигнал/шум в точке приема $D_s/(N_o \Delta f) = 63$.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала, а также материала темы №1 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2008, с. 10...19.
2. Шелковников, М.А., Нурутдинов, Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2009, с. 5...12.
3. Васин, В.А. и др. Радиосистемы передачи информации. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005, с. 74...75, 82...84.

Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №3

Тема занятия. Формирование аналоговых радиосигналов с различными видами модуляции

Цель занятия: Получение практических навыков в расчете основных параметров радиосигналов с аналоговыми видами модуляции.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Оценка параметров радиосигналов с амплитудной и однополосной модуляцией
2. Оценка параметров радиосигналов с частотной модуляцией

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Какие параметры радиосигналов с амплитудной модуляцией (АМ) определяют его потенциальные возможности?
2. Поясните достоинства и недостатки АМ.
3. Какие основные недостатки АМ устраняются при однополосной модуляции (ОМ)?
4. Какой вид избыточности свойствен радиосигналам с частотной модуляцией (ЧМ)?
5. Почему в системах радиосвязи используется, как правило, ЧМ и практически не используется фазовая модуляция (ФМ)?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

Амплитудно-модулированный (АМ) сигнал представляет собой радиочастотное колебание, амплитуда которого изменяется в соответствии с передаваемым сообщением $\lambda(t)$. Выражение для АМ сигнала имеет вид

$$s_{ам}(t, \lambda) = [A_o + M_a \lambda(t)] \cos[\omega_o t + \varphi(t)] = A_o [1 + m_a \lambda_n(t)] \cos[\omega_o t + \varphi(t)]. \quad (2.3.1)$$

Здесь: $M_a = \sigma_a / \sigma_\lambda$ - крутизна характеристики амплитудного модулятора; σ_λ - среднее квадратическое значение сообщения $\lambda(t)$; $\omega_o = 2\pi f_o$ - циклическая несущая частота; $\sigma_a = M_a \sigma_\lambda$ - среднее квадратическое отклонение огибающей от уровня несущей A_o ; $\varphi(t)$ - случайная фаза сигнала; $m_a = \sigma_a / A_o$ - коэффициент амплитудной модуляции; $\lambda_n = \lambda / \sigma_\lambda$ - нормированное сообщение.

Полоса частот, занимаемая спектром АМ сигнала, определяется как

$$\Delta f_{ам} = 2F_{max}, \quad (2.3.2)$$

где F_{max} - максимальная частота в спектре передаваемого сообщения.

Симметричность спектра относительно несущей частоты f_o свидетельствует о частотной избыточности, а наличие неинформационной несущей - об энергетической избыточности АМ сигнала, характеризующейся коэффициентом

$$\eta = P_\sigma / P_{ам} = m_a^2 / (1 + m_a^2), \quad (2.3.3)$$

где P_σ - мощность боковых полос, $P_{ам}$ - полная средняя мощность сигнала.

Если в АМ сигнале устранить энергетическую и частотную избыточность, то в его спектре останется лишь одна из боковых полос содержащих полезную информацию. Модуляция такого рода называется **однополосной модуляцией (ОМ)**. Она позволяет теоретически использовать 100% мощности радиосигнала для передачи сообщения.

Выражение для ОМ сигнала можно представить в виде

$$s_{ом}(t, \lambda) = \frac{M_a}{\sqrt{2}} \lambda(t) \cos[\omega_o t + \varphi(t)] \pm \frac{M_a}{\sqrt{2}} \mu(t) \sin[\omega_o t + \varphi(t)]. \quad (2.3.4)$$

Здесь M_a - крутизна характеристики амплитудного модулятора, $\mu(t)$ связано с $\lambda(t)$ преобразованием Гильберта:

$$\mu(t) = H[\lambda(t)] = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\lambda(\tau)}{t-\tau} d\tau.$$

Полоса частот, занимаемая спектром ОМ сигнала, определяется как

$$\Delta f_{ам} = F_{max}. \quad (2.3.5)$$

При ЧМ частота колебаний изменяется пропорционально мгновенным значениям сообщения $\lambda(t)$ и выражение для ЧМ радиосигнала имеет вид:

$$s_{чм}(t, \lambda) = A_0 \cos[\omega_0 t + \psi(t)], \quad (2.3.6)$$

где фаза ЧМ сигнала (содержащая сообщение) определяется как

$$\psi(t) = M_q \int_0^t \lambda(\tau) d\tau. \quad (2.3.7)$$

Здесь: $M_q = \sigma_f / \sigma_\lambda$ - крутизна характеристики частотного модулятора; σ_f - среднее квадратическое отклонение частоты от некоторой средней частоты спектра сигнала f_0 .

Ширина спектра ЧМ сигнала зависит от *индекса частотной модуляции*

$$\beta_{чм} = \sigma_f / F_{max} \quad (2.3.8)$$

и верхней частоты спектра сообщения F_{max}

$$\Delta f_{чм} = 2(\beta_{чм} + 1)F_{max}. \quad (2.3.9)$$

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

1. Оценка параметров радиосигналов с амплитудной и однополосной модуляцией

Задача №1

Среднее квадратическое отклонение огибающей от уровня несущей $\sigma_a = 1В$, а сама несущая $A_0 = 3В$. Определите значение коэффициенты АМ m_a и коэффициента энергетической избыточности АМ радиосигнала η .

Задача №2

Определите значение полосы частот занимаемой спектром АМ и ОМ радиосигналов, если максимальная частота в спектре передаваемого сообщения равна 3,4кГц.

Задача №3

Определите значение уровня несущего колебания АМ радиосигнала A_0 , если коэффициент энергетической избыточности η этого сигнала равен 0,1, а среднее квадратическое отклонение огибающей от уровня несущей $\sigma_a = 5В$.

2. Оценка параметров радиосигналов с частотной модуляцией

Задача №4

Значение индекса ЧМ определяется как $\beta_{чм} = 2,0$. Определите значение максимальной частоты в спектре передаваемого сообщения F_{max} , если среднее квадратическое отклонение частоты от некоторой средней частоты спектра сигнала имеет значение $\sigma_f = 6,8$ кГц.

Задача №5

Значение максимальной частоты в спектре передаваемого сообщения $F_{max} = 3,4$ кГц, а среднее квадратическое отклонение частоты от некоторой средней частоты спектра сигнала $\sigma_f = 10,2$ кГц. Определите значение полосы частот занимаемой спектром ЧМ радиосигнала.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала, а также материала темы №2 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2008, с. 37...40, 49...51, 57..59, 63...65.

Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №4

Тема занятия. Прием аналоговых радиосигналов с различными видами модуляции

Цель занятия: Получение практических навыков в оценке потенциальной помехоустойчивости радиосигналов с аналоговыми видами модуляции.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Оценка потенциальной помехоустойчивости приема аналоговых радиосигналов
2. Сравнительный анализ эффективности применения различных видов модуляции

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Какие виды аналоговой модуляции используются в системах связи для передачи непрерывных (например, речевых) сообщений?
2. От чего зависит потенциальная помехоустойчивость АМ сигнала.
3. Во сколько раз в среднем потенциальная помехоустойчивость радиосигнала с ОМ выше, чем у сигнала с АМ?
4. Почему потенциальная помехоустойчивость ЧМ радиосигнала выше, чем у АМ и ОМ радиосигналов?
5. В чем состоит «пороговый эффект» при приеме ЧМ радиосигналов?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

Задачей приемного устройства является извлечение переданного сообщения (первичного сигнала) $\lambda(t)$ из входного колебания $\xi(t)$.

Критерием помехоустойчивости при передаче непрерывных сообщений может быть степень «отклонения» полученной оценки $\hat{\lambda}(t)$ от переданного сообщения $\lambda(t)$. Мерой отклонения обычно принимается *средний квадрат ошибки*

$$\langle \varepsilon^2(t) \rangle = \langle (\hat{\lambda}(t) - \lambda(t))^2 \rangle, \quad (2.4.1)$$

где скобки $\langle \cdot \rangle$ обозначают операцию усреднения реализации по времени. Чем меньше эта ошибка, тем выше помехоустойчивость.

Во многих случаях в качестве критерия помехоустойчивости принимают не средний квадрат ошибки $\langle \varepsilon^2(t) \rangle$, а *отношение мощностей сигнала и шума на выходе приемника*. Этот критерий вводится следующим образом.

Запишем выражение для ошибки выделения непрерывного сообщения

$$\varepsilon(t) = \hat{\lambda}(t) - \lambda(t) \quad (2.4.2)$$

в ином виде

$$\hat{\lambda}(t) = \lambda(t) + \varepsilon(t). \quad (2.4.3)$$

Из (3) видно, что ошибку $\varepsilon(t)$ можно рассматривать как помеху на выходе приемника, а $\langle \varepsilon^2(t) \rangle$ считать средней мощностью помехи на выходе приемника

$$P_\varepsilon = \langle \varepsilon^2(t) \rangle. \quad (2.4.4)$$

Тогда считая среднюю мощность передаваемого сообщения $\lambda(t)$ заданной

$$P_\lambda = \langle \lambda^2(t) \rangle, \quad (2.4.5)$$

можно определить отношение мощностей сигнала и шума на выходе приемника

$$\rho_{\text{вых}} = P_\lambda / P_\varepsilon. \quad (2.4.6)$$

Это отношение зависит от вида сигнала, используемого в системе связи, и способа его приема. Чем больше отношение сигнал-шум на выходе приемника, тем выше помехоустойчивость системы связи.

Выходное отношение сигнал/шум и средний квадрат ошибки зависят не только от способа приема и вида модуляции, но и от отношения мощностей сигнала и шума на входе приемника

$$\rho_{\text{вых}} = P_s / P_n, \quad (2.4.7)$$

где P_s – средняя мощность сигнала $s(t, \lambda)$ на входе приемника, P_n – средняя мощность шума $n(t)$ на входе приемника. Поэтому помехоустойчивость систем передачи непрерывных сообщений удобно оценивать *выигрышем*

$$q = \rho_{\text{вых}} / \rho_{\text{вх}} = (P_\lambda / P_\varepsilon) / (P_s / P_n). \quad (2.4.8)$$

В различных системах сигналы могут иметь различную ширину спектра и поэтому при сравнительной оценке систем связи, следует определить реальный или *обобщенный выигрыш*

$$Q = q \frac{\Delta F_\lambda}{\Delta F_s}, \quad (2.4.9)$$

где ΔF_λ – ширина спектра сообщения (выше определялась как ΔF_{max}); ΔF_s – ширина спектра сигнала.

Физический смысл обобщенного выигрыша можно пояснить, если записать выражение (9), с учетом (8), в виде

$$Q = \frac{P_\lambda / P_\varepsilon}{P_n / \Delta F_s} \Big/ \frac{P_s / P_n}{\Delta F_s}. \quad (2.4.10)$$

Здесь $P_\varepsilon / \Delta F_\lambda$ – спектральная плотность шума на выходе приемника в полосе частот сообщения; $P_n / \Delta F_s$ – спектральная плотность шума на входе приемника в полосе частот сигнала. Таким образом, обобщенный выигрыш характеризует изменение в процессе демодуляции отношения средней мощности сигнала к спектральной плотности шума.

Обобщенный выигрыш по помехоустойчивости радиосигналов с АМ определяется как:

$$Q_{\text{ам}} = \frac{q_{\text{вых}}}{q_{\text{вх}}} \frac{F_{\text{max}}}{\Delta f_{\text{ам}}} = \frac{m_a^2}{1 + m_a^2}, \quad (2.4.11)$$

где m_a – коэффициент амплитудной модуляции, $q_{\text{вх}} = P_s / P_n$ – отношение сигнал/шум на входе приемного устройства; $q_{\text{вых}} = P_\lambda / P_\varepsilon$ – отношение сигнал/шум на выходе приемного устройства.

При приеме сигналов с ОМ происходит линейный перенос спектров радиосигнала и помех в область звуковых частот. Поэтому форма спектра сигнала и форма спектра помехи на входе и выходе приемника совпадают. В идеальном случае $q_{\text{вх}} = q_{\text{вых}}$ и, следовательно, обобщенный выигрыш по помехоустойчивости для ОМ сигнала

$$Q_{\text{ом}} = 1. \quad (2.4.12)$$

Обобщенный выигрыш по помехоустойчивости для сигналов с ЧМ определяется выражением

$$Q_{\text{чм}} = \frac{q_{\text{вых}}}{q_{\text{вх}}} \frac{F_{\text{max}}}{\Delta f_{\text{чм}}} = 3\beta_{\text{чм}}^2, \quad (2.4.13)$$

где $\beta_{\text{чм}}$ – индекса ЧМ определяющий степень частотной избыточности сигнала.

Помехоустойчивость ЧМ сигналов возрастает с увеличением $\beta_{чм}$. Однако рост помехоустойчивости при этом ограничен возможным проявлением «порогового эффекта», который приводит к резкому снижению уровня помехоустойчивости из-за роста мощности помехи (шума) на входе частотного детектора при увеличении полосы частот занимаемой сигналом (т. е. при увеличении $\beta_{чм}$).

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

2. Оценка потенциальной помехоустойчивости приема аналоговых радиосигналов

Задача №1

Уровень несущей в радиосигнале с АМ $A_0=1В$, а среднее квадратическое отклонение огибающей сигнала от уровня несущей $\sigma_a=1/3В$. Определите обобщенный выигрыш по помехоустойчивости при приеме АМ радиосигнала.

Задача №2

Определите обобщенный выигрыш по помехоустойчивости приема радиосигнала с ЧМ, если среднее квадратическое отклонение частоты (частота девиации) при ЧМ $\sigma_f=6,8кГц$ и передается речевое сообщение с $F_{max}=3,4кГц$.

3. Сравнительный анализ эффективности применения различных видов модуляции

Задача №3

Определите во сколько раз обобщенный выигрыш по помехоустойчивости при приеме радиосигнала с ОМ выше, чем при приеме радиосигнала с АМ, если коэффициент АМ $m_a=0,5$ и $0,9$.

Задача №4

Индекс ЧМ $\beta_{чм}=2$. Определите во сколько раз обобщенный выигрыш по помехоустойчивости при приеме радиосигнала с ЧМ выше, чем при приеме радиосигналов с ОМ и с АМ, если коэффициент АМ $m_a=1$ (100%-я АМ, на грани перемодуляции).

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала Лекций №№2 и 3, а также материала темы №2 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2008, с. 40...42, 43...49, 51...54, 59...63, 65...75, 419...425.

Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №5

Тема занятия. Оценка эффективности применения цифровых радиосигналов с различными видами манипуляции

Цель занятия: Получение практических навыков в расчете основных параметров передачи дискретных сообщений при помощи радиосигналов с цифровыми видами манипуляции.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Параметры радиосигналов с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией (АМн, ЧМн и ФМн)
2. Принцип построения радиосигналов с относительной фазовой манипуляцией (ОФМн)

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Какие виды манипуляции используются для формирования цифровых радиосигналов?
2. Как ширина полоса частот, занимаемая спектром цифровых сигналов с АМн, ЧМн и ФМн, зависит от скорости передачи информации?
3. Какие из видов манипуляции обеспечивают формирование сигналов с «активной паузой»?
4. Чем вызвана необходимость использования радиосигналов с ОФМн?
5. В чем заключается кодирование и декодирование при ОФМн?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

Аналитическое выражение АМн радиосигнала определяется как

$$s(t, \theta) = \theta(t) A_0 \cos(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (2.5.1)$$

где $\theta(t)$ – информационный параметр (первичный цифровой сигнал), A_0 , ω_0 и φ_0 – амплитуда, частота и начальная фаза несущего радиосигнала.

Ширина спектра АМн радиосигнала равна

$$\Delta f_{AMn} = 2nF_m = nV_m, \quad (2.5.2)$$

где n – номер гармоники, F_m и $V_m=1/T$ – скорость манипуляции. При передаче дискретных сообщений по каналам радиосвязи обычно спектр АМн сигнала ограничивают 3-й или 5-й гармониками. Соответственно $\Delta f_{AMn} = 6F_m$ или $10F_m$.

Аналитическое выражение ЧМн радиосигнала.
Аналитическое выражение сигнала имеет вид:

$$s_{ЧМн}(T, \theta) = [1 - \theta(T)]A_0 \cos(\omega_1 T + \varphi_1) + \theta(T)A_0 \cos(\omega_2 T + \varphi_2), \quad (2.5.3)$$

где ω_1 и ω_2 – циклические частоты соответствующие информационным посылкам сигнала $\theta(t)$, фазы φ_1 и φ_2 могут отличаться друг от друга.

К основным параметрам ЧМн радиосигналов относятся:

средняя частота передачи

$$f_o = (f_1 + f_2) / 2,$$

где $f_i = \omega_i / 2\pi$, $i = 0, 1, 2$;

частотный разнос (частотный сдвиг)

$$F_{сдв} = |F_2 - F_1|;$$

девиация частоты

$$F_D = F_P / 2;$$

индекс частотной манипуляции

$$\beta = 2F_D / V_M.$$

Ширина спектра ЧМн радиосигнала с разрывом фазы определяется как

$$\Delta f_{ЧМн} = f_{сдв} + 2F_M = 2f_o + nV_M, \quad (2.5.4)$$

где учтено, что $f_{сдв} = 2f_o$ и $F_M = V_M / 2$ (V_M - скорость манипуляции), n - номер гармоники, которой ограничивают спектр сигнала.

Ширина спектра при ЧМн без разрыва фазы получается несколько уже

$$\Delta f_{ЧМн} = 2F_M (1 + \beta + \sqrt{\beta}). \quad (2.5.5)$$

Аналитическое выражение ФМн радиосигнала. При манипуляции фазы на π , аналитическое выражений ФМн радиосигнала имеет вид:

$$s_{ФМн}(t, \theta) = A_o \cos[\omega_o t + \theta(t)\pi + \varphi]. \quad (2.5.6)$$

Ширина полосы частот ФМн радиосигнала $\Delta f_{ФМн}$ та же, что и при АМн.

При ЧМн и ФМнс(t) $\neq 0$ когда $\theta = 0$, поэтому сигналы с этими видами манипуляции является сигналами с «активной паузой» и их средняя мощность в два раза превышает среднюю мощность АМн сигнала

$$P_{ФМн} = P_{ЧМн} = 2P_{АМн} = A_o^2 / 2. \quad (2.5.7)$$

В ОФМн радиосигналах информация содержится в относительной фазе:

$$s_{ОФМн}(t, \theta) = A_o \cos(\omega_o t + \Gamma_k \pi), \quad (2.5.8)$$

где $\Gamma_k = \Gamma_{k-1} \oplus \theta_k$, $\Gamma_k = 0$ или $1, k = 1, 2, 3, \dots$ - номер такта, \oplus - знак логической операции суммирования по модулю два

Правило восстановления исходной последовательности имеет вид:

$$\theta_k = \Gamma_{k-1} \oplus \Gamma_k. \quad (2.5.9)$$

В целом реализация во времени, спектральная плотность и параметры ОФМн сигнала те же, что и для ФМн сигнала.

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

1. Параметры радиосигналов с амплитудной, частотной и фазовой манипуляцией (АМн, ЧМн и ФМн)

Задача №1

Длительность сигнальной посылки цифрового сигнала T равна 1 мс. Определите ширину полосы частот, занимаемую спектром АМн, ФМн и ОФМн радиосигналов при его ограничении 3-ей и 5-ой гармониками.

Задача №2

Длительность сигнальной посылки цифрового сигнала T равна 10 мс. Определите ширину полосы частот, занимаемую спектром ЧМн радиосигнала с разрывом и без разрыва фазы при его ограничении 3-ей и 5-ой гармониками.

Задача №3

Амплитуда несущего колебания радиосигнала при АМн $A_0 = 10\text{В}$, а при ЧМн $A_0 = 5\text{В}$. Определите соотношение средних мощностей этих сигналов.

2. Принцип построения радиосигналов с относительной фазовой манипуляцией (ОФМн)

Задача №4

Запишите реализацию относительного фазового параметра Γ_k ОФМн радиосигнала, если $\Gamma_0 = 0$, а реализация абсолютного фазового параметра θ_k имеет вид: 10001110.

Задача №5

При приеме цифрового сигнала с ОФМн реализация относительного фазового параметра $\hat{\Gamma}_k$ имеет вид 110011110011. Запишите реализацию информационного параметра $\hat{\theta}_k$ при приеме.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала Лекций №№4, 5 и 6, а также материала темы №3 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2008, с. 76...82, 85...88, 100...103, 109...111, 116...121.

2. Шелковников, М.А., Нурутдинов, Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ(ВИ), 2009, с. 45...52, 68...70.

Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №6

Тема занятия. Оценка эффективности применения цифровых радиосигналов с различными видами манипуляции

Цель занятия: Получение практических навыков в оценке потенциальной помехоустойчивости радиосигналов с цифровыми видами манипуляции.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Определение полной вероятности ошибки при оптимальном приеме цифровых радиосигналов с АМн, ЧМн, ФМн и ОФМн
2. Декодирование при приеме радиосигнала с ОФМн

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Поясните принцип работы алгоритм оптимального различия двух детерминированных сигналов и приведите структурную схему оптимального различителя на согласованных фильтрах.
2. Каким образом наличие или отсутствие активной паузы (посылки «0») в цифровом радиосигнале сказывается на его потенциальной помехоустойчивости?
3. Какой из видов манипуляции позволяет получить наибольшую потенциальную помехоустойчивость приема цифрового радиосигнала?
4. Во сколько раз потенциальная помехоустойчивость классической ФМн выше, чем у ОФМн и почему?
5. Перечислить возможные направления повышения помехоустойчивости при использовании различных видов манипуляции.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

Формула полной вероятности ошибки может быть представлена в виде:

$$P_e = P(0)P(1/0) + P(1)P(0/1), (2.6.1)$$

где $P(0) = P_{pr}(\theta=0) = P(1) = P(\theta=1) = 0,5$ – априорные вероятности передачи $\theta=0$ и $\theta=1$; $P(1/0)$ – условная вероятность того, что при переданном $\theta=0$ вынесено решение о значении оценки $\hat{\theta}=1$; $P(0/1)$ – условная вероятность того, что при переданном $\theta=1$ вынесено решение о значении оценки $\hat{\theta}=0$. Полная вероятность ошибки (1) для сигналов, в которых $\theta=0$ и $\theta=1$ равновероятны, может быть определена как

$$P_e = P(1/0) = P(0/1). (2.6.2)$$

Таким образом, для определения P_e достаточно определить выражение условной вероятности $P(1/0)$ или $P(0/1)$ для радиосигналов с различными видами манипуляции.

В общем случае полная вероятность ошибки, определяемая как (1) или (2), может быть записано как

$$P_e = \int_{-\infty}^{-0,5\rho} p(\gamma) d\gamma = \Phi\left(\frac{-0,5\rho}{\sqrt{D_\gamma}}\right) = 1 - \Phi\left(\frac{0,5\rho}{\sqrt{D_\gamma}}\right) = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{\rho}{2N_o}}\right), \quad (2.6.3)$$

где $\Phi(z)$ – интеграл вероятности определяемый как

$$\Phi(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^z e^{-0,5x^2} dx;$$

$\rho = \int_0^T [s_1(t) - s_2(t)]^2 dt = E_1 + E_2 - 2R$, в котором $E_{1(2)}$ – энергии сигнальных посылок $s_1(t)$ и $s_2(t)$, а R – коэффициент взаимной корреляции $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

С учетом значения ρ для различных видов манипуляции, полная вероятность (3) будет иметь вид:

$$\text{для радиосигналов с АМн } P_e = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{2N_o}}\right);$$

$$\text{для радиосигналов с ЧМн } P_e = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{E}{N_o}}\right);$$

$$\text{для радиосигналов с ФМн } P_e = 1 - \Phi\left(\sqrt{\frac{2E}{N_o}}\right).$$

Здесь: $E = E_1 = E_2$; N_o – уровень спектральной плотности БГШ.

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

1. Определение полной вероятности ошибки при оптимальном приеме цифровых радиосигналов с АМн, ЧМн и ФМн

Задача №1

Радиосигнал с АМн поступает на оптимальный приемник на фоне БГШ. Известно, что априорные вероятности появления сигнальных посылок «0» и «1» равны. Определите полную вероятность ошибки P_e , если уровень спектральной плотности БГШ $N_o = 2 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$, а энергия сигнальной посылки $E = 16 \text{ мВ}^2\text{с}$.

Задача №2

Энергия сигнальной посылки цифрового сигнала с ЧМн составляет $E = 5 \text{ мВ}^2\text{с}$. Определите полную вероятность ошибки при приеме этого сигнала на фоне БГШ со спектральной плотностью $N_o = 1,25 \text{ мВ}^2/\text{Гц}$.

Задача №3

Определите значение полной вероятности ошибки при разрешении сигнальных посылок ФМн радиосигнала, если для АМн радиосигнала ее значение определяется как $P_e = 10^{-2}$. Оба радиосигнала имеют одинаковую энергию, длительность и амплитуду.

Задача №4

Отношение сигнал-шум при приеме цифрового сигнала на фоне БГШ составляет $\sqrt{2E/N_0} = 2,0$. Определите полные вероятности ошибки при приеме сигналов с АМн, ЧМн и ФМн.

2. Декодирование при приеме радиосигнала с ОФМн

Задача №5

Запишите реализацию информационного параметра при приеме ОФМн радиосигнала, если при приеме имел место эффект «обратной работы», а реализация относительного $\hat{\Gamma}_k$ фазового параметра имеет вид 001100001100.

Задача №6

Запишите реализацию оценок абсолютного фазового параметра $\hat{\theta}_k$, получаемую в процессе декодирования ОФМн радиосигнала, если реализация оценок относительного фазового параметра при приеме $\hat{\Gamma}_k$ представлена в виде последовательности 011010010 для двух случаев: а) прием без ошибок; б) в 3-ем разряде произошла ошибка.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала Лекций №№4, 5 и 6, а также материала темы №3 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2008, с. 82...85, 88...99, 103...109, 111...121.

2. Шелковников, М.А., Нурутдинов, Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2009, с. 53...72.

3. Васин, В.А. и др. Радиосистемы передачи информации. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005, с. 86...106.

Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №7

Тема занятия. Оценка эффективности систем синхронизации

Цель занятия: Получение практических навыков в оценке эффективности систем синхронизации при передаче цифровых сигналов.

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Оценка эффективности применения систем фазовой синхронизации
2. Оценка эффективности применения систем тактовой синхронизации

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. Как синхронизация влияет на качество приема (обработки) цифровых сигналов?
2. Какие виды синхронизации используются в РСПИ?
3. Какие основные параметры характеризуют работу систем фазовой синхронизации построенных на основе кольца ФАПЧ?
4. Какие схемы синхронизации тактовых генераторов вам известны и в чем их принципиальное отличие?
5. Каким образом вероятность ошибочного приема элемента цифрового сигнала зависит от нестабильности фазы опорного сигнала?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Основные понятия, определения и расчетные соотношения

Синхронизация в РСПИ предназначена для обеспечения синфазного начала обработки элементов цифрового сигнала - *тактовая синхронизация*, фиксации начала и конца кодовых комбинаций (слов) – *цикловая синхронизация* и однозначного распределения принятых кодовых комбинаций по адресатам - *синхронизация по кадрам (групповая синхронизация)*. Необходимость синхронизации обусловлена недостаточной стабильностью тактовых частот f_m передатчика и приемника, также изменением времени распространения сигнала между абонентами $\tau(t)$. Цикловая и кадровая частоты могут быть сформированы из f_m путем выбора соответствующих коэффициентов деления частоты. В когерентных системах связи также необходима синхронизация по фазе опорного сигнала с принимаемым сигналом - *фазовая синхронизация*.

Основным звеном ряда устройств синхронизации цифровых систем связи является *система фазовой автоматической подстройки частоты* (ФАПЧ), которая в том или ином виде входит в устройства фазовой синхронизации (УФС) и устройства тактовой синхронизации (УТС).

Работа УФС с ФАПЧ характеризуется следующими параметрами:

1. *Шумовой полосой* $\Delta F_{ш}$ - важнейшим показателем качества ФАПЧ

$$\Delta F_{ш} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega,$$

где $K(j\omega)$ - частотная характеристика системы с ФАПЧ.

2. *Полосой удержания* ΔF_y , характеризующей максимально допустимое отклонение частоты входного сигнала от собственной частоты перестраиваемого генератора (ПГ) при условии обеспечения состояния синхронизма. Под собственной частотой ПГ понимается частота системы ФАПЧ в установившемся режиме в отсутствие управляющего напряжения.

3. *Полосой захвата* ΔF_z - максимальной расстройкой между частотой входного колебания и частотой подстраиваемого генератора, при которой после включения ФАПЧ начинает следить за фазой входного колебания (входит в синхронизм). При этом предполагается, что в начальный момент времени отсутствует режим синхронизации, а собственная частота ПГ и частота входного сигнала различны.

4. *Временем ввода в синхронизм* T_{cx} , которое характеризует продолжительность переходного процесса от момента появления сигнала на входе до момента установления равенства частот входного сигнала и сигнала ПГ.

Отметим, что для ФАПЧ всегда выполняется неравенство $\Delta F_{ш} \geq \Delta F_z$, и стремление сузить шумовую полосу приводит к уменьшению полосы захвата и увеличению времени ввода в синхронизм T_{cx} . Это противоречие может быть разрешено, если применить дополнительные поисковые процедуры на этапе ввода в синхронизм.

Основная причина, вызывающая необходимость применения систем синхронизации это нестабильность частот и постоянное изменение протяженности линии связи, например, поддержании связи с подвижными объектами. Частота принимаемого сигнала в последнем случае определяется как

$$f = \left(1 - \frac{V}{c}\right) f_0 + \Delta f, \quad (2.7.1)$$

где c - скорость света, V - относительная скорость движения объекта (с которым поддерживается связь), f_0 - номинальная частота сигнала, Δf - суммарная разность между эталонными частотами передатчика и приемника вносимая нестабильностью частот используемых генераторов.

Скорость V в (1) определяет доплеровский сдвиг частоты сигнала.

В соответствии с (1) нестабильность фазы можно определить как

$$\Delta\varphi = \left(\frac{V}{c} f_0 + \Delta f\right) \Delta t, \quad (2.7.2)$$

где Δt - интервал времени, за который сигнал передается от передатчика к приемнику определяемый, обычно, средней протяженностью линии связи.

Задачей УФС является минимизация $\Delta\varphi$. Погрешности, определяемые нестабильностью фазы $\Delta\varphi$, приводят к уменьшению отношения сигнал/шум на выходе устройства обработки, а при ФМн к изменению коэффициента корреляции между сигнальными посылками. Оценивая достоверность принимаемого сообщения с учетом ошибок УФС, можно ввести условную вероятность ошибки $P_e(\Delta\varphi)$. Если скорость флуктуаций ошибок фазовой синхронизации мала, средняя вероятность ошибки определяется как

$$\bar{P}_e = \int_{-\pi}^{\pi} P_e(\Delta\varphi) p(\Delta\varphi) d\varphi,$$

где $p(\Delta\varphi)$ - плотность вероятности распределения погрешности $\Delta\varphi$ УФС.

Сложность зависимости $P_e(\Delta\varphi)$ не позволяет получить точной формулы для осредненной вероятности ошибки \bar{P}_e . Поэтому пользуются либо приближенными соотношениями, либо численными методами с использованием ЭВМ. Влияние ошибок фазовой синхронизации на помехоустойчивость можно оценить по приближенной формуле, справедливой для систем с ФМн любой кратности m (m -позиционной ФМн):

$$\bar{P}_e \approx 1 - \Phi \left[\frac{\pi q}{m (1 + 2\sigma_{\Delta\varphi}^2 q^2)^{1/2}} \right]. \quad (2.7.3)$$

Здесь: σ_{φ}^2 - среднеквадратическое отклонение оценки фазы от ее истинного значения задано в радианах; $q^2 = 2E/N_0$ - квадрат отношения сигнал/шум, в котором E - энергия сигнальной посылки, а N_0 - спектральная плотность БГШ.

Тактовая синхронизация (ТС) позволяет осуществлять синфазную обработку элементов цифрового сигнала. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) на передающей стороне обеспечивают требуемый период следования элементов цифрового сигнала. На приемной стороне тактовые импульсы управляют работой ключа в схемах приема цифровых сигналов. Погрешность ТС приводит к тому, что моменты замыкания ключа в схеме приема не соответствуют моментам окончания элементов кодовых комбинаций. Допустимая погрешность ТС ε составляет 0,03...0,05 от длительности элемента цифрового сигнала T . Погрешность ТС обусловлена нестабильностью частот ГТИ на передающей и приемной сторонах и случайным характером временной задержки сигнала $\tau(t)$. Нестабильность частот

тактовых генераторов часто учитывают во временной задержке сигнала. Считается, что частоты генераторов совпадают и не известна только временная задержка сигнала. Различают *автономную и принудительную тактовую синхронизацию*. При автономной синхронизации в начале сеанса связи передается специальный синхронизирующий сигнал и по нему осуществляется вход в синхронизм. Синхронизирующий сигнал представляет кодовую комбинацию известную на приемной стороне. Этот сигнал существенно отличается от информационных. Далее работа устройства синхронизации осуществляется в автономном режиме. Устройства принудительной ТС обычно извлекают информацию о тактовой частоте непосредственно из передаваемого цифрового сигнала непрерывно.

При автономной тактовой синхронизации важно знать, какое количество элементов цифрового сигнала n (бит) можно передать в автономном режиме, не превысив допустимого временного сдвига между элементами принимаемого и опорных сигналов, т. е. до момента срыва синхронизма.

Задержка единичного элемента цифрового сигнала, обусловленная суммарной нестабильностью ГТИ передатчика и приемника определяется как

$$\Delta\tau_1 = T \frac{|\Delta f_G|}{f_G}, \quad (2.7.4)$$

где T - длительность элемента сигнала, Δf_G - суммарная абсолютная нестабильность ГТИ, f_G - номинальная частота опорного ГТИ.

В соответствии с (4) суммарная задержка (временной сдвиг) за время передачи n элементов сигнала (бит информации) соответственно будет равна

$$\Delta\tau_n = n\Delta\tau_1 = nT \frac{|\Delta f_G|}{f_G}. \quad (2.7.5)$$

Для поддержания синхронизма необходимо обеспечить условие

$$\Delta\tau_n \leq \varepsilon = (0,03 \dots 0,05)T. \quad (2.7.6)$$

С учетом (5) и (6) можно определить сколько элементов сигнала можно передать до срыва синхронизма

$$n \leq \frac{(0,03 \dots 0,05)f_G}{|\Delta f_G|}. \quad (2.7.7)$$

Например, если $|\Delta f_G|/f_G = 10^{-8}$, то в автономном режиме можно передать не больше, чем $3 \times 10^6 \dots 5 \times 10^6$ единичных элементов цифрового сигнала.

1. Оценка эффективности применения систем фазовой синхронизации

Задача №1

Связь с летательным аппаратом, находящимся на удалении 150 км, осуществляется на частоте 300 МГц. Определите нестабильность фазы (фазовый сдвиг) $\Delta\varphi$, если суммарная относительная нестабильность частоты передатчика и приемника $|\Delta f|/f = 10^{-6}$, а его относительная скорость движения $V = 300 \text{ м/с}$.

Задача №2

В процессе ведения связи среднеквадратическое отклонение оценки фазы от ее истинного значения, заданного в радианах, определяется как $\sigma_\varphi^2 = 0,5$. Чему будет равна осредненная вероятность ошибки приема элемента ФМн сигнала $\overline{P_e}$ при количестве значащих позиций $m=2$ и 4, если отношение сигнал/шум $q^2 = 4$.

Задача №3

Применение УФС позволяет снизить значение среднеквадратического отклонения оценки фазы от ее истинного значения $\sigma_\varphi^2 = 0,5$ в два раза. Во сколько раз при этом уменьшится осредненная вероятность ошибки приема элемента ФМн сигнала $\overline{P_e}$, если $m=2$, а отношение сигнал/шум $q^2 = 4$.

2. Оценка эффективности применения систем тактовой синхронизации

Задача №4

Определите суммарную задержку $\Delta\tau_n$ при автономном методе ТС за время передачи $n=6000$ элементов двоичного цифрового сигнала, если суммарная относительная нестабильность ГТИ передатчика и приемника $|\Delta f_T|/f_T = 10^{-8}$, а скорость манипуляции в канале связи $V_M = 1/T = 2400 \text{ Бод}$.

Задача №5

Генераторы тактовых импульсов на передаче и приеме работают на частоте $f_T = 100 \text{ кГц}$, а их суммарная нестабильность $\Delta f_T = \pm 10 \text{ Гц}$. Сколько единичных элементов цифрового сигнала длительностью T можно передать в автономном режиме тактовой синхронизации до момента срыва синхронизма, когда суммарная задержка (временной сдвиг) $\Delta\tau_n \leq \varepsilon = (0,03 \dots 0,05)T$.

ЗАКЛЮЧИТЕЛЬНАЯ ЧАСТЬ

ЗАДАНИЕ ДЛЯ САМОСТОЯТЕЛЬНОЙ РАБОТЫ

Проработка теоретического материала Лекций №№4, 5 и 6, а также материала темы №3 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2008, с. 288...300, 305...306.

2. Шелковников М.А., Нурутдинов Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2009, с. 81...92, 97...99.

3. Васин, В.А. и др. Радиосистемы передачи информации. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005, с. 261...279.

1. Решение задач по теме занятия.

ПРАКТИЧЕСКОЕ ЗАНЯТИЕ №8

Тема занятия. Кодирование и декодирование в циклических кодах

Цель занятия: Получение практических навыков в анализе особенностей процедур циклического кодирования и декодирования, а также оценке потенциальных характеристик циклических кодов (ЦК).

ЗАДАНИЕ (УЧЕБНЫЕ ВОПРОСЫ):

1. Процедура кодирования в ЦК
2. Процедура декодирования в ЦК

ВВОДНАЯ ЧАСТЬ

Вопросы для контроля подготовки к занятию

1. В чем состоит принцип помехоустойчивого кодирования?
2. Перечислите основные характеристики помехоустойчивых кодов.
3. Как зависит от минимального кодового расстояния кода его корректирующие свойства?
4. Какие кодовые комбинации ЦК считаются разрешенными?
5. Что такое образующий (порождающий) полином ЦК и как от его степени зависят корректирующие свойства кода?

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Понятия циклического кодирования и примеры кодирования (декодирования)

Циклические коды относятся к классу линейных систематических кодов. Они названы циклическими потому, что циклический сдвиг разрешенной кодовой комбинации приводит также к разрешенной комбинации. Например, если $b_{n-1} b_{n-2} \dots b_1 b_0$ - разрешенная кодовая комбинация (КК), тогда после циклической перестановки её элементов

получим новую КК $b_{n-2}b_{n-3}\dots b_0b_{n-1}$, которая также является разрешенной комбинацией ЦК. Циклическое свойство этих кодов позволило упростить реализацию кодеров и декодеров и дало возможность строить эффективные блочные коды большой длины с большим количеством разрешенных КК.

Сущность циклической перестановки заключается можно продемонстрировать на примере преобразования КК 10011:

$$10011, 00111, 01110, 11100, 11001.$$

При работе с ЦК n -разрядные КК $b_{n-1}b_{n-2}\dots b_1b_0$ принято рассматривать в виде полиномов (многочленов) некоторой степени

$$G(x) = b_{n-1}x^{n-1} + b_{n-2}x^{n-2} + \dots + b_1x + b_0,$$

где x – основание системы счисления; b_i – цифры данной системы счисления. Для двоичной системы счисления $x=2$, а b_i равны 0 или 1. Например, двоичную последовательность 010101 можно представить в виде многочлена $x^4 + x^2 + 1$.

Действительно,

$$G(2) = 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0;$$

$$G(x) = 0 \cdot x^5 + 1 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + 1 \cdot x^2 + 0 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0 = x^4 + x^2 + 1.$$

Представление КК в виде многочленов позволяет установить однозначное соответствие между ними и свести действия над КК к действиям над многочленами. Основная операция при работе с двоичными многочленами это сложение по модулю два.

Пример 1. Рассмотрим действия над двоичными многочленами.

Сложение двоичных многочленов сводится к сложению по модулю два коэффициентов при равных степенях переменной x :

$$\begin{array}{r} \oplus \quad x^4 + x^3 + 1 \\ \quad \quad x + 1 \\ \hline x^4 + x^3 + x \end{array} ; \quad \oplus \quad \begin{array}{r} 1 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 0 \cdot x^2 + 0 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0 \\ 0 \cdot x^4 + 0 \cdot x^3 + 0 \cdot x^2 + 1 \cdot x^1 + 1 \cdot x^0 \\ \hline 1 \cdot x^4 + 1 \cdot x^3 + 0 \cdot x^2 + 1 \cdot x + 0 \cdot x^0 \end{array} ; \quad \begin{array}{r} \oplus \quad 11001 \\ \quad \quad 11 \\ \hline 11010 \end{array} .$$

при сложении по модулю два $1 \oplus 1 = 0$, $x \oplus x = 0$, $x^2 \oplus x^2 = 0$ и т.д.

Умножение осуществляется по обычному правилу умножения степенных функций, а коэффициенты при равных степенях складываются по модулю два

$$(x^4 + x^3 + 1)(x + 1) = x^5 + x^4 + x + x^4 + x^3 + 1 = x^5 + x^3 + x + 1.$$

Деление также производится, как обычное деление многочленов, однако операция вычитания заменяется операцией сложения по модулю два:

$$\begin{array}{r} \oplus \quad \begin{array}{r} x^5 + x^3 + x + 1 \\ \underline{x^5 + x^4} \\ x^4 + x^3 \\ \oplus \quad \underline{x^4 + x^3} \\ x + 1 \\ \oplus \quad \underline{x + 1} \\ 0 \end{array} \quad \left| \begin{array}{r} x + 1 \\ \underline{x^4 + x^3 + 1} \end{array} \right. \quad \oplus \quad \begin{array}{r} 101011 \\ \underline{11} \\ 11 \\ \oplus \quad \underline{11} \\ 0011 \\ \oplus \quad \underline{11} \\ 0 \end{array} \left| \begin{array}{r} 11 \\ \underline{11001} \end{array} \right. \end{array}$$

Вышеупомянутый циклический сдвиг некоторого многочлена соответствует простому умножению на x . Умножив, например, многочлен x^3+x^2+1 , соответствующий комбинации 001101, на x , получим многочлен x^4+x^3+x , соответствующий комбинации 011010.

Особенность ЦК состоит в том, что многочлены разрешенных КК $F(x)$ делятся без остатка на так называемый *порождающий (образующий)* многочлен $P(x)$. Порождающим многочленом может быть любой многочлен $P(x)$ степени $r=n-k$, который делит без остатка двучлен $x^n + 1$. В теории ЦК доказывается, что наилучшими свойствами обладают коды с порождающими многочленами в виде неприводимых (примитивных) многочленов. Такие многочлены, как и простые числа, делятся только на себя и единицу. Некоторые неприводимые многочлены приведены в таблице 1.

Таблица 2.1

Степень многочлена r	Порождающий многочлен $P(x)$
2	x^2+x+1
3	x^3+x+1 x^3+x^2+1
4	x^4+x+1 x^4+x^3+1
5	x^5+x^2+1 x^5+x^3+1 x^5+x^2+x+1 $x^5+x^4+x^3+x^2+1$
6	x^6+x+1 x^6+x^3+1 $x^6+x^5+x^2+x+1$
7	x^7+x^3+1 $x^7+x^3+x^2+x+1$ $x^7+x^4+x^3+x^2+1$
8	$x^8+x^7+x^6+x^5+x^2+x+1$ $x^8+x^4+x^3+x^2+1$ $x^8+x^6+x^5+x+1$
9	$x^9+x^5+x^3+x^2+1$ $x^9+x^8+x^7+x^6+x^5+x^3+1$
10	$x^{10}+x^4+x^3+x+1$ $x^{10}+x^9+x^6+x^5+x^4+x^3+x^2+x+1$
11	$x^{11}+x^{10}+x^9+x^8+x^3+x+1$ $x^{11}+x^8+x^6+x^2+1$

Процесс кодирования в ЦК сводится к отысканию многочлена $F(x)$ по известным многочленам $G(x)$ и $P(x)$, который бы делился на $P(x)$ без остатка. При этом $G(x)$ – многочлен степени $k - 1$, соответствующий информационной последовательности элементов. Очевидно, что правило построения циклического кода можно представить как:

$$F(x) = G(x) \cdot P(x) \quad (2.8.1)$$

Пример 2. Дана КК 0111. Надо построить разрешенную КК ЦК (7,4). Так как, число информационных элементов известно ($k=4$), то число проверочных элементов $r = n - k = 3$. Из таблицы 1 выбираем при $r=3$ один из двух многочленов. Пусть $P(x) = x^3 + x + 1$. Представляем КК 0111 в виде многочлена:

$$G(x) = x^2 + x + 1.$$

Умножаем $G(x)$ на порождающий многочлен $P(x)$

$$F(x) = (x^2 + x + 1)(x^3 + x + 1) = x^5 + x^4 + 1.$$

Записываем полученный многочлен $F(x)$ в виде разрешенной КК ЦК:

$$0110001.$$

Однако полученные таким способом КК ЦК являются неразделимыми, поскольку информационные и проверочные элементы разрешенных КК оказываются перемешанными, что затрудняет процесс декодирования.

На практике применяется другой способ нахождения многочлена $F(x)$

$$F(x) = G(x)x^r \oplus R(x), \quad (2.8.2)$$

где $R(x)$ – остаток от деления произведения $G(x)x^r$ на порождающий многочлен $P(x)$. Результат такого деления можно представить в виде

$$\frac{G(x) \cdot x^r}{P(x)} = Q(x) \oplus \frac{R(x)}{P(x)}.$$

Здесь $Q(x)$ – частное от деления.

Построение разрешенных КК данным способом сводится к следующему:

1. Представляем информационные КК длиной k в виде многочленов $G(x)$;
2. Умножаем $G(x)$ на x^r , т.е. осуществляем сдвиг КК на r разрядов;
3. Делим $G(x)x^r$ на порождающий многочлен $P(x)$ степени r (таблица 1), чтобы получить остаток $R(x)$;
4. Добавляем $R(x)$ к $G(x)x^r$;
5. Представляем многочлен $F(x) = G(x)x^r \oplus R(x)$ в виде КК.

Пример 3. Построим разрешенную КК ЦК (7,4), вышеуказанным способом. В качестве информационной кодовой комбинации возьмем кодовую комбинацию, рассмотренную в примере 2: 0111, и тот же порождающий многочлен $P(x)=x^3+x+1$.

Решение:

Записываем кодовую комбинацию 0111 в виде многочлена:

$$G(x)=x^2+x+1.$$

Умножаем $G(x)$ на x^3 (так как $r=3$):

$$G(x)x^3=(x^2+x+1)x^3=x^5+x^4+x^3.$$

Делим $G(x)x^3$ на порождающий многочлен $P(x)$

$$\begin{array}{r} \oplus \quad x^5 + x^4 + x^3 \\ \quad x^5 + x^3 + x^2 \\ \hline \quad \quad x^4 + x^2 \\ \oplus \quad \quad x^4 + x^2 + x \\ \hline \quad \quad \quad \quad x \end{array} \left| \begin{array}{l} x^3 + x + 1 \\ \hline x^2 + x \end{array} \right.$$

Таким образом, остаток от деления $R(x)=x$.

Получаем многочлен

$$F(x) = G(x)x^r \oplus R(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x$$

и записываем его в виде разрешенной КК:

$$\underbrace{0111}_k \quad \underbrace{010}_r$$

В полученной КК можно выделить информационные и проверочные элементы.

Обнаружение ошибок в ЦК сводится к делению принятой КК на порождающий многочлен, который использовался при кодировании. Если в принятой КК нет ошибок, то остатка от деления не будет. Если при делении получится остаток, то это свидетельствует о наличии ошибки.

Пример 4. В качестве разрешенной КК возьмем кодовую комбинацию, полученную в примере 3: $F(x)=x^5+x^4+x^3+x$ (в двоичном виде 0111010), а $P(x)=x^3+x+1$. Допустим, что в принятой КК нет ошибок. Произведем ее деление на порождающий многочлен

$$\begin{array}{r} \oplus \quad x^5 + x^4 + x^3 + x \\ \quad x^5 + x^3 + x^2 \\ \hline \quad \quad x^4 + x^2 + x \\ \oplus \quad \quad x^4 + x^2 + x \\ \hline \quad \quad \quad \quad 0 \end{array} \left| \begin{array}{l} x^3 + x + 1 \\ \hline x^2 + x \end{array} \right.$$

Наличие нулевого остатка подтверждает, что в КК ошибок нет.

Допустим, что произошла ошибка в старшем разряде. При этом КК имеет вид 1111010. Запишем принятую КК в виде многочлена:
 $\hat{F}(x) = x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x$.

Произведем деление

$$\begin{array}{r} \oplus \quad x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x \quad \left| \begin{array}{l} x^3 + x + 1 \\ x^3 + x^2 + 1 \end{array} \right. \\ \hline x^6 + x^4 + x^3 \\ \oplus \quad x^5 + x \\ \hline x^5 + x^3 + x^2 \\ \oplus \quad x^3 + x^2 + x \\ \hline x^3 + x + 1 \\ \hline x^2 + 1 \end{array} .$$

Остаток $R(x) = x^2 + 1$ (в двоичном коде 101) свидетельствует об ошибке в КК.

Исправление ошибок при циклическом кодировании основано на анализе остатка $R(x)$, полученного при делении принятой КК на порождающий полином.

Следует отметить, что для всех разрешенных КК ошибка на одной и той же позиции дает одинаковый остаток. Поэтому ошибки можно исправлять на основе таблицы соответствий между видом остатка и номером ошибочной позиции в КК. Однако, свойство цикличности упрощает декодирование.

Существует несколько методов декодирования в ЦК. Один из методов исправления ошибок ЦК осуществляют следующим образом:

1. Принятую КК $\hat{F}(x)$ делят на порождающий многочлен $P(x)$ и вычисляют вес остатка g , т. е. подсчитывают число единиц в остатке $R(x)$. Если в результате деления вес $g \leq t$ (t – число исправляемых данным кодом ошибок), то принятую КК суммируют по модулю 2 с остатком, и она будет исправленной.

2. Если в результате деления вес остатка $g > t$, то производят циклический сдвиг вправо принятой КК. Полученную КК опять делят на $P(x)$ и вычисляют вес остатка. Если вес нового остатка $g \leq t$, то делимую КК складывают по модулю 2 с остатком и полученную КК циклически сдвигают влево на один разряд, что дает исправленную КК.

3. Если после второго деления вес нового остатка $g > t$, то процедуру циклического сдвига вправо, деления на $P(x)$ и вычисления веса остатка продолжают до тех пор, пока не будет выполнено условие $g \leq t$. Как только это условие выполнится на некотором i -ом шаге, полученную КК суммируют с остатком и производят обратный циклический сдвиг суммы на i -разрядов. В итоге получаем исправленную КК.

Рассмотрим на примере процесс исправления одиночной ошибки.

Пример 5. Дан циклический (7,4)-код с порождающим многочленом $P(x)=x^3+x+1$ (см. таблицу 1). Предположим, что передана десятая комбинация 1010011, а под действием помех исказился третий справа символ (исказился проверочный символ), т.е. принята комбинация 1010111. Порождающему многочлену соответствует комбинация 1011. Разделив принятую комбинацию на порождающий многочлен

$$\begin{array}{r} 1010111 \quad 1011 \\ \oplus \\ 1011 \\ \hline 0001111 \\ \oplus \\ 1011 \\ \hline 100 \end{array},$$

получим остаток 100, вес которого равен единице ($g=1$). Складывая этот остаток по модулю 2 с принятой комбинацией

$$\begin{array}{r} 1010111 \\ \oplus \\ 100 \\ \hline 1010011 \end{array},$$

получим исправленную комбинацию.

Пример 6. Рассмотрим более сложный случай. Предположим теперь, что в переданной КК 1010011 произошла ошибка в пятом разряде, т.е. принята КК 1000011. Делим эту КК на порождающий многочлен

$$\begin{array}{r} \oplus \quad 1000011 \quad | \quad 1011 \\ \oplus \quad 1011 \quad | \quad 1011 \\ \hline \oplus \quad 1101 \\ \oplus \quad 1011 \\ \hline \oplus \quad 1101 \\ \oplus \quad 1011 \\ \hline 110 \end{array}$$

и получаем остаток 110, вес которого равен двум, т.е. $g=2>t=1$.

Производим циклический сдвиг вправо этой КК и выполняем второе деление

$$\begin{array}{r} \oplus \quad 1100001 \quad | \quad 1011 \\ \oplus \quad 1011 \quad | \quad 1110 \\ \hline \oplus \quad 1110 \\ \oplus \quad 1011 \\ \hline \oplus \quad 1010 \\ \oplus \quad 1011 \\ \hline 11 \end{array}.$$

Поскольку вес полученного остатка 11 также больше единицы, то выполняем второй циклический сдвиг и находим остаток от деления

$$\begin{array}{r} \oplus 1110000 \quad | \quad 1011 \\ \underline{1011} \quad | \quad 1110 \\ 1010 \\ \oplus \quad \quad \quad \cdot \\ \underline{1011} \\ 100 \end{array}$$

Получили остаток 100, вес которого равен единице ($g=1$). Суммируем его с комбинацией 1110000

$$\begin{array}{r} 1110000 \\ \oplus \\ \underline{100} \\ 1110100 \end{array}$$

Число выполненных сдвигов равно двум, то осуществляем обратный сдвиг КК 1110100 на два разряда влево и получаем исправленную КК 1010011.

Типовые варианты задач по теме занятия к учебным вопросам

1. Процедура кодирования в циклических кодах

Задача №1

Запишите КК в виде многочленов:

$$110110110; 011011101.$$

Задача №2

Сложить два многочлена: x^4+x^3+x+1 и x^4+x^2+x+1 . Записать указанные многочлены в виде двоичных чисел и произвести их сложение.

Задача №3

Умножить многочлен x^4+x^3+x+1 на x^4 и полученный результат разделить на x^3+x^2+1 . Произвести эти же операции в форме двоичных чисел.

Задача №4

Задана КК первичного семиэлементного кода 1001011. КК ЦК (9,7). (Произведите проверку путем деления полученной КК на образующий полином).

Задача №5

Образовать КК ЦК (11,7), если КК первичного кода КОИ-7 (1111011) соответствует передаче знака «Ш». Произведите проверку.

Задача №6

Образовать КК ЦК (12,8), если КК первичного кода КОИ-8 (11000100) соответствует передаче знака «Ф». Произведите проверку.

2. Декодирование в циклических кодах, обнаружение и исправление ошибок

Задача №7

Принятая кодовая комбинация циклического кода (7,4) 1001101 содержит один ошибочный символ. Произвести декодирования комбинации и получить исправленную кодовую комбинацию, учитывая, что при образовании циклического кода использовался образующий полином x^3+x+1 .

Задача №8

Принятая кодовая комбинация циклического кода (7,4) 1111001 содержит один ошибочный символ. Произвести декодирования комбинации и получить исправленную кодовую комбинацию, учитывая, что при образовании циклического кода использовался образующий полином x^3+x+1 .

ЗАДАНИЕ НА САМОПОДГОТОВКУ

Проработка теоретического материала, а также материала темы №4 по учебной литературе:

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2008, с. 160...170.

2. Шелковников М.А., Нурутдинов Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2009, с. 124...132.

3. Васин, В.А. и др. Радиосистемы передачи информации. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005, с. 177...185.

Решение задач по теме занятия.

Учебно-методическое обеспечение к разделу 2.

1. Радиосистемы передачи информации. Под ред. Карпова И.Г. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2008. – 446 с.

2. Шелковников М.А., Нурутдинов Г.Н. Цифровые технологии передачи сообщений. Учебное пособие. – Тамбов: ТВВАИУРЭ (ВИ), 2009. – 162 с.

3. Васин, В.А. и др. Радиосистемы передачи информации. Учебное пособие. – М.: Горячая линия – Телеком, 2005. – 472 с.

Раздел 3. ОСНОВЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

Учебное пособие отражает разделы дисциплины «Основы автоматизации проектирования антенных систем» по антенной тематике для радиотехнических специальностей вузов. Цель пособия – помочь студентам закрепить усвоение разделов теоретического курса и научиться проводить расчеты параметров и характеристик основных типов антенн. Современный радиоспециалист должен ориентироваться в этих вопросах, должен знать возможности различных типов антенн, их достоинства и недостатки, а в конкретной ситуации суметь правильно выбрать, рассчитать и спроектировать требуемое антенное устройство.

Пособие содержит пять практических занятий. По своей структуре все практические занятия идентичны, и каждое занятие состоит из шести частей. В первой части содержится цель занятия, во второй – содержание занятия, в третьей – приводится справочный материал в виде основных теоретических сведений и формул, необходимый для проведения расчетов основных параметров и характеристик антенн, в четвертой – индивидуальные задания студентам для решения задач, в пятой – содержание отчета по практическому занятию, в шестой – контрольные вопросы.

Практическое занятие № 1.

Расчет характеристик и параметров антенн

1.1. Цель занятия

Получить навыки расчета параметров и характеристик основных типов антенн.

1.2. Содержание работы

1. Сопротивление излучения проволочной передающей антенны R_{Σ} , сопротивление потерь в антенне $R_{п}$. Определить КНД и КУ антенны в направлении максимума ДН, если действующая длина антенны $l_{д}$, а длина волны λ . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 1.

2. Проволочная передающая антенна характеризуется параметрами: полоса частот Δf ; коэффициент перекрытия диапазона $K_{п}$. Чему равен КУ антенны на средней частоте диапазона в направлении максимума ДН, если сопротивление излучения антенны R_{Σ} , сопротивление потерь $R_{п}$, а действующая длина антенны $l_{д}$. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 2.

3. Определить максимальную ЭДС, наводимую в приемной антенне электромагнитной волной длиной λ с напряженностью электрического поля $E_{прм}$ в месте приема, при условии, что антенна

имеет КУ в направлении максимума ДН G_0 и входное сопротивление $R_{вх}$. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 3.

4. Собственная шумовая температура приемной антенны при температуре окружающей среды T_0 составляет T_A . На какой частоте работает антенна, если ее эффективная поверхность $S_{эф}$, а КНД в направлении максимума ДН D_0 ? Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 4.

5. Круглая рамочная антенна установлена под углом θ к направлению на передатчик, работающий на волне λ и создающий в месте приема напряженность электрического поля $E_{прм}$. Параметры антенны: $G_0 = 1,5$; $R_{вх}$; $F(\theta) = \sin \theta$. Угол между плоскостями поляризации рамки и проходящей волны χ . Определить ЭДС, наводимую в приемной антенне, и величину мощности, отдаваемую антенной в нагрузку с сопротивлением Z_H . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 5.

6. Элементарные электрические излучатели – вибратор и круглая рамка – на частоте f возбуждаются током, амплитуда которого I_m . Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей, создаваемых этими излучателями в точке наблюдения, находящейся на расстоянии r от излучателей под углом θ к их оси, если длина вибратора l_v , а диаметр рамки d_p . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 6.

1.3. Общие сведения

Приближенная эмпирическая формула, связывающая КНД с шириной ДН антенны в главных плоскостях

$$D_0 = \frac{(35 \dots 45) \cdot 10^3}{2\theta_{0,5}^E \cdot 2\theta_{0,5}^H}, \quad (3.1.1)$$

где $2\theta_{0,5}^E$, $2\theta_{0,5}^H$ – ширина ДН антенны на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях в градусах.

КНД проволочной антенны

$$D_0 = \frac{\pi \cdot Z}{R_\Sigma} (l_d / \lambda)^2, \quad (3.1.2)$$

где Z – волновое сопротивление среды (для вакуума $Z_0 = 120 \pi$); R_Σ – сопротивление излучения антенны; l_d – действующая длина антенны; λ – длина волны.

Коэффициент усиления апертурной антенны

$$G_0 = \frac{4\pi \cdot S_{эф}}{\lambda^2}, \quad (3.1.3)$$

где $S_{эф}$ – эффективная площадь антенны.

Коэффициент полезного действия антенны

$$\eta_A = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_\Pi} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_\Pi} < 1, \quad (3.1.4)$$

где R_Σ – сопротивление излучения антенны, R_Π – сопротивление потерь антенны.

Коэффициент усиления антенны

$$G_0 = \eta_A D_0. \quad (3.1.5)$$

Коэффициент перекрытия диапазона

$$K_\Pi = f_{\max} / f_{\min}, \quad (3.1.6)$$

где f_{\max} и f_{\min} – максимальная и минимальная частоты рабочего диапазона антенны.

Диапазон рабочих частот (полоса пропускания) антенны

$$\Delta f = f_{\max} - f_{\min}. \quad (3.1.7)$$

Диапазон рабочих частот антенны в процентах

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{cp}}} = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \cdot 2 \cdot 100\%. \quad (3.1.8)$$

ЭДС, наводимая в приемной антенне полем электромагнитной волны

$$\varepsilon = E_{\text{прм}} \cdot l_d = E_{\text{прм}} \cdot \lambda \sqrt{\frac{G_0 \cdot R_{\text{вх}}}{\pi \cdot Z}} \cdot F(\theta, \varphi) \cdot \cos \chi. \quad (3.1.9)$$

где $E_{\text{прм}}$ – напряженность поля действующей на приемную антенну; $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление антенны; $F(\theta, \varphi)$ – нормированная амплитудная ДН антенны; χ – угол между плоскостями поляризации приемной антенны и проходящей волны.

Собственная шумовая температура приемной антенны (в градусах Кельвина)

$$T_A = T_0(1 - \eta). \quad (3.1.10)$$

Коэффициент полезного действия приемной антенны

$$\eta = 1 - \frac{T_A}{T_0}. \quad (3.1.11)$$

Максимально возможная мощность, отдаваемая приемной антенной в согласованную нагрузку равна

$$P_{\max} = \varepsilon_{\max}^2 / 8R_{\text{вх}}. \quad (3.1.12)$$

Мощность, отдаваемая приемной антенной в несогласованную нагрузку рассчитывается по формуле

$$P = \frac{4R_{\text{вх}} R_{\text{н}}}{(R_{\text{вх}} + R_{\text{н}})^2 + (X_{\text{вх}} + X_{\text{н}})^2} P_{\max} \quad (3.1.13)$$

Амплитуды электрического и магнитного полей в дальней зоне элементарного электрического вибратора, находящегося в однородной

изотропной среде с волновым сопротивлением Z , определяются по формулам:

$$E_{m\theta} = \left| \dot{E}_{m\theta} \right| = \frac{I_m \cdot \ell \cdot k \cdot Z}{4\pi \cdot r} \sin \theta; \quad (3.1.14)$$

$$H_{m\varphi} = \frac{E_{m\theta}}{Z}. \quad (3.1.15)$$

Амплитуды электрического и магнитного полей в дальней зоне элементарной электрической рамки, находящейся в однородной изотропной среде с волновым сопротивлением Z , определяются по формулам:

$$E_{m\varphi} = \left| \dot{E}_{m\varphi} \right| = \frac{I_m \cdot S_p \cdot k^2 \cdot Z}{4\pi \cdot r} \sin \theta; \quad (3.1.14)$$

$$H_{m\theta} = \frac{E_{m\varphi}}{Z}, \quad (3.1.15)$$

где S_p – площадь рамки

$$S_p = \pi \cdot d_p^2 / 4. \quad (3.1.16)$$

1.4. Индивидуальные задания

Таблица 3.1.1 – Индивидуальное задание 1

Вариант	R_{Σ} , Ом	$R_{п}$, Ом	$l_{д}$, м	λ , м
1	10	5	3	15
2	8	3	4	12
3	12	5	5	14
4	14	7	6	13
5	18	9	7	11
6	20	10	8	10
7	15	8	9	8
8	7	4	10	9
9	9	5	11	6
10	16	8	12	8

Таблица 3.1.2 – Индивидуальное задание 2

Вариант	R_{Σ} , Ом	$R_{п}$, Ом	$l_{д}$, м	Δf , кГц	$K_{п}$
1	10	5	3	300	2
2	8	3	4	400	1,5
3	12	5	5	500	1,2
4	14	7	6	600	1,6
5	18	9	7	250	1,5
6	20	10	8	200	1,2
7	15	8	9	180	1,6
8	7	4	10	550	2,5
9	9	5	11	450	2,4
10	16	8	12	350	2,2

Таблица 3.1.3 – Индивидуальное задание 3

Вариант	λ , м	$E_{\text{прм}}$, мкВ/м	G_0	$R_{\text{вх}}$, Ом
1	10	500	3	300
2	8	300	4	400
3	12	500	5	500
4	14	700	6	600
5	18	900	7	250
6	20	100	8	200
7	15	800	9	180
8	7	400	10	550
9	9	500	11	450
10	16	800	12	350

Таблица 3.1.4 – Индивидуальное задание 4

Вариант	$T_{\text{о}}$, К	$T_{\text{А}}$, К	$S_{\text{эф}}$, м	D_0
1	280	5	3	3000
2	280	3	4	4000
3	290	5	5	5000
4	280	7	6	6000
5	290	9	7	2500
6	280	10	8	2000
7	290	8	9	1800
8	280	4	10	5500
9	290	5	11	4500
10	280	8	12	3500

Таблица 3.1.5 – Индивидуальное задание 5

Вариант	θ , град	λ , м	$E_{\text{прм}}$, мВ/м	G_0	χ , град	$Z_{\text{Н}}$, Ом
1	10	5	3	3	2	$24 + 20i$
2	8	3	4	4	1,5	$20 + 15i$
3	12	5	5	5	1,2	$24 + 20i$
4	14	7	6	6	1,6	$20 + 15i$
5	18	9	7	2	1,5	$24 + 20i$
6	20	10	8	2	1,2	$20 + 15i$
7	15	8	9	1,8	1,6	$24 + 20i$
8	7	4	10	5,5	2,5	$20 + 15i$
9	9	5	11	4,5	2,4	$24 + 20i$
10	16	8	12	3,5	2,2	$24 + 20i$

Таблица 3.1.6– Индивидуальное задание 6

Вариант	θ , град	f , Гц	$I_{\text{м}}$, А	r , км	$l_{\text{в}}$, см	$d_{\text{р}}$, см
1	10	150	3	3	15	24
2	60	200	4	4	15	24

3	12	300	5	5	15	24
4	14	400	6	6	15	24
5	18	350	7	2	15	24
6	20	250	8	2	15	24
7	15	300	9	1,8	15	24
8	45	400	10	5,5	15	24
9	40	350	11	4,5	15	24
10	16	250	12	3,5	15	24

1.5. Содержание отчета по практическому занятию

Отчет по работе должен содержать:

1. Тему и цель работы.
2. Выполнение и оформление содержания работы.
3. Выводы по решенным задачам.

1.6. Контрольные вопросы

1. На какие параметры передающей антенны влияет сопротивление излучения проволочной и сопротивление потерь в антенне?
2. От каких параметров в передающей антенне зависит ее КНД и КУ?
3. Влияние полосы частот проволочной передающей антенны на ее параметры и характеристики.
4. От каких параметров зависит ЭДС в приемной антенне?
5. Чем отличаются КУ и КНД антенн?
6. Влияние собственной шумовой температуры приемной антенны на ее параметры.
7. Что собой представляет эффективная поверхность антенны?
8. Как зависит КНД и КУ от угла θ ?
9. На какие параметры антенн χ ?
10. Отличительные особенности вибратора и круглой рамки.
11. Что такое мощность излучения?
12. Какова практическая значимость сопротивления излучения антенны?

Практическое занятие № 2

Расчет параметров вибраторных антенн

2.1. Цель занятия

Получить навыки расчета параметров линейных антенн.

2.2. Содержание работы

1. Симметричный вибратор длиной $2l$ возбуждается током с амплитудой I_m на частоте f . Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей в точке наблюдения, находящейся на расстоянии r от вибратора под углом θ . Антенна находится в воздушной среде. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 1.

2. Определить входное сопротивление симметричного вибратора длиной $2l$, выполненного из провода диаметром $2a$, если длина волны λ . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 2.

3. С целью настройки в резонанс определить укорочение симметричного волнового вибратора, выполненного из провода диаметром $2a$, длина волны λ . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 3.

4. К несимметричному вертикальному заземленному вибратору, работающему на резонансной длине волны, подводится мощность P . Частота передатчика f . Определить эффективную высоту $l_{эф}$, КПД η , ток y основания антенны I и максимальную напряженность электрического поля E_{max} на расстоянии r от вибратора. Сопротивление потерь в антенне $R_{п}$. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 4.

5. Несимметричный вертикальный заземленный вибратор имеет параметры: диаметр цилиндрической поверхности вибратора $2a$; $N = 6$; $2r_0$. Каким должен быть диаметр цилиндрической поверхности вибратора, чтобы при N' и $2r_0'$ он имел такое же волновое сопротивление, как и в первом случае? Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 5.

2.3. Общие сведения

2.3.1. Симметричный электрический вибратор (рис. 3.2.1).

Напряженность электрического поля в дальней зоне тонкого симметричного вибратора в предположении синусоидального закона распределения тока вдоль вибратора находится по формуле

$$|E_{\theta}| = \frac{Z_c \cdot I_{max}}{2\pi r} \left| \frac{\cos(kl \cdot \cos\theta) - \cos kL}{\sin\theta} \right|, \quad (3.2.1)$$

где $I_{max} = I_{вх} / \sin kL$ – амплитуда тока в максимуме (пучности), $I_{вх}$ – амплитуда тока на входе вибратора; Z_c – волновое сопротивление среды; r – расстояние от вибратора до точки наблюдения; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны; l – длина плеча вибратора; θ – угол между осью вибратора и направлением в точку наблюдения.

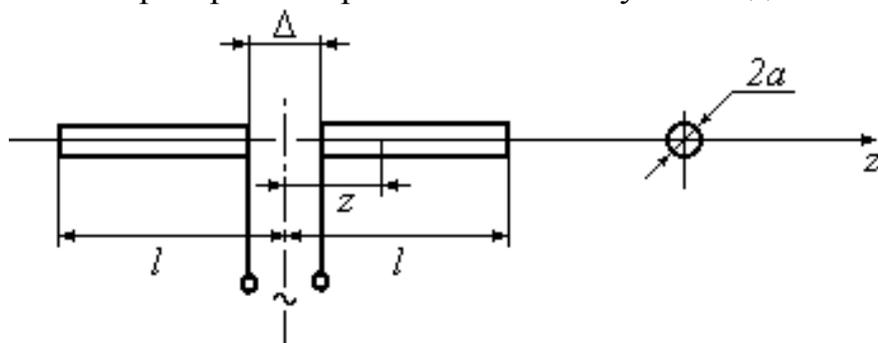


Рис. 3.2.1 – Симметричный электрический вибратор

Напряженность магнитного поля в том же направлении и на том же расстоянии от вибратора находится по формуле

$$H_{\varphi} = \frac{E_{\theta}}{Z_c} \quad (3.2.2)$$

Нормированная амплитудная ДН вибратора в плоскости, проходящей через ось вибратора (плоскость E), определяется выражением

$$F(\theta) = \frac{\cos(kL \cdot \cos\theta) - \cos kL}{(1 - \cos kL) \sin \theta} \quad (3.2.3)$$

Волновое сопротивление вибратора равно

$$Z_B = \frac{Z_c}{\pi} [\ln(\lambda / \pi a) - 0,577], \quad (3.2.4)$$

где a – радиус провода плеч вибратора, Z_c – волновое сопротивление среды.

Входное сопротивление симметричного вибратора

$$Z_{BX} = \frac{R_{\Sigma B} - iZ_B \cos kL \cdot \sin kL}{(R_{\Sigma B} / Z_B)^2 + \sin^2 kL}, \quad (3.2.5)$$

где $R_{\Sigma \max}$ – сопротивление излучения симметричного вибратора.

На рис.3.2.2. показана зависимость $R_{\Sigma B}$ от l/λ .

Укорочение плеча симметричного вибратора, необходимое для его настройки в резонанс, рассчитывается по формуле

$$\Delta l = (1 - 1/\xi)0,25l, \quad (3.2.6)$$

где ξ – коэффициент укорочения волны в вибраторе, который можно найти из графика на рис. 3.2.3.

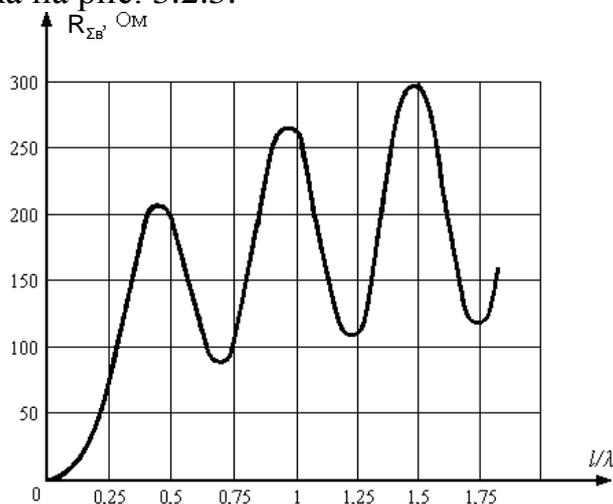


Рис. 3.2.2 – Зависимость $R_{\Sigma B}$ от относительной длины плеча l/λ

Укорочение плеча симметричного вибратора, необходимое для его настройки в резонанс, рассчитывается по формуле

$$\Delta l = (1 - 1/\xi)0,25l, \quad (3.2.6)$$

где ξ – коэффициент укорочения волны в вибраторе (находят по рис. 3.2.3).

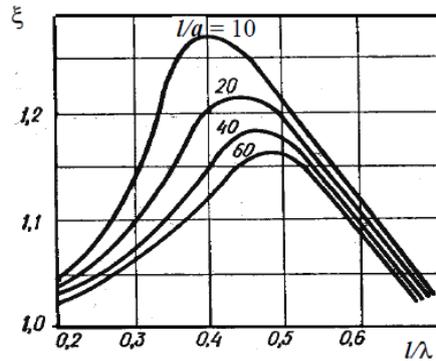


Рис. 3.2.3 – Зависимость $\xi = f(l/\lambda)$

Относительная ширина полосы рабочих частот

$$\frac{\Delta f}{f_{\text{ср}}} = \frac{4R_{\Sigma}}{\pi Z_{\text{В}}} 100\% \quad (3.2.7)$$

Симметричный вибратор Надеенко

В зависимости от ширины полосы рабочих частот симметричный горизонтальный вибратор, обычно используемый в диапазонах коротких и ультракоротких волн, может выполняться как в виде одиночного провода, стержня или трубки, если работа происходит в узком частотном диапазоне, так и в виде системы параллельных проводов, расположенных по образующим цилиндрической поверхности (рис. 3.2.4, если необходимо обеспечить работу в более широкой полосе частот).

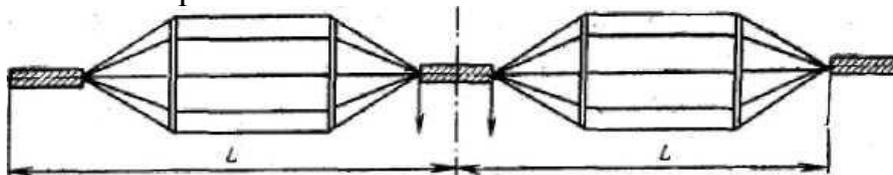


Рис. 3.2.4 – Вибратор Надеенко

Сокращенно эти антенны обозначаются как ВГ (l/h) – вибратор горизонтальный и ВГ ($l \cdot a/h$) – вибратор горизонтальный диапазонный, где L – длина плеча, a – радиус плеч вибратора, h – высота его подвеса. Все значения берутся в метрах.

Волновые сопротивления полуволновых горизонтальных вибраторов могут быть найдены по формулам:

для антенны ВГ

$$Z_{\text{В}} = 1201n(0,175\lambda_0/a), \text{ Ом}; \quad (3.2.8)$$

для антенны ВГД

$$Z_{\text{В}} = 1201n(0,175\lambda_0/a_3), \quad (3.2.9)$$

где $a_{\text{эк}}$ – эквивалентный радиус плеч вибратора, определяемый по формуле

$$a_3 = a\sqrt[N]{Nr_0/a}, \quad (3.2.10)$$

где a – радиус цилиндрической поверхности, образующей плечи вибратора; r_0 – радиус проводов; N – число проводов на цилиндрической поверхности вибратора. Значения a и r_0 берутся в

метрах.

Относительная ширина полосы рабочих частот (в процентах)

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} = 1 - 0,64 \arctg \frac{Z_B}{73,1} 100\% . \quad (3.2.11)$$

Добротность

$$Q = 0,011 Z_B. \quad (3.2.12)$$

Входное сопротивление

$$R_{BX} = Z_B / 73,1. \quad (3.2.13)$$

Напряженность электрического поля (в милливольтгах на метр), создаваемая вибратором на расстоянии r (в километрах) от вибратора

$$E_m = 7 \sqrt{P_{BX}} / r . \quad (3.2.14)$$

где P_{BX} — мощность, подводимая к антенне, Вт.

2.3.2. Несимметричный вертикальный заземленный вибратор. Является простейшей антенной на средних и коротких волнах и может выполняться как в виде вертикально подвешенного провода, так и в виде высокой стальной мачты с изолированными оттяжками.

Значения тока и напряжения в антенне

$$I_m = \sqrt{\frac{2P}{R_{\Sigma} + R_{II}}} ; U_m = I_m Z_B, \quad (3.2.15)$$

где P - мощность, подводимая к вибратору; Z_B - волновое сопротивление антенны относительно земли.

$$Z_B = 601 \ln(0,575 l/a), \quad (3.2.16)$$

где l и a - высота и радиус вибратора.

Собственная (резонансная) длина волны вибратора

$$\lambda_0 = 4l. \quad (3.2.17)$$

Сопротивление излучения

$$R_{\Sigma} = 1600 (l_d / \lambda)^2, \text{ Ом}, \quad (3.2.18)$$

где l_d – действующая высота антенны, равная

$$l_d = \frac{\lambda}{2\pi} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right) \quad (3.2.19)$$

E поля (В/м) в точке наблюдения, находящейся в воздушном пространстве, на расстоянии r (в километрах) от вибратора

$$|E_{\theta}| = \frac{60 I_m}{r} \left| \frac{\cos(kL \cdot \cos \theta) - \cos kL}{\sin \theta} \right| \quad (3.2.20)$$

2.4. Индивидуальные задания

Таблица 3.2.1 – Индивидуальное задание 1

Вариант	$2l$, м	I_m , А	f , МГц	r , км	θ , град
1	1	0,3	400	10	30
2	2	0,3	400	20	30
3	0,5	0,2	400	10	60
4	1	0,3	200	10	60
5	0,5	0,4	400	5	45
6	1	0,3	400	10	90

7	0,8	0,2	400	10	0
8	2	0,2	200	15	45
9	0,8	1	400	10	60
10	1	2	200	20	60

Таблица 3.2.2 – Индивидуальное задание 2

Вариант	$2l$, м	$2a$, мм	λ , м
1	1	20	1
2	2	10	2
3	0,5	20	3
4	1	10	4
5	0,5	30	5
6	1	20	1
7	0,8	10	2
8	2	30	3
9	0,8	20	4
10	1	20	5

Таблица 3.2.3 – Индивидуальное задание 3

Вариант	$2a$, мм	λ , м
1	20	1
2	10	2
3	20	3
4	10	4
5	30	5
6	20	1
7	10	2
8	30	3
9	20	4
10	20	5

Таблица 3.2.4 – Индивидуальное задание 4

Вариант	P , кВт	f , кГц
1	10	750
2	20	800
3	30	600
4	40	900
5	50	500
6	10	400
7	20	1000
8	30	1200
9	40	1400
10	50	1500

Таблица 3.2.5 – Индивидуальное задание 5

Вариант	$2a$, м	N	$2r_0$, мм	N'	$2r_0'$, мм
1	1	6	6	8	2
2	2	8	8	10	4
3	3	6	6	8	2
4	1,5	8	8	10	4
5	2,5	6	6	8	2
6	3,5	8	8	10	4
7	1,25	6	6	8	2
8	1	8	8	10	4
9	2	10	6	8	2
10	3	12	8	10	4

2.5. Содержание отчета по практическому занятию

Отчет по работе должен содержать:

4. Тему и цель работы.

5. Выполнение и оформление содержания работы.
6. Выводы по решенным задачам.

2.6. Контрольные вопросы

1. Что собой представляет симметричный вибратор?
2. Что собой представляет несимметричный вибратор?
3. Особенности конструкции вибратора Надененко.
4. От каких параметров симметричного вибратора зависит амплитуда напряженности электрического и магнитного полей в дальней зоне?
5. От каких параметров несимметричного вибратора зависит амплитуда напряженности электрического и магнитного полей в дальней зоне?
6. От каких параметров зависит входное сопротивление симметричного вибратора?
7. С какой целью укорачивают симметричный волновой вибратор?
8. Что представляет собой несимметричный вертикальный заземленный вибратор?

Практическое занятие № 3

Расчет параметров спиральной и диэлектрической стержневой антенн

3.1. Цель занятия

Получить навыки расчета параметров спиральной и диэлектрической стержневой антенн.

3.2. Содержание работы

1. Рассчитать цилиндрическую спиральную антенну осевого излучения, работающую в диапазоне длин волн от λ_{\min} до λ_{\max} . В процессе расчета для крайних длин волн рабочего диапазона определить число витков спирали n , шаг намотки s , КНД D_0 , входное сопротивление антенны $R_{\text{вх}}$ и ширину ДН $(2\theta_{0,5})_{\theta}$, $(2\theta_{0,5})_{\varphi}$. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 1.

2. Для работы на волне длиной λ рассчитать коническую диэлектрическую стержневую антенну оптимальных размеров с максимальным коэффициентом усиления не менее G_0 . В процессе расчета определить: длину спирали L , максимальный $2a_{\max}$ и минимальный $2a_{\min}$ диаметры стержня; коэффициент замедления ξ ; затухание, вызванное тепловыми потерями в стержне α_d ; КНД D_0 и КУ антенны G_0 . В качестве материала для изготовления стержня взять диэлектрик (ϵ , $\text{tg}\delta$). Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 2.

3. Определить оптимальные размеры и максимальный КНД цилиндрической стержневой антенны из диэлектрика с параметром ϵ , работающей на волне λ . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 3.

4. Коническая спиральная антенна состоит из N витков, шаг спирали s , длина витка l_1 , длина волны λ , половина угла при вершине конуса β . Определить ширину ДН (в градусах), максимальный КНД и входное сопротивление антенны. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 2.

3.3. Общие сведения

3.3.1. Цилиндрическая и коническая спиральные антенны.

Подобные антенны относятся к антеннам бегущей волны, поле излучения которых в направлении оси имеет вращающуюся (круговую) поляризацию. Однозаходная цилиндрическая спиральная антенна (ЦСА) представляет собой проволочную спираль с постоянным шагом s , выполненную на цилиндрической поверхности радиуса $r = a$ (рис. 3.1, а). Один конец спирали остается свободным, а другой соединен с внутренним проводником коаксиальной линии.

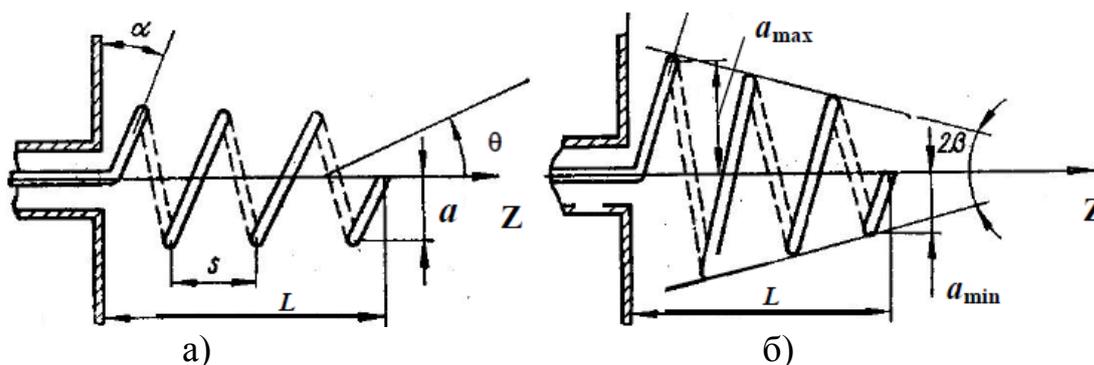


Рис. 3.3.1 – Цилиндрическая (а) и коническая (б) спиральные антенны

Экран служит для получения однонаправленного излучения и уменьшения токов, наводимых на внешнем проводнике коаксиального фидера. Диаметр экрана выбирается равным $(0,7...0,9)\lambda_{cp}$. Диаметр проводника спирали обычно на порядок меньше диаметра цилиндрической поверхности $2a$. Число витков $N = 4...8$. Осевая длина антенны L находится в пределах $(0,5...3,0) \lambda_{max}$. Геометрическими параметрами цилиндрической спирали также являются: l_1 – длина одного витка и a – угол намотки. Между геометрическими параметрами цилиндрической спирали существуют соотношения:

$$l_1^2 = (2\pi a)^2 + s^2; \alpha = \arctg[s/(2\pi a)]; L = Ns. \quad (3.3.1)$$

В зависимости от формы ДН и направления максимума излучения различают три режима: режим бокового или поперечного излучения ($2\pi a \ll \lambda$), режим осевого излучения ($2\pi a = \lambda$) и режим наклонного излучения ($2\pi a \gg \lambda$).

Направление вращения плоскости поляризации совпадает с направлением намотки спирали. Угол намотки спирали α отсчитывается от нормали к оси антенны и выбирается в пределах $12^\circ...20^\circ$. Осевой режим сохраняется при условии

$$\cos\alpha/(1 + \sin\alpha) \leq ka \leq \cos\alpha/(1 - \sin\alpha). \quad (3.3.2)$$

Максимальный коэффициент перекрытия по частоте, равный двум, получается при $\alpha = 19^\circ$. В режиме осевого излучения вдоль оси ЦСА распространяется замедленная волна. Это происходит при условии, что вдоль витка спирали укладывается одна длина волны, т.е.

$$l_1 = 2\pi a = \lambda \quad (3.3.3)$$

Максимальный КНД антенны при оптимальной длине спиральной антенны

$$L_{\text{опт}} = Ns = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)}. \quad (3.3.4)$$

Ширина ДН (в градусах)

$$(2\theta_{0,5})_\theta = 85\sqrt{\lambda/L}, \quad (2\theta_{0,5})_\varphi = 108\sqrt{\lambda/L}. \quad (3.3.5)$$

В режиме осевого излучения ЦСА при оптимальном значении ξ , $N > 3$, $\alpha < 15^\circ$ характеризуют параметры:

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = 15(l_d/\lambda)^2 \frac{L}{\lambda}; \quad (3.3.6)$$

входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} = 140l_1/\lambda; \quad (3.3.7)$$

длина витка спирали

$$l_1 = \lambda_{\text{ср}}, \quad \lambda_{\text{ср}} = \frac{\lambda_{\text{min}} + \lambda_{\text{max}}}{2}; \quad (3.3.8)$$

шаг намотки

$$s = 2\pi a \cdot \sin\alpha, \quad \alpha = 12 \dots 15; \quad (3.3.9)$$

длина спирали

$$L = n \cdot s, \quad n = \frac{\lambda_{\text{min}}}{2s(\xi - 1)}; \quad (3.3.10)$$

коэффициент замедления

$$\xi = 2\pi a \cdot \sin\alpha, \quad \alpha = 12 \dots 15. \quad (3.3.11)$$

У конической спирали (рис. 3.3.1, б) длина витка и расстояние между витками являются переменными. Ее параметры: L - осевая длина; a_{min} - минимальный радиус спирали; a_{max} - максимальный радиус спирали; N - число витков; α - угол намотки; β - половина угла при вершине конуса. Геометрические размеры конической спирали определяются по формулам

$$a_{\text{min}} = \frac{0,75\lambda_{\text{min}} \text{tg}\alpha \sin\beta}{\text{txp}(2\pi \text{tg}\alpha \sin\beta) - 1}; \quad a_{\text{max}} = a_{\text{min}} e^{2\pi N \text{tg}\alpha \sin\beta}, \quad (3.3.12)$$

где λ_{min} - нижняя длина волны рабочего диапазона антенны.

Конические спиральные антенны более широкополосны, но имеют меньший КНД из-за уменьшения числа витков, для которых выполняется условие режима осевого излучения $l = \lambda$. При оценке

параметров конической спиральной антенны можно пользоваться формулами (3.3.5) – (3.3.7), если L заменить на $L \cos \beta$, а l_1 - на $l_{1cp} = \pi(a_{max} + a_{min})$.

3.3.2. Диэлектрические стержневые антенны. Конструкции диэлектрической стержневой антенны схематически показаны на рис. 3.3.2 и состоят из двух основных частей: возбуждающего устройства, обычно в виде коаксиально-волноводного перехода на круглом волноводе с волной основного типа H_{11} и круглого диэлектрического стержня, представляющего собой отрезок регулярного (цилиндрического) или нерегулярного (конического) диэлектрических волноводов.

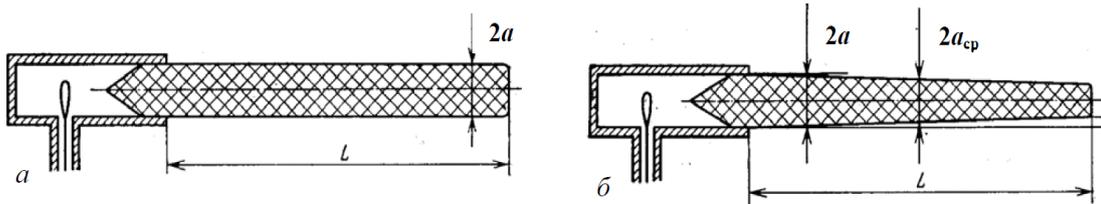


Рис. 3.3.2 – Диэлектрические стержневые антенны

Волны в диэлектрическом волноводе являются гибридными, т.е. имеют обе продольные составляющие электромагнитного поля. Основной является волна HE_{11} . Она не имеет критической длины волны, а структура ее поля в поперечном сечении близка к структуре поля волны H_{11} круглого волновода. По этим причинам подобные конструкции получили широкое применение в антенной технике в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн. Фазовая скорость волны, распространяющейся вдоль стержня, лежит в пределах $c\sqrt{\epsilon} < V_{\phi} < c$. Зависимости $\xi = c/V_{\phi}$ от $2a/\lambda$ при различных значениях ϵ приведены на рис. 3.3.3.

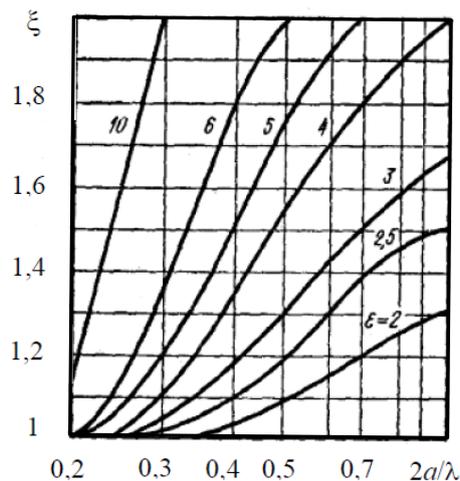


Рис. 3.3.3 – Зависимость коэффициента замедления в диэлектрической антенне от ее волновых размеров

Приближенные формулы, по которым можно рассчитать в главных плоскостях амплитудную ДН цилиндрической стержневой

антенны:

в плоскости $H(\varphi = 0)$

$$f(\theta^H) = \frac{\sin\left[\frac{\pi L}{\lambda} \cdot (\xi - \cos\theta^H)\right]}{\frac{\pi L}{\lambda} \cdot (\xi - \cos\theta^H)}; \quad (3.3.13)$$

в плоскости $E(\varphi = \pi/2)$

$$f(\theta^E) = \frac{\sin\left[\frac{\pi L}{\lambda} \cdot (\xi - \cos\theta^E)\right]}{\frac{\pi L}{\lambda} \cdot (\xi - \cos\theta^E)} \cos\theta^E \quad (3.3.14)$$

где θ – угол между осью антенны и направлением в точку наблюдения.

Для получения максимального КНД диаметр $2a$ и длина L цилиндрического стержня (вне волноводной секции) должны иметь оптимальные размеры

$$2a_{\text{опт}} = \frac{\lambda}{\sqrt{\pi(\xi - 1)}}, \quad L_{\text{опт}} = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)}. \quad (3.3.15)$$

Необходимая величина $\xi_{\text{опт}}$ при заданном значении ε обеспечивается соответствующим выбором радиуса стержня. Очевидно, что это можно выполнить на фиксированной длине волны. Обычно в качестве нее берется средняя длина волны рабочего диапазона. Из условия существования в круглом волноводе волны основного типа получается $\lambda_{cp} = 3a$. При оптимальной длине диэлектрического стержня КНД антенны находят по формуле

$$D_0 = 8L_{\text{опт}}/\lambda \quad (3.3.16)$$

Расчет конической диэлектрической стержневой антенны по заданным значениям G_0 , λ и параметрам диэлектрика антенны ε и $\text{tg}\Delta$

Оптимальные размеры стержня имеют длину

$$L_{\text{опт}} = D_0\lambda/8 = \frac{G_0\lambda}{8\eta}, \quad (3.3.17)$$

где η – КПД антенны

$$\eta = e^{-\alpha_d L_{\text{опт. max}}}. \quad (3.3.18)$$

Коэффициент затухания в диэлектрике

$$\alpha_d = \frac{27,3 \cdot \sqrt{\varepsilon}}{\lambda} \cdot \text{tg}\delta \quad (3.3.19)$$

где $\text{tg}\delta$ – тангенс угла потерь.

Для получения максимального КУ стержень оптимальных размеров с учетом коэффициента замедления ξ должен иметь длину

$$L_{\text{опт. max}} = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)}. \quad (3.3.20)$$

Величина ξ определяется по графику функции $\xi = f\left(\frac{2a_{cp}}{\lambda}\right)$

(рис.3.3.3).

Средний диаметр

$$2a_{cp} = \frac{2a_{min} + 2a_{max}}{2}, \quad (3.3.21)$$

где $2a_{min}$ и $2a_{max}$ – минимальный и максимальный диаметры стержня антенны

$$2a_{min} = 0,355 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon - 1}}, \quad 2a_{max} = 0,565 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon - 1}}. \quad (3.3.22)$$

3.4. Индивидуальные задания

Таблица 3.3.1 – Индивидуальное задание 1

Вариант	$\lambda_{min}, \text{ м}$	$\lambda_{max}, \text{ м}$
1	10	15
2	8	12
3	12	16
4	14	18
5	11	18
6	10	20
7	8	15
8	6	9
9	2	6
10	8	16

Таблица 3.3.2 – Индивидуальное задание 2

Вариант	$\lambda, \text{ м}$	G_0	ϵ	$\text{tg}\delta$
1	10	50	3	0,002
2	8	30	4	0,003
3	2	50	5	0,002
4	4	70	6	0,004
5	8	90	7	0,005
6	10	10	8	0,006
7	5	80	9	0,002
8	7	40	10	0,007
9	9	50	11	0,008
10	6	80	12	0,000

Таблица 3.3.3 – Индивидуальное задание 3

Вариант	$\lambda, \text{ м}$	ϵ
1	10	3
2	8	4
3	12	5
4	14	6
5	18	7
6	20	8
7	15	9
8	7	10
9	9	11
10	16	12

Таблица 3.3.4 – Индивидуальное задание 4

Вариант	N	s, см	β , град	$\lambda, \text{ м}$
1	10	2	30	10
2	8	3	20	8
3	6	3	15	12
4	7	4	16	14
5	9	5	17	18
6	10	2	18	20
7	8	3	19	15
8	6	3	10	7
9	7	4	11	9
10	9	5	12	16

3.5. Содержание отчета по практическому занятию

Отчет по работе должен содержать:

1. Тему и цель работы.
2. Выполнение и оформление содержания работы.
3. Выводы по решенным задачам.

3.6. Контрольные вопросы

1. Особенности конструкции спиральных антенн.
2. Какие параметры спиральных антенн влияют на их КНД, входное сопротивление антенны, ширину ДН.
3. Особенности конструкции диэлектрических стержневых антенн.
4. Как влияет материал для изготовления стержня диэлектрических стержневых антенн на КНД и КУ?
5. Как влияет коэффициент замедления ξ диэлектрических стержневых антенн на КНД?
6. Чем отличаются цилиндрическая и конусная стержневые антенны?
7. Влияние на параметры конусной стержневой антенны угла конуса β .
8. Влияние на параметры конусной стержневой антенны количество витков.

Практическое занятие 4.

Расчет параметров апертурных антенн

4.1. Цель занятия

Получить навыки расчета параметров апертурных антенн

4.2. Содержание работы

1. Открытый конец прямоугольного волновода характеризуется параметрами: $2\theta_{0,5}^H$, D_0 . Определить относительные размеры поперечного сечения волновода a/λ и b/λ .
2. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД излучателя в виде открытого конца круглого волновода, возбуждаемого на волне длиной $\lambda = 3,2$ см. Внутренний диаметр волновода $2a = 2,4$ см.
3. Определить размеры оптимального Н-плоскостного секториально-го рупора, обеспечивающего в плоскости H на волне длиной λ ширину ДН на уровне 0,5 по мощности $2\theta_{0,5}^H$, если передача энергии от генератора к рупору осуществляется по стандартному волноводу сечением $a \times b$.
4. Эффективная поверхность оптимальной Н-плоскостной секториальной рупорной антенны составляет $S_{эф}$. Определить ширину ДН (в радианах) в Н- и Е-плоскостях и максимальный КНД антенны

при работе на волне длиной λ , если один из размеров рупора в раскрыве равен b_p .

5. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД оптимального остроконечного пирамидального рупора, возбуждаемого на волне длиной λ . Длина рупора равна $L_{\text{онм}}$.

6. Оптимальная пирамидальная рупорная антенна длиной $L_{\text{онм}}$ имеет КНД в направлении максимума излучения D_o . Определить длину волны, на которой работает антенна, и ширину ее ДН (в радианах) в плоскостях Н и Е.

7. Определить ширину ДН (в радианах) в главных плоскостях и максимальный КНД оптимального конического рупора, работающего на волне длиной λ . Длина рупора равна $L_{\text{онм}}$.

8. Оптимальный конический рупор, работающий на частоте f , имеет диаметр раскрыва d_p . Какого диаметра нужно взять раскрыв рупора и на сколько сантиметров при этом следует удлинить рупор, сохранив его оптимальным, чтобы увеличить КНД в два раза?

9. Определить максимальный коэффициент усиления и КПД диэлектрической линзы, изготовленной из полистирола (n ; $\text{tg}\delta$) и работающей на частоте f , если диаметр раскрыва d_p .

10. Н-плоскостной секториальный рупор с металлопластинчатой линзой внутри него имеет размеры $a_p \times b_p$. Длина рабочей волны λ , показатель преломления линзы n . Определить толщину, фокусное расстояние и число пластин металлопластинчатой линзы для формирования плоского фазового фронта рупора, максимальный КНД рупора с линзой и без нее, приближенно считая, что характер изменения амплитуды поля в раскрыве линзы такой же, как и в раскрыве рупора без линзы.

4.3. Общие сведения

4.3.1. Плоские излучающие раскрывы. Если излучающая поверхность S_p имеет прямоугольную форму, то в дальней зоне ее нормированные амплитудные ДН описываются выражениями:

в плоскости Е

$$F^E(\theta) = \frac{\sin(0,5k \cdot b_p \cdot \sin \theta)}{0,5k \cdot b_p \cdot \sin \theta} \cdot \frac{1 + \cos \theta}{2}; \quad (3.4.1)$$

в плоскости Н

$$F^H(\theta) = \frac{\sin(0,5k \cdot a_p \cdot \sin \theta)}{0,5k \cdot a_p \cdot \sin \theta} \cdot \frac{1 + \cos \theta}{2}. \quad (3.4.2)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, λ – длина волны; a_p, b_p – размеры раскрыва антенны (апертуры); θ – угол в радианах между нормалью к поверхности антенны (ось Oz) и направлением в точку наблюдения.

Ширина ДН апертурных антенн (в радианах) в соответствующих плоскостях и уровень боковых лепестков вычисляются по формулам

$$2\theta_{0,5}^{E(H)} = \frac{0,89 \cdot \lambda}{b_p(a_p)}; \quad \text{УБЛ}^{E(H)} = \frac{2}{(2|q|+)\pi}, \quad (3.4.3)$$

где $q = \pm 1, \pm 2, \dots$ – номер бокового лепестка.

При косинусоидальном распределении поля вдоль одной из осей прямоугольной излучающей поверхности, например, вдоль оси Oy , нормированная амплитудная ДН антенны в плоскости, проходящей через данную ось (плоскость H), имеет вид

$$F_{\text{обл}}^H(\theta) = \frac{\cos(0,5k \cdot a_p \cdot \sin \theta)}{(0,5\pi)^2 - (0,5k \cdot a_p \cdot \sin \theta)^2} \cdot \frac{\pi^2(1 + \cos \theta)}{8} \quad (3.4.4)$$

КНД плоского излучающего раскрыва в направлении максимума излучения определяется по формуле

$$D_0 = 4\pi S_{\text{эф}}/\lambda^2, \quad (3.4.5)$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь раскрыва антенны

$$S_{\text{эф}} = S_p \nu. \quad (3.4.6)$$

В (3.4.6) S_p – геометрическая площадь раскрыва; ν – коэффициент использования площади (КИП) раскрыва, зависящий от амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве.

4.3.2. Волноводные излучатели. Простейшим излучателем в диапазоне СВЧ является открытый конец прямоугольного или круглого волновода (рис.3.4.1).

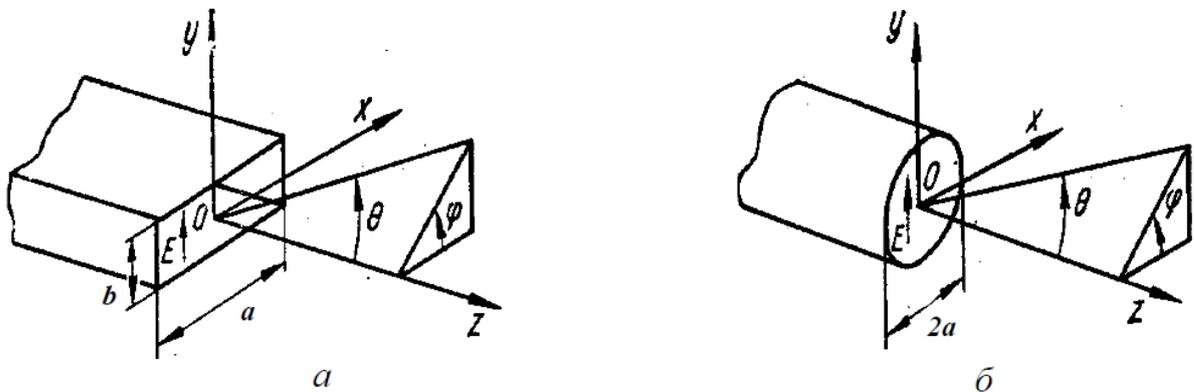


Рис. 3.4.1 – Волноводные излучатели: *a* – на прямоугольном волноводе, *б* – на круглом волноводе

Излучатель в виде открытого конца прямоугольного волновода, возбуждаемого волной H_{10} , характеризуются параметрами:

ширина ДН (в радианах) в плоскости H

$$2\theta_{0,5}^H = \frac{1,18 \cdot \lambda}{a}. \quad (3.4.7)$$

ширина ДН (в радианах) в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^E = \frac{0,89 \cdot \lambda}{b}. \quad (3.4.8)$$

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = 4\pi \cdot a \cdot b \cdot v/\lambda^2 \approx 10,2 \cdot a \cdot b/\lambda^2, v=0,81. \quad (3.4.9)$$

Параметры для излучателя в виде открытого конца круглого волновода при возбуждении его волной H_{11} имеют вид:

$$2\theta_{0,5}^H = \frac{1,62 \cdot \lambda}{2a}; \quad (3.4.10)$$

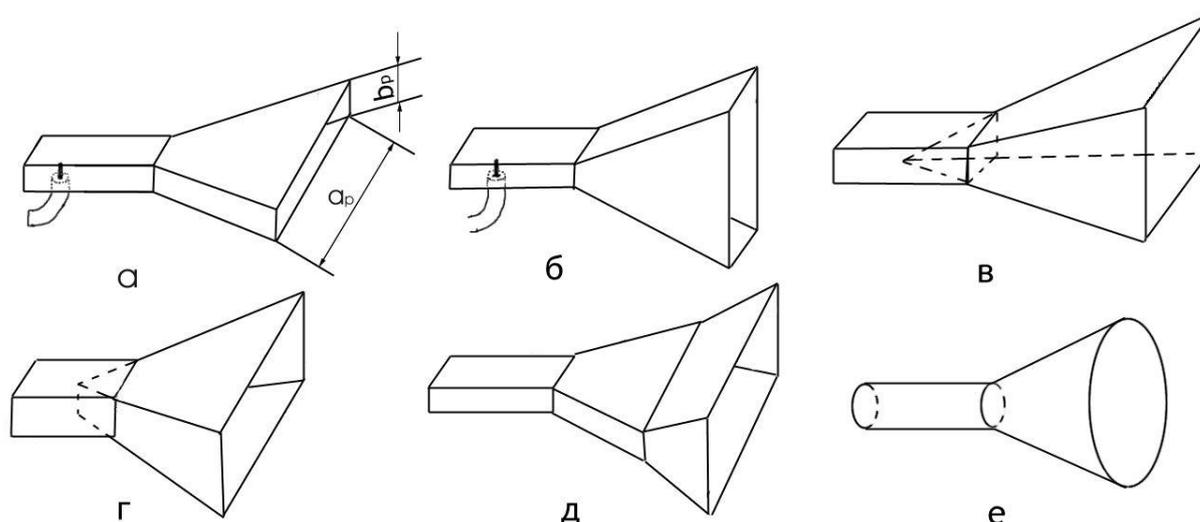
$$2\theta_{0,5}^E = \frac{1,21 \cdot \lambda}{2a}; \quad (3.4.11)$$

$$D_0 = (2\pi \cdot a)^2 \cdot v/\lambda^2 \approx 8,3(2a/\lambda)^2; v=0,84, \quad (3.4.12)$$

где $2a$ - внутренний диаметр волновода.

4.3.3. Рупорные антенны.

Для получения большей направленности волноводный излучатель превращают в рупорную антенну. Типы рупорных антенн показаны на рис. 3.4.2.



- а) Н-секториальный; б) Е-секториальный; в), г) пирамидальный;
д) Е-секториальный пирамидальный; е) конический

Рис. 3.4.2 – Типы рупорных антенн

Параметры рупорной антенны в Н-плоскости

Геометрические параметры рупорной антенны (рис.3.4.3): a_p – размер раскрыва в Н-плоскости; L – длина образующей рупора; R – длина рупора; $2\Phi_0$ – угол раскрыва рупора.

Размеры оптимального Н-плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением

$$L_{\text{опт}}^H = \frac{a_p^2}{\lambda} \quad (3.4.12)$$

Ширина ДН (в радианах) определяется по формулам: в плоскости Н

$$2\theta_{0,5}^H = \frac{1,4 \cdot \lambda}{a_p}; \quad (3.4.13)$$

в плоскости E

$$2\theta_{0,5}^E = \frac{0,89 \cdot \lambda}{b}. \quad (3.4.14)$$

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = 4\pi \cdot a_p \cdot b \cdot \nu / \lambda^2 \approx 8 \cdot S_p / \lambda^2, \nu = 0,64. \quad (3.4.15)$$

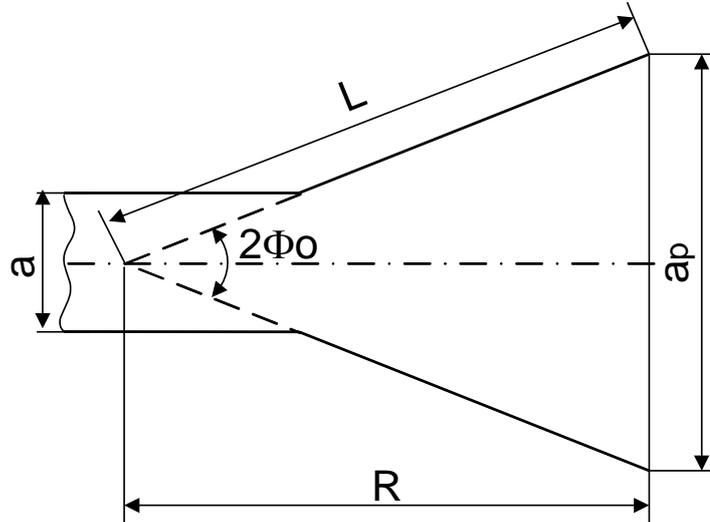


Рис. 3.4.3 – H-секториальная рупорная антенна

Параметры рупорной антенны в E-плоскости

Геометрические параметры рупорной антенны: b_p – размер раскрыва в E-плоскости; L – длина образующей рупора; R – длина рупора; $2\Phi_0$ – угол раскрыва рупора.

Размеры оптимального E-плоскостного секториального рупора связаны между собой соотношением

$$L_{\text{опт}}^E = \frac{a^2}{2\lambda} \quad (3.4.16)$$

Ширина ДН (в радианах)

$$2\theta_{0,5}^H = \frac{1,18 \cdot \lambda}{a}, \quad 2\theta_{0,5}^E = \frac{0,93 \cdot \lambda}{b_p}. \quad (3.4.17)$$

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = 4\pi \cdot a \cdot b_p \cdot \nu / \lambda^2 \approx 8 \cdot S_{\text{эф}} / \lambda^2, \nu = 0,64. \quad (3.4.18)$$

Параметры пирамидального рупора

Пирамидальный рупор может быть остроконечным (рис. 3.4.2 в), если ребра рупора сходятся в одной точке ($L_{\text{опт}}^E = L_{\text{опт}}^H$), или клиновидным, если ребра не сходятся в одной точке ($L_{\text{опт}}^E \neq L_{\text{опт}}^H$). Размеры оптимального пирамидального клиновидного рупора рассчитываются по формулам (3.4.12) и (3.4.16), а остроконечного – по формулам

$$L_{\text{опт}}^H = \frac{a^2}{3\lambda}, \quad b_p = 0,8a_p. \quad (3.4.19)$$

Ширина ДН (в радианах) оптимального пирамидального рупора

$$2\theta_{0,5}^H = \frac{1,4 \cdot \lambda}{a_p}, \quad 2\theta_{0,5}^E = \frac{0,93 \cdot \lambda}{b_p}. \quad (3.4.20)$$

КНД в направлении максимума излучения

$$D_0 = 4\pi \cdot a_p \cdot b_p \cdot \nu / \lambda^2 \approx 6,2 \cdot S_{эф} / \lambda^2, \nu=0, \quad (3.4.21)$$

Параметры конического рупора

Размеры оптимального конического рупора связаны между собой соотношением

$$L_{опт} = \frac{d_p^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda, \quad (3.4.22)$$

где $L_{опт}$, d_p – оптимальная длина и диаметр раскрыва рупора.

Ширина ДН (в радианах) оптимального конического рупора

$$2\theta_{0,5}^H = \frac{1,23 \cdot \lambda}{d_p}, \quad 2\theta_{0,5}^E = \frac{1,05 \cdot \lambda}{d_p}. \quad (3.4.23)$$

КНД в направлении максимума излучения такой антенны

$$D_0 = \nu(\pi \cdot d_p / \lambda)^2 \approx 5(d_p / \lambda)^2, \nu=0,51. \quad (3.4.24)$$

4.3.4. Линзовые антенны. Линзовые антенны состоят из электромагнитной линзы и облучателя, фазовый центр которого совмещен с фокусом линзы. Чаще всего используются диэлектрическая или замедляющая (рис.3.7.5) и металлопластинчатая или ускоряющая (рис.3.7.6) линзы.

Диэлектрическая линза

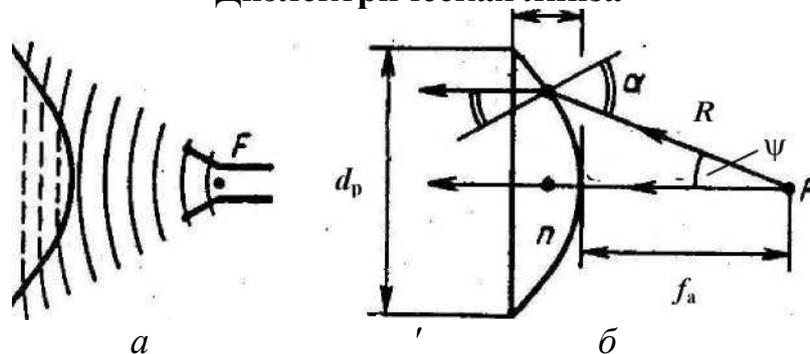


Рис. 3.4.4 - Диэлектрическая линза (а) и ход лучей в ней (б)

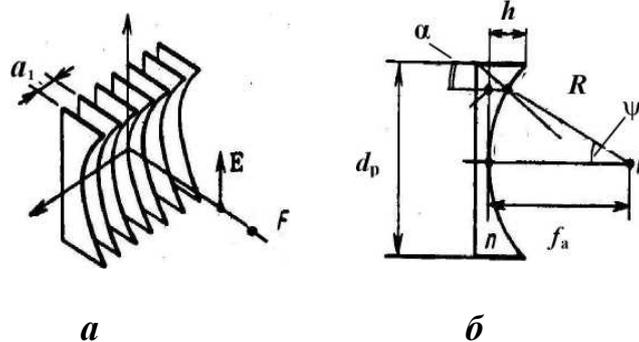


Рис. 3.4.5 – Металлопластинчатая линза (а) и ход лучей в ней (б)

Диэлектрическая линза

КНД линзовых антенн в направлении максимума излучения равно

$$D_0 \approx 7,5 \cdot S_p / \lambda^2 = \frac{7,5 \pi d_p^2}{\lambda^2 4} \quad (3.4.25)$$

где S_p – площадь раскрыва линзы.

КПД антенны с диэлектрической линзой определяется формулой

$$\eta = \exp\left(-\frac{2\pi h n}{\lambda} \operatorname{tg} \delta\right) \quad (3.4.26)$$

где $n = \sqrt{\varepsilon}$; $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике; λ – рабочая длина волны; h – толщина линзы.

$$h = \sqrt{\left(\frac{f_a}{n+1}\right)^2 - \frac{d_p^2}{4(n^2-1)}} - \frac{f_a}{n+1} \quad (3.4.27)$$

КУ линзовых антенн в направлении максимума излучения равен

$$G_0 = \eta D_0 \quad (3.4.28)$$

Металлопластинчатая линза

Фокусное расстояние металлопластинчатой линзы для формирования плоского фазового фронта рупора равно

$$f_a = L_{\text{опт}}^{\text{н}} = \frac{a_p^2}{\lambda} \quad (3.4.29)$$

Толщина линзы h определяется выражением

$$h = \frac{f_a}{n+1} - \sqrt{\left(\frac{f_a}{n+1}\right)^2 - \frac{a_p^2}{4(1-n^2)}}. \quad (3.4.30)$$

Расстояние между пластинами линзы равно

$$a_1 = \frac{\lambda}{2\sqrt{1-n^2}}. \quad (3.4.31)$$

Количество пластин m в линзе определяется из соотношения

$$m = \frac{a_p}{a_1} + 1. \quad (3.4.32)$$

Максимальный КНД рупора с линзой и без нее определяется формулами

$$D_{0\text{л}} \approx 7,5 \cdot S_p / \lambda^2 = \frac{7,5}{\lambda^2} a_p b_p, \quad D_0 \approx 8 \cdot S_p / \lambda^2 \quad (3.4.33)$$

4.4. Индивидуальные задания

Таблица 3.4.1 – Индивидуальное задание 1

Вариант	$2\theta_{0,5}^H$, рад	D_o
1	2	2
2	3	4
3	4	3
4	5	6
5	2,2	7
6	3,2	2
7	2,5	4
8	2,7	3
9	2,8	6
10	4,5	7

Таблица 3.4.3 – Индивидуальное задание 3

Вариант	$2\theta_{0,5}^H$, рад	λ , см	$a \times b$, мм
1	0,4	3	23 x 10
2	0,5	3,2	23 x 10
3	0,6	3,1	23 x 10
4	0,3	3,3	23 x 10
5	0,7	2,9	23 x 10
6	3,2	1	7 x 4
7	2,5	1,1	7 x 4
8	2,7	1,11	7 x 4
9	2,8	1,12	7 x 4
10	4,5	1,15	7 x 4

Таблица 3.4.5 – Индивидуальное задание 5

Вариант	λ , см	$L_{онм}$, см
1	3	30
2	3,2	30,2
3	3,1	30,1
4	3,3	30,3
5	2,9	20,9
6	1	10
7	1,1	10,1
8	1,11	10,11
9	1,12	10,12
10	1,15	10,15

Таблица 3.4.2 – индивидуальное задание 2

Вариант	λ , см	$2a$, см
1	3	2
2	2	1,5
3	1	0,5
4	3,2	2,2
5	2,5	1,5
6	1,5	1
7	3,3	2,3
8	2,4	1,4
9	1,8	1
10	3,5	2,5

Таблица 3.4.4 – Индивидуальное задание 4

Вариант	$S_{эф,2}$, см ²	λ , см	b_p , см
1	300	20	8
2	200	15	6
3	100	16	7
4	302	21	10
5	205	15	7
6	105	18	8
7	303	23	11
8	204	14	6
9	108	14	7
10	305	25	12

Таблица 3.4.6 – Индивидуальное задание 6

Вариант	$L_{онм,М}$	D_o
1	1	600
2	1,1	700
3	1,15	800
4	1,5	900
5	2	1000
6	1,7	600
7	2,5	700
8	2,2	800
9	2,5	900
10	3	1000

Таблица 3.4.7 – Индивидуальное задание 7

Вариант	λ , см	$L_{\text{онм}}$, см
1	3	6
2	3,2	5,6
3	3,1	7
4	3,3	8
5	2,9	4
6	1	3
7	1,1	2,5
8	1,11	3,3
9	1,12	2
10	1,15	4

Таблица 3.4.8 – Индивидуальное Задание 8

Вариант	f, ГГц	d_p , см
1	5	20
2	6	15
3	7	18
4	8	16
5	7,5	25
6	5	22
7	6	21
8	7	25
9	8	30
10	7,5	32

Таблица 3.4.9 – Индивидуальное задание 9

Вариант	n	$\text{tg}\delta$	f, ГГц	d_p , см
1	1,4	$7 \cdot 10^{-4}$	15	20
2	1,2	$2 \cdot 10^{-4}$	16	15
3	1,1	$3 \cdot 10^{-4}$	17	18
4	1,3	$4 \cdot 10^{-4}$	18	16
5	1,9	$5 \cdot 10^{-4}$	15	25
6	1,5	$6 \cdot 10^{-4}$	9	22
7	1,1	$2 \cdot 10^{-4}$	10	21
8	1,1	$3 \cdot 10^{-4}$	7	25
9	1,1	$4 \cdot 10^{-4}$	8	30
10	1,1	$5 \cdot 10^{-4}$	7,5	32

Таблица 3.4.10 – Индивидуальное Задание 10

Вариант	$a_p \times b_p$, см	n	λ , см
1	73 x 3,4	0,43	10
2	72 x 3,4	0,25	15
3	71 x 3,4	0,15	10
4	70 x 3,4	0,3	15
5	60 x 3,4	0,9	10
6	62 x 3,4	0,5	15
7	65 x 3,4	0,17	10
8	68 x 3,4	0,18	15
9	75 x 3,4	0,19	10
10	76 x 3,4	0,15	15

4.5. Содержание отчета по практическому занятию

Отчет по работе должен содержать:

1. Тему и цель работы.
2. Выполнение и оформление содержания работы.
3. Выводы по решенным задачам.

4.6. Контрольные вопросы

1. Какие параметры открытого конца прямоугольного волновода спиральных антенн влияют на его КНД, ширину ДН?
2. Дать характеристику типам рупоров.
3. Особенности конструкции рупорных антенн.
4. От каких параметров зависит максимальный КНД рупорных антенн?
5. От каких параметров зависит эффективная поверхность рупорных антенн?

6. Влияние длины волны на ширину ДН и КНД рупорных антенн.
7. Особенности конструкции пирамидальных рупорных антенн.
8. Способы увеличения КНД рупорных антенн.
9. Отличие диэлектрической линзы от металлопластинчатой линзы.
10. Какие параметры линз влияют на КНД рупорных антенн.

Практическое занятие № 5. Расчет параметров антенных решеток

1.1. Цель занятия

Получить навыки расчета параметров и характеристик антенных решеток.

5.2. Содержание работы

1. Директорная антенна, имеющая N вибраторов, настроена в резонанс на частоту f . Среднее расстояние между соседними вибраторами антенны $d_{\text{ср}}$. Определить параметры антенны: $2\theta_{0,5}^E, 2\theta_{0,5}^H, D_0$. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 1.

2. Синфазная волноводно-щелевая антенная решетка с продольными щелями, прорезанными в широкой стенке волновода сечением $a \times b$, состоит из N щелей и работает на волне основного типа. Рабочая длина волны λ . На какое расстояние x_0 должны быть смещены щели относительно узкой стенки волновода, чтобы в нем установился режим бегущих волн? Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 2.

3. Рассчитать параметры волноводно-щелевой антенной решетки (ВЩАР), которая должна работать на волне основного типа, иметь КНД в направлении максимума излучения D_0 и излучать мощность P_{Σ} . Рабочая длина волны λ . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 3.

4. Определить угол на который смещается главный максимум излучения линейной равноамплитудной эквидистантной решетки, состоящей из N изотропных излучателей, при разности фаз между токами соседних излучателей α и ширине луча антенны $2\theta_{0,5}$. Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании 4.

5. Определить в горизонтальной и вертикальной плоскостях ширину ДН (в радианах) плоской равноамплитудной эквидистантной ($d = 0,6 \lambda$) решетки синфазных полуволновых горизонтальных вибраторов ($2l = \lambda/2$) на уровнях 0,5 по мощности и рассчитать максимальный КНД антенны при условии, что число вибраторов в антенне составляет N_x, N_y , а ее сопротивление излучения равно R_{Σ} . Исходные данные по вариантам приведены в индивидуальном задании

5.

5.5. Общие сведения

5.5.1. Директорная антенна

Конструктивно директорная антенна (рис. 4.1) состоит из активного вибратора (АВ), рефлектора (Р) и нескольких директоров (Д).

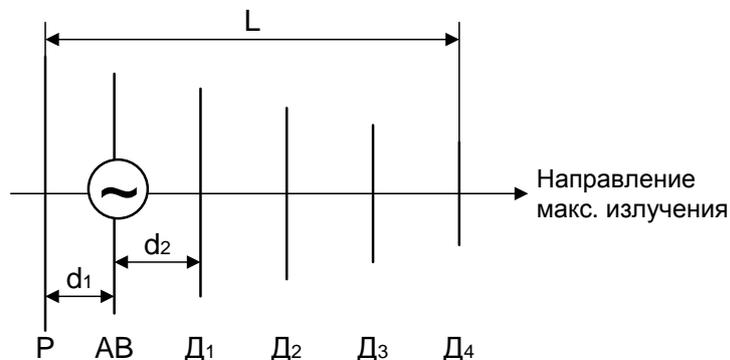


Рис. 3.5.1 – Директорная антенна

В практических конструкциях геометрические параметры директорной антенны лежат в пределах: $2l_P \approx (0,5 \div 0,52)\lambda$; $2l_{AB} \approx 0,47\lambda$; $2l_D \approx (0,3 \div 0,45)\lambda$; $d_1 \approx (0,1 \div 0,25)\lambda$; $d_2 \approx (0,1 \div 0,35)\lambda$.

Длина директорной антенны определяется выражением

$$L = (N - 1)d_{cp}, \quad (3.5.1)$$

где N – количество вибраторов; d_{cp} – среднее расстояние между соседними вибраторами.

$$d_{cp} = \frac{d_1 + d_2 + d_3 + \dots + d_N}{N - 1}. \quad (3.5.2)$$

Волновая длина антенны равна L/λ .

КНД антенны вычисляется по формуле

$$D_0 = \frac{(35 \dots 45) \cdot 10^3}{2\theta_{0,5}^E \cdot 2\theta_{0,5}^H}, \quad (3.5.3)$$

где $2\theta_{0,5}^E$ и $2\theta_{0,5}^H$ – ширина ДН антенны на уровне 0,5 по мощности в главных плоскостях в градусах.

Изменение ширины ДН директорной антенны от ее волновой длины представлено на рис. 3.5.2.

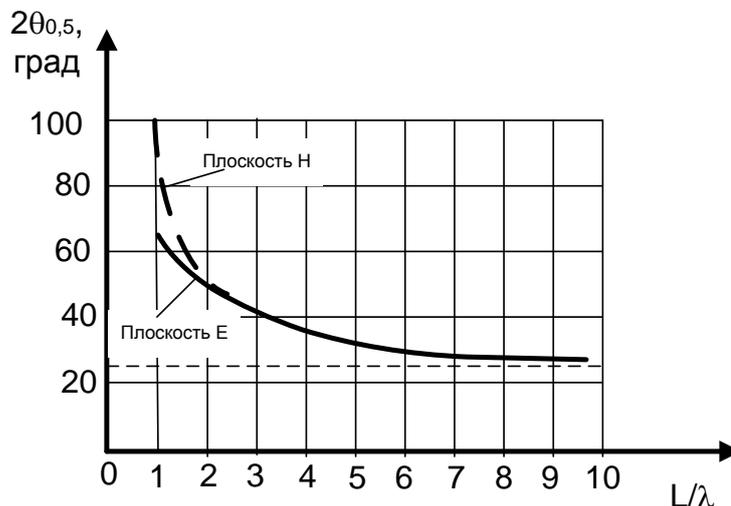


Рис. 3.5.2 – Зависимость ширины ДН директорной антенны от ее длины

5.3.1. Волноводно-щелевая антенна. Для получения узких ДН применяют многощелевые антенны, которые по конструкции представляют собой волноводно-щелевые антенные решетки (ВЩАР). По способу возбуждения щелей (по фазовой характеристике) ВЩАР подразделяются на прямофазные и переменнo-фазные.

Переменно-фазные ВЩАР

В переменнo-фазных ВЩАР продольные щели в широкой стенке волновода прорезают на расстоянии $d = 0,5\lambda_{\text{в}}$ друг от друга и возбуждаются они поперечными токами. Необходимая синфазность питания щелей обеспечивается тем, что щели попеременно располагаются по разные стороны от средней линии широкой стенки волновода (рис. 3.4.4).

В ВЩАР такого типа фазовый сдвиг между токами, возбуждающими соседние щели равен $2\pi = \alpha = k'd + \pi$, где π – фазовый сдвиг, полученный за счет встречного направления токов, возбуждающих соседние щели. Отсюда следует, что расстояние между соседними щелями будет равно

$$d = \lambda_{\text{в}}/2 \approx 0,72\lambda. \quad (3.5.4)$$

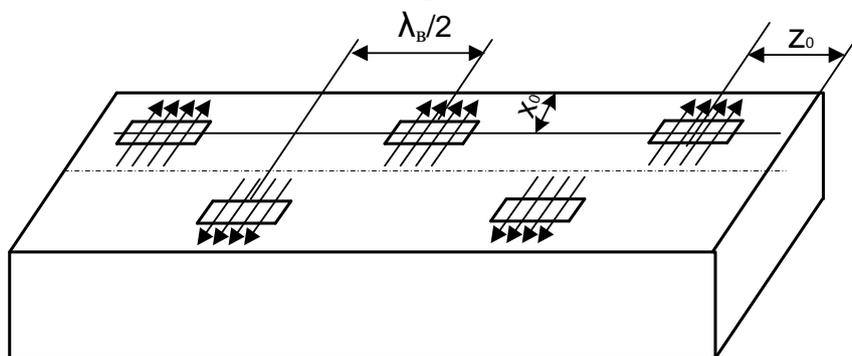


Рис. 3.5.4 – Расположения щелей в переменнo-фазных ВЩАР

Для установления режима бегущих волн в ВЩАР щели должны быть смещены на расстояние x_0 относительно узкой стенки волновода

$$x_0 = \frac{a}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{1}{2.09 \cdot N \frac{a}{b} \frac{\lambda}{\lambda_B} \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda}{2 \lambda_B} \right)}}, \quad (3.5.5)$$

где N – количество щелей в ВЩАР.

КНД щелевых решеток из N синфазных щелей

$$D_0 \cong 3,2 \cdot N. \quad (3.5.6)$$

Характеристические сопротивление и проводимость волновода

$$Z_c = \frac{120}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}}, \quad G_c = \frac{1}{Z_c} \quad (3.5.7)$$

Проводимость одной щели равна

$$G_1 = G_c \frac{1}{N}. \quad (3.5.8)$$

Ширина щели

$$\lambda_B / 10 \geq b_{щ} \geq b_{щ\min}. \quad (3.5.9)$$

Минимальная ширина щели

$$b_{щ\min} = G_c \frac{1,3 U_{\max}}{E_{\text{проб}}}, \quad (3.5.10)$$

где $E_{\text{проб}} = 30$ кВ/м, U_{\max} – максимальное напряжение на каждой щели

$$U_{\max} = \sqrt{\frac{2P_{\Sigma}}{NG_1}}, \quad (3.5.11)$$

где P_{Σ} – мощность излучения антенны.

Длина щели

$$a_{щ} = \lambda_B / 2. \quad (3.5.12)$$

Волновое сопротивление щели

$$Z_c = 120(\lambda_B / b_{щ}). \quad (3.5.13)$$

Расстояние между волноводом и последней щелью должно быть таким, чтобы щель находилась в пучности той составляющей тока, которой она возбуждается, кроме того, при этом расстоянии будут соблюдаться условия согласования щелей с питающим волноводом

$$z_0 = \frac{(2m+1)\lambda_B}{4} \quad (3.5.14)$$

где $m = 1, 2, 3$ и т.д.

КПД ВЩАР составляет $\eta_A = 0,85 \div 0,9$.

Линейная равноамплитудная эквидистантная антенная решетка

В равноамплитудной эквидистантной антенной решетке амплитуды токов в элементах одинаковы $I_1 = I_2 = \dots = I_n$, расстояние

между элементами остается неизменным вдоль всей решетки $z_1 = 0$; $z_2 = d$; $z_3 = 2d$; $z_n = (n - 1)d$, разность фаз токов двух соседних излучателей $\alpha = \psi_2 - \psi_1 = \psi_3 - \psi_2 = \psi_n - \psi_{(n-1)}$ (рис. 3.5.5.).

Нормированный множитель антенной решетки

$$F_C(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2} \cdot (kd \cdot \cos\theta - \alpha)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2} \cdot (kd \cdot \cos\theta - \alpha)\right]}. \quad (3.5.15)$$

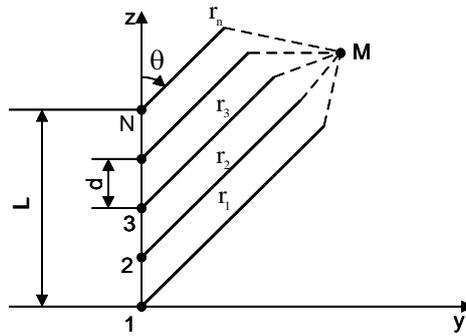


Рис. 3.5.5 – Равноамплитудная эквидистантная антенной решетка

Направления главных лепестков

$$\cos(\theta_{\text{гл}}) = \frac{2m\pi}{kd} + \frac{\alpha}{kd}, \quad \text{где } m = 0; \pm 1; \pm 2; \dots \quad (3.5.16)$$

Условие существования одного главного лепестка.

$$d < \lambda / 2. \quad (3.5.17)$$

Направления и количество боковых лепестков

$$\cos(\theta_{\text{бок}}) = \frac{(2m+1)\pi}{Nkd} + \frac{\alpha}{kd}, \quad m = \pm 1; \pm 2; \dots \quad (3.5.18)$$

Число m называется порядком бокового лепестка.

Направление и количество нулей множителя

$$\cos(\theta_0) = \frac{2m\pi}{Nkd} + \frac{\alpha}{kd}, \quad m = \pm 1; \pm 2; \dots \quad (3.5.19)$$

Ширина ДН с учетом угла отклонения луча $\theta_{\text{гл}}$

$$2\theta_{0,5} = 0,88 \frac{\lambda}{Nd \cdot \sin \theta_{\text{гл}}}. \quad (3.5.20)$$

Плоская антенная решетка

Излучатели в плоских АР располагаются в узлах прямоугольной или треугольной сетки, как это показано на рис. 3.5.6.

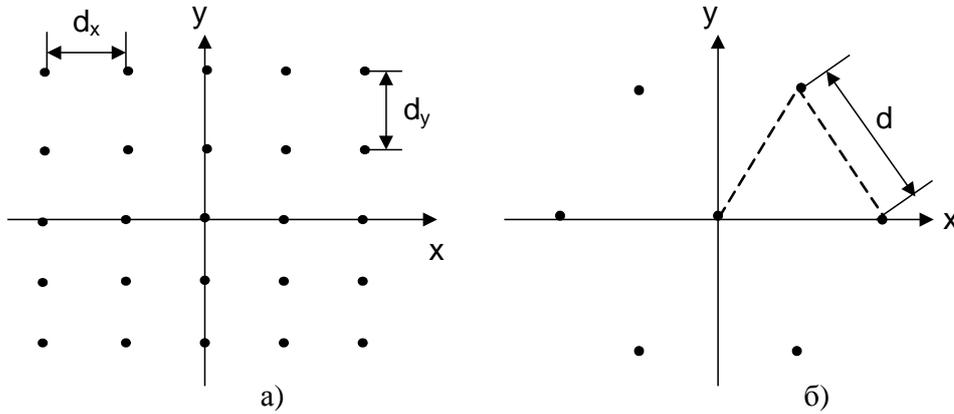


Рис. 3.5.6 – АР с прямоугольной сеткой (а), АР с треугольной сеткой (б)

При расположении изотропных излучателей в узлах прямоугольной сетки условие полного отсутствия побочных главных максимумов при отклонении луча антенны на угол θ_{\max} от нормали (ось Oz) к ее поверхности будет выполнено, если шаг решетки по осям Ox и Oy удовлетворяет неравенствам

$$d_x < \frac{\lambda}{1 + \cos\theta_{\text{гл}x}} \quad \text{и} \quad d_y < \frac{\lambda}{1 + \cos\theta_{\text{гл}y}} \quad (3.5.21)$$

где $\theta_{\text{гл}x}$ и $\theta_{\text{гл}y}$ – углы сканирования в плоскостях zOx и zOy соответственно.

Аналогичное условие – АР с треугольной сеткой

$$d < \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{\lambda}{1 + \cos\theta_{\text{гл}}} \quad (3.5.22)$$

Нормированная амплитудная ДН плоской эквидистантной решетки изотропных излучателей (множитель решетки) при равноамплитудном и линейном фазовом распределении возбуждения

$$F_C(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N_x}{2} \cdot (kd_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi - \alpha)\right]}{N_x \sin\left[\frac{1}{2} \cdot (kd_x \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi - \alpha)\right]} \cdot \frac{\sin\left[\frac{N_y}{2} \cdot (kd_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi - \alpha)\right]}{N_y \sin\left[\frac{1}{2} \cdot (kd_y \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi - \alpha)\right]} \quad (3.5.23)$$

где N_x, N_y – количество излучателей вдоль осей Ox и Oy.

Условия существования одного главного лепестка

$$\cos(\theta_{\text{гл}x}) = \frac{2m_x\pi}{kd_x} + \frac{\alpha_x}{kd_x} : \quad \text{где} \quad m_x = 0; \pm 1; \pm 2 \dots$$

$$\cos(\theta_{\text{гл}y}) = \frac{2m_y\pi}{kd_y} + \frac{\alpha_y}{kd_y} : \quad \text{где} \quad m_y = 0; \pm 1; \pm 2 \dots$$

(3.5.24)

Нормированные амплитудные ДН плоской эквидистантной решетки направленных излучателей в виде горизонтальных симметричных вибраторов $2l = \lambda$ при равноамплитудном возбуждении рассчитываются по формулам:

– в горизонтальной плоскости (плоскость E)

$$F_C(\theta^E) = \frac{\cos(kl \sin \theta) - \cos kl}{(1 - \cos kl) \cos \theta} \cdot \frac{\sin \left[\frac{N_y}{2} \cdot (kd_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi - \alpha) \right]}{N_y \sin \left[\frac{1}{2} \cdot (kd_y \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi - \alpha) \right]}; \quad (3.5.25)$$

– в вертикальной плоскости (плоскость H)

$$F_C(\theta^H) = \frac{\sin \left[\frac{N_x}{2} \cdot (kd_x \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi - \alpha) \right]}{N_x \sin \left[\frac{1}{2} \cdot (kd_x \cdot \sin \theta \cdot \sin \varphi - \alpha) \right]}. \quad (3.5.26)$$

Ширина ДН синфазной ($\alpha = 0$) равноамплитудной эквидистантной решетки симметричных вибраторов на уровне 0,5 по мощности

$$2\theta_{0,5}^E = 0,88 \frac{\lambda}{N_x d_x}, \quad 2\theta_{0,5}^H = 0,88 \frac{\lambda}{N_y d_y}. \quad (3.5.27)$$

Максимальный КНД

$$D_0 = \frac{120}{R_{\Sigma c}} (N_x N_y)^2 (1 - \cos kl)^2. \quad (3.5.28)$$

где $R_{\Sigma c}$ – сопротивление излучения антенной решетки.

5.4. Индивидуальные задания

Таблица 3.5.1 – Индивидуальное задание 1

Вариант	N	f, МГц	$d_{ср}$, см
1	15	215	15
2	12	200	12
3	11	190	14
4	14	180	13
5	16	170	11
6	15	210	15
7	12	215	12
8	11	180	14
9	14	170	13
10	16	195	11

Таблица 3.5.2 – индивидуальное задание 2

Вариант	N	λ , см	a x b, см
1	15	10,1	7,2 x 3,4
2	12	10,2	7,2 x 3,4
3	11	10,3	7,2 x 3,4
4	14	10,4	7,2 x 3,4
5	16	10	7,2 x 3,4
6	15	9,9	7,2 x 3,4
7	12	9,8	7,2 x 3,4
8	11	9,7	7,2 x 3,4
9	14	9,6	7,2 x 3,4
10	16	9,5	7,2 x 3,4

Таблица 3.5.3 – Индивидуальное задание 1

Вариант	D_0	P_{Σ} , кВт	λ , см
1	15	51	3,1
2	12	50	3,2
3	11	49	3,15
4	14	48	3,25
5	16	47	3,05

Таблица 3.5.4 – Индивидуальное задание 2

Вариант	N	α , рад	$2\theta_{0,5}$, рад
1	15	0,2	0,26
2	12	0,22	0,27
3	11	0,23	0,28
4	14	0,24	0,18
5	16	0,25	0,19

6	15	41	2,9	6	15	0,26	0,2
7	12	51	2,91	7	12	0,27	0,22
8	11	58	2,92	8	11	0,28	0,23
9	14	57	2,93	9	14	0,18	0,24
10	16	59	2,94	10	16	0,19	0,25

Таблица 3.5.3–Индивидуальное задание 1

Вариант	N_x	N_y	R_{Σ}
1	8	6	520
2	7	6	510
3	10	3	510
4	4	5	530
5	8	8	540
6	6	8	560
7	6	7	570
8	3	10	580
9	5	4	590
10	8	8	600

5.5. Содержание отчета по практическому занятию

Отчет по работе должен содержать:

1. Тему и цель работы.
2. Выполнение и оформление содержания работы.
3. Выводы по решенным задачам.

5.6. Контрольные вопросы

1. Конструктивные особенности директорной антенны.
2. Влияние N вибраторов на параметры директорной антенны.
3. Особенности конструкции ВЦАР.
4. Как обеспечить режим бегущей волны в ВЦАР?
5. Влияние параметров волноводно-щелевой антенны на ее КНД.
6. Особенности конструкции линейной равноамплитудной эквидистантной решетки.
7. От каких параметров зависит угол смещения главного максимума излучения линейной равноамплитудной эквидистантной решетки?
8. От каких параметров зависит ДН и КНД плоской равноамплитудной эквидистантной антенны?

Заключение к разделу 3.

В представленном учебном пособии приводятся алгоритмы расчета основных характеристик и параметров линейных, апертурных антенн и антенных решеток. Рассмотрены физические процессы, описывающие особенности вибраторных, спиральной,

диэлектрической, апертурных антенн, антенных решеток.

Учебное пособие предполагает наличие у читателя знаний математики, электродинамики, распространения радиоволн, основ теории антенн. Однако изложение построено таким образом, что менее подготовленный читатель усвоит все необходимые понятия. Материал снабжен большим количеством рисунков и диаграмм. Данное учебное пособие будет полезно не только студентам, но и инженерно-техническим работникам, работающим в области радиотехники.

Список литературы к разделу 3.

1. Сазонов Д.М., Антенны и устройства СВЧ: Учебник для вузов. – М.: Высшая школа, 1988.-432с.
2. Пудовкин А.П., Панасюк Ю.Н, Иванков А.А. Основы теории антенн. Тамбов, ТГТУ, 2010.-95с.
3. Воскресенский Д. И., Кременецкий С. Д., Гринев А. Ю. Автоматизированное проектирование антенн и устройств СВЧ: учеб.пособиедля вузов - М.: Радио и связь, 1988. - 239 с
4. Антенны и устройства СВЧ: Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособ. для вузов / Под ред. Д.И.Воскресенского. - М.: Радио и связь, 1981. - 432 с.
5. Антенны: Современ. состояние и проблемы / Д.И.Воскресенский, В.Л. Гостюхин, К.И.Гринева и др.; Под ред. Л.Д. Бахраха и Д.И.Вознесенского. - М.: Сов.радио, 1979. - 207 с.
6. Кочержевский Г.Н. Антенно-фидерные устройства: Учеб. для вузов / Г. Н. Кочержевский, Г. А. Ерохин, Н. Д. Козырев. - М.: Радио и связь, 1989. - 350с.
7. Нефедов Е.И. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн: учебник для сред. проф. образования / Е. И. Нефедов. - М.: Академия, 2006.

Раздел 4. УСТРОЙСТВА ГЕНЕРИРОВАНИЯ И ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ

Целью проведения курса лабораторных работ по дисциплине «Устройства генерирования и формирования сигналов» является подтверждение теоретических сведений полученных на лекциях или при самостоятельном изучении материала и овладение практическими навыками работы с элементами устройств формирования колебаний и сигналов.

Лабораторная работа № 1. ИССЛЕДОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

1. Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд предназначен для исследования резонансного усилителя мощности, выполненного на биполярном транзисторе КТ602, с простой схемой (часть 1) и со сложной схемой выходной цепи (часть 2 настоящих указаний). На лицевой панели лабораторного стенда приведены его упрощенная схема и показаны необходимые вспомогательные элементы.

Любая из исследуемых схем транзисторного усилителя мощности может быть построена подключением к выводам транзистора соответствующих пассивных элементов с помощью переключателей S1...S5. Лабораторный стенд наряду с исследуемым устройством включает в себя генератор сигнала возбуждения и мультиметр, позволяющий измерять токи и напряжения в контрольных точках каждого из исследуемых усилителей. При измерении переменных токов и напряжений выводятся их **действующие значения**.

Подключение мультиметра к необходимой контрольной точке осуществляется с помощью кнопок, расположенных под жидкокристаллическим дисплеем (ЖКД), отображающим измеряемую величину и ее значение. Средняя кнопка предназначена для выделения информации, относящейся к выполняемому пункту лабораторной работы. Левая и правая кнопки позволяют "перелистывать" страницы дисплея назад и вперед в пределах этого пункта.

Генератор входного сигнала возбуждения формирует синусоидальный сигнал. Частота сигнала может дискретно изменяться с шагом 1 кГц в диапазоне 180...220 кГц с помощью кнопок, расположенных на лицевой панели лабораторного стенда. Амплитуда сигнала плавно регулируется соответствующим аттенуатором. Регулировка базового смещения осуществляется потенциометром E_б.

Управление переключателями S1...S5 осуществляется с помощью кнопок управления, расположенных в нижней части лицевой панели

стенда, однократным нажатием на кнопку и удержанием ее в течение 0,5 с. Текущее положение любого переключателя индицируется зажиганием соответствующего светодиода.

В лабораторном стенде предусмотрена возможность подключения двухлучевого осциллографа к необходимым контрольным точкам с помощью соответствующих разъемов, выведенных на заднюю панель стенда. При этом кнопками управления каждый канал осциллографа может независимо подключаться к любой контрольной точке.

2. Цели работы

1. Изучение принципов построения и работы транзисторного усилителя мощности.

2. Определение влияния угла отсечки коллекторного тока транзистора на энергетические характеристики транзисторного усилителя мощности.

3. Снятие нагрузочной и настроечной характеристик транзисторного усилителя мощности при простой и при сложной схемах выхода.

4. Наблюдение осциллограмм динамических характеристик транзистора в усилителе мощности.

5. Наблюдение осциллограмм токов и напряжений в контрольных точках транзисторного усилителя мощности при различных режимах работы транзистора.

Часть 1. Исследование транзисторного генератора с внешним возбуждением с простой схемой выхода

Порядок выполнения первой части работы.

1. Ознакомиться с расположением органов управления стенда и поставить потенциометры, регулирующие уровни напряжений смещения и возбуждения, **в крайнее левое положение**. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф. На экране ЖКД в правой верхней части лицевой панели должна появиться надпись, указывающая на работоспособность встроенного мультиметра, а на светодиодном индикаторе установки частоты генератора сигнала возбуждения высветится текущее значение частоты. Перед началом работы, нажимая кнопки клавиатуры мультиметра, следует изучить последовательность вывода информации на экран ЖКД.

2. Исследовать влияние угла отсечки коллекторного тока транзистора на основные энергетические характеристики усилителя. Для этого с помощью органов управления стендом "собрать" усилитель мощности с простой схемой выхода (S1 - положение 1, S2 - 1). Установить напряжение смещения $E_6 = 0,65$ В, напряжение возбуждения $U_6 = 0,1 \dots 0,15$ В, а частоту сигнала возбуждения равной резонансной частоте выходного контура. При этом ток контура должен достичь своего максимального значения, а формы импульсов

коллекторного и эмиттерного токов будут представлять собой косинусоидальные импульсы с углом отсечки, близким к 90° . Увеличивая напряжение возбуждения, выставить постоянную составляющую коллекторного тока $I_{к0} = 20$ мА и зафиксировать с помощью осциллографа полученную амплитуду импульса коллекторного тока.

Изменяя напряжение смещения E_6 от 0,35 до 0,85 В и поддерживая постоянной полученную ранее амплитуду импульса коллекторного тока соответствующим изменением напряжения возбуждения U_6 , снять зависимости

U_6 , $I_{к0}$ и тока контура $I_{конт}$ от напряжения смещения. С помощью соотношения $\cos\theta = (E_{60} - E_6) / (\sqrt{2} U_6)$ (здесь $E_{60} = 0,65$ В - напряжение отпирания кремниевого транзистора) пересчитать полученные зависимости, как функции угла отсечки. Полученные данные свести в таблицу. Рассчитать потребляемую P_0 , отдаваемую P_1 , рассеиваемую на коллекторе транзистора P_k мощности и КПД усилителя $\eta = P_1/P_0$, где $P_0 = I_{к0} E_k$ ($E_k = 11$ В - напряжение источника коллекторного питания); $P_1 = I_{конт}^2 R_{к1}$ ($R_{к1} = 30$ Ом - сопротивление нагрузки контура); $P_k = P_0 - P_1$. По полученным данным построить графики $I_{к0}$, $I_{конт}$, P_1 , P_0 , P_k и η как функции угла отсечки.

3. Снять нагрузочные характеристики усилителя мощности с простой схемой выходной цепи, т. е. зависимости U_k , $I_{к0}$, I_{60} , $I_{конт}$, P_1 , P_0 , P_k и эквивалентного сопротивления контура $R_{ЭК} = 1 / [(\omega C_{св})^2 R_{к1}]$, где $\omega = 2\pi f$ - частота входного сигнала, равная резонансной частоте контура; $C_{св}$ - емкость связи.

Для снятия указанных зависимостей установить значение напряжения смещения $E_6 = E_{60}$, переключатель S1 перевести в положение 3 и, изменяя напряжение возбуждения, добиться граничного режима работы, контролируя форму импульса коллекторного тока с помощью осциллографа. Далее, изменяя с помощью переключателя S1 коэффициент связи с контуром в возможных пределах и поддерживая постоянными напряжения смещения и возбуждения, снять зависимости U_k , $I_{к0}$, I_{60} , $I_{конт}$ от положения переключателя. В недонапряженном режиме настройку контура регистрировать по максимуму контурного тока, а в перенапряженном - по форме импульса коллекторного тока. Полученные данные свести в таблицу, определить для каждого положения переключателя значение $R_{ЭК}$, рассчитать P_1 , P_0 , P_k и η и построить соответствующие графики. При расчете $R_{ЭК}$ воспользоваться приведенными далее значениями $C_{св1}$, соответствующими различным положениям переключателя.

S1	1	2	3	4	5
$C_{св1}, \text{нФ}$	10	6,7	5	3,3	2,5

Для случаев недонапряженного, граничного и перенапряженного режимов работы транзистора с помощью осциллографа снять

осциллограммы импульсов базового, коллекторного и эмиттерного токов и вид динамической характеристики коллекторного тока, подавая на вход канала $U_{\text{сигнал}}$, пропорциональный току коллектора, а на вход X - пропорциональный напряжению на коллекторе.

4. Снять настроечные характеристики усилителя, т. е. зависимости U_K , I_{K0} , I_{B0} , $I_{\text{конт}}$, P_1 , P_0 , P_K и η от частоты входного сигнала. Эксперимент провести для двух значений коэффициента связи с контуром, соответствующих граничному (S1 - 3) и перенапряженному (S1 - 4) режимам работы транзистора при постоянных значениях напряжений смещения и возбуждения, установленных в п. 3. Одновременно (аналогично п. 3) наблюдать и зарисовать формы импульсов токов и вид динамических характеристик. Частоту входного сигнала f менять в пределах от 180 до 220 кГц.

Экспериментальные U_K , I_{K0} , I_{B0} , $I_{\text{конт}}$ и расчетные P_1 , P_0 , P_K и η величины как функции частоты свести в таблицу и построить соответствующие графики. Отметить на графиках области недонапряженного и перенапряженного режимов работы усилителя.

Часть 2. Исследование транзисторного генератора с внешним возбуждением со сложной схемой выхода

Порядок выполнения 2-й части работы.

1. "Собрать" усилитель со сложной схемой выхода, поставив переключатели S1 в положение 3 и S2 в положение 2. При постоянных значениях напряжений смещения и возбуждения, установленных в п. 3 первой части работы, снять зависимости U_K , I_{K0} , I_{B0} , и U_H от величины емкости связи между контурами $C_{\text{св}2}$, определяемой положениями переключателей S3 - S5 (см. далее).

S3	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.	Выкл.	Вкл.
S4	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.
S5	Выкл.	Выкл.	Выкл.	Выкл.	Вкл.	Вкл.	Вкл.	Вкл.
$C_{\text{св}2}$, нФ	22	32	44	54	69	79	91	101

При каждом положении переключателей S3 - S5 необходимо подстраивать частоту сигнала возбуждения, добиваясь активного характера сопротивления нагрузки транзистора. Контроль осуществлять с помощью двухлучевого осциллографа. При этом форма импульса эмиттерного тока должна быть симметричной, а середине импульса должно соответствовать минимальное напряжение на коллекторе транзистора. Определить значение емкости связи между контурами, вызывающее переход усилителя из недонапряженного режима работы в перенапряженный.

Данные, полученные из эксперимента, U_K , I_{K0} , I_{B0} , и U_H и расчетные зависимости P_1 , P_0 , P_K и η свести в таблицу и построить

соответствующие графики. Отметить, при каком режиме работы транзистора достигается максимальная мощность в нагрузке ($P_n = U_n^2/R_{K2}$, $R_{K2} = 5 \text{ Ом}$).

2. Снять настроечные характеристики усилителя со сложной схемой выхода, т. е. зависимости U_K , I_{K0} , I_{B0} , и U_n как функции частоты. Эксперимент проводить при постоянных значениях напряжений смещения и возбуждения, установленных в п. 3, и емкости связи C_{CB2} , обеспечивающей при настройке недонапряженный режим работы транзистора, а при расстройке - перенапряженный. Частоту входного сигнала изменять в пределах 180... 220 кГц. В ходе эксперимента наблюдать и зарисовывать формы импульсов эмиттерного тока.

Экспериментальные и расчетные зависимости свести в таблицу, и построить соответствующие графики. Отметить на графиках области недонапряженного и перенапряженного режимов работы усилителя. Сравнить полученные настроечные характеристики с характеристиками, снятыми в п. 4 части 1.

3. Содержание отчета

1. Принципиальная схема исследуемого транзисторного усилителя мощности.
2. Таблицы с данными экспериментов и расчетов.
3. Графики экспериментальных и расчетных зависимостей.
4. Осциллограммы импульсов токов и динамических характеристик.
5. Краткие выводы по работе.

4. Контрольные задания и вопросы

1. Начертить электрическую схему генератора с цепями питания и измерительными приборами и показать, по каким цепям протекают переменные и постоянные составляющие токов транзистора.
2. Объяснить назначение блокировочных и разделительных элементов в схеме ГВВ и сформулировать рекомендации по выбору их номиналов.
3. Объяснить условия баланса мощностей ГВВ.
4. Дать рекомендации по выбору оптимального угла отсечки в ГВВ.
5. Дать определение граничного, недонапряженного и перенапряженного режимов работы и провести их сравнительный анализ.
6. Объяснить ход нагрузочных характеристик ГВВ.
7. Как изменяются формы импульсов коллекторного тока при настройке выходного контура?
8. С какой целью используется умножение частоты?

9. Провести сравнительный анализ простой и сложной схем выхода.

Лабораторная работа № 2. **ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ**

1. Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд предназначен для исследования методов осуществления амплитудной модуляции в резонансном усилителе мощности, выполненном на биполярном транзисторе КТ602, с простой схемой выходной цепи. Упрощенная схема усилителя и необходимые вспомогательные элементы представлены на лицевой панели лабораторного стенда. Стенд позволяет исследовать базовую модуляцию смещением, коллекторную модуляцию и комбинированную коллекторную модуляцию (с автоматической базовой модуляцией).

Любая из исследуемых схем осуществления амплитудной модуляции может быть построена подключением генератора модулирующего сигнала к базовой или к коллекторной цепи транзисторного усилителя мощности с помощью переключателей S1 и S2.

Лабораторный стенд наряду с исследуемым устройством включает в себя регулируемые по амплитуде генераторы сигнала возбуждения и модулирующего сигнала и мультиметр, позволяющий измерять токи и напряжения в контрольных точках исследуемого устройства, а также коэффициент модуляции выходного сигнала. При измерении переменных токов и напряжений выводятся их **амплитудные** значения.

Мультиметр подключается к необходимой контрольной точке схемы с помощью кнопок, расположенных под жидкокристаллическим дисплеем, отображающим измеряемую величину и ее значение. Средняя кнопка предназначена для выделения информации, относящейся к выполняемому пункту лабораторной работы. Левая и правая кнопки позволяют "перелистывать" страницы дисплея назад и вперед в пределах этого пункта.

Генератор модулирующего сигнала "ГЕНЕРАТОР G1" обеспечивает дискретное изменение частоты от 10 Гц до 8 кГц (16 значений) и плавную регулировку амплитуды с помощью кнопок ▼ и ▲ и потенциометра "УРОВЕНЬ" соответственно.

Генератор входного сигнала возбуждения формирует синусоидальный сигнал с частотой 200 кГц, амплитуда которого плавно регулируется с помощью аттенюатора "ГЕНЕРАТОР G2".

Регулировка базового смещения и напряжения коллекторного питания осуществляется с помощью потенциометров $E_{Б}$ и $E_{К}$.

Переключатели S1 и S2 управляются с помощью кнопок управления, расположенных в нижней части лицевой панели стенда, однократным нажатием на кнопку и удержанием ее в течение 0,5 с. Текущее положение любого переключателя индицируется зажиганием соответствующего светодиода.

В лабораторном стенде предусмотрена возможность подключения двухлучевого осциллографа к необходимым контрольным точкам с помощью соответствующих разъемов, выведенных на заднюю панель стенда. При этом кнопками управления ▼ и ▲ ("КАНАЛ 1" и "КАНАЛ 2") на каждый из каналов осциллографа можно независимо выводить осциллограммы токов и напряжений, список которых приведен в поле "ОСЦИЛЛОГРАФ". Конкретный вид выводимого сигнала индицируется зажиганием соответствующего светодиода. В левом верхнем углу лицевой панели расположен выключатель "СЕТЬ", обеспечивающий включение и выключение стенда.

3. Цель работы

1. Изучение принципов построения и работы схемы осуществления базовой модуляции смещением.
2. Изучение принципов построения и работы схемы осуществления простой и комбинированной коллекторных модуляций.
3. Знакомство с методами определения основных качественных характеристик устройств формирования амплитудно-модулированного сигнала.
4. Изучение статических модуляционных характеристик рассматриваемых схем осуществления амплитудной модуляции.
5. Изучение амплитудных и частотных динамических модуляционных характеристик при базовой и при коллекторной модуляциях.

Часть 1. Исследование базовой модуляции смещением

Порядок выполнения работы.

1. Ознакомиться с расположением органов управления стендом и поставить потенциометры, регулирующие уровни напряжений смещения, коллекторного питания, модулирующего сигнала и возбуждения в крайнее левое положение. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф. На экране жидкокристаллического дисплея в правой верхней части лицевой панели должна появиться надпись, подтверждающая работоспособность встроенного мультиметра, а на светодиодном индикаторе установки частоты генератора модулирующего сигнала высветится текущее значение частоты. Перед началом работы, нажимая кнопки клавиатуры мультиметра, следует изучить последовательность вывода информации на экран ЖКД.

2. "Собрать" схему осуществления базовой модуляции смещением, поставив переключатели S1 и S2 в положение 1. Снять статическую модуляционную характеристику СМХ, т. е. зависимость амплитудного значения тока контура $I_{\text{конт}}$ от напряжения смещения на базе $I_{\text{конт}} = f(E_б)$ а также зависимость постоянной составляющей тока коллектора транзистора $I_{к0}$ от $E_б$. Эксперимент проводится при постоянных значениях напряжения коллекторного питания $E_к$, амплитуде напряжения возбуждения $U_б = 0,5$ В, напряжения модуляции $U_Ω = 0$. Напряжение $E_к$ выбрать таким, чтобы при $E_б = 0,65$ В и $U_б = 0,5$ В наблюдался граничный режим работы транзистора. Напряжение смещения $E_б$ изменять в пределах, соответствующих изменениям тока $I_{к0}$ от 2 до 40 мА. Построить график СМХ и из построенной зависимости $I_{\text{конт}} = f(E_б)$ определить напряжение смещения в режиме несущей частоты $E_{бн}$, равное напряжению $E_б$, соответствующему середине линейного участка СМХ. Определить также максимальное значение модулирующего напряжения $U_{Ω\text{max}}$, при котором коэффициент модуляции $m = 1$. Обратит внимание на изменение формы импульса эмиттерного тока транзистора и зарисовать ее для случаев: $E_б < E_{бн}$, $E_б = E_{бн}$, $E_б > E_{бн}$. Наблюдать на экране осциллографа СМХ, для чего на вход вертикального усилителя Y подать сигнал, пропорциональный току контура, а на вход горизонтального усилителя X - модулирующему напряжению $U_Ω$. Обратит внимание на различия в статических модуляционных характеристиках, снятых при $E_б < E_{бн}$, $E_б = E_{бн}$, $E_б > E_{бн}$ и $U_Ω = U_{Ω\text{max}}$.

3. Снять амплитудную динамическую модуляционную характеристику ДМХ, т. е. зависимость коэффициента модуляции от уровня модулирующего напряжения $U_Ω$. Эксперимент проводится при частоте модулирующего сигнала $F = 1$ кГц, выбранном $E_к$ и $U_б = 0,5$ В. Измерить два значения m : m_- и m_+ , соответствующие нижней и верхней полуволнам огибающей. По полученным зависимостям построить графики m_- , $m_+ = f(U_Ω)$.

4. Снять частотную ДМХ, т. е. зависимость коэффициента модуляции от частоты модулирующего напряжения F . Эксперимент проводится при постоянной амплитуде модулирующего сигнала, обеспечивающей значение $m = 0,5$ на частоте $F = 1$ кГц и $U_Ω = 0,5$ В. По полученным зависимостям построить графики $m = f(F)$.

Часть 2. Исследование коллекторной модуляции

Порядок выполнения работы следующий.

1. Ознакомиться с расположением органов управления стендом и поставить потенциометры, регулирующие уровни напряжений смещения, коллекторного питания, модулирующего сигнала и возбуждения в крайнее левое положение. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф. На экране ЖКД в правой верхней

части лицевой панели должна появиться надпись, подтверждающая работоспособность встроенного мультиметра, а на светодиодном индикаторе установки частоты генератора модулирующего сигнала высветится текущее значение частоты. Перед началом работы, нажимая кнопки клавиатуры мультиметра, следует изучить последовательность вывода информации на экран ЖКД.

2. "Собрать" схему осуществления коллекторной модуляции, поставив переключатели S1 и S2 в положение 2. Снять статическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость действующего значения тока контура $I_{\text{конт}}$ от напряжения источника коллекторного питания $E_{\text{к}}$: $I_{\text{конт}} = f(E_{\text{к}})$, а также зависимости от $E_{\text{к}}$ постоянной составляющей тока коллектора транзистора $I_{\text{к0}}$ и амплитудного значения напряжения на коллекторе транзистора $U_{\text{к}}$.

Эксперимент проводится при постоянных значениях напряжения смещения на базе транзистора $E_{\text{б}} = 0,65$ В, напряжения модуляции $U_{\Omega} = 0$. Установить $E_{\text{к}} = 2$ В и определить максимально возможную амплитуду напряжения возбуждения U_{Ω} . В дальнейших экспериментах поддерживать ее равной полученному значению. Напряжение $E_{\text{к}}$ изменять в пределах от 2 до 10 В. Построить график СМХ, и из построенной зависимости $I_{\text{конт}} = f(E_{\text{к}})$ определить напряжение источника коллекторного питания $E_{\text{кн}}$ в режиме несущей частоты, равное напряжению коллекторного питания $E_{\text{к}}$, соответствующему середине линейного участка СМХ. Определить также максимальное значение модулирующего напряжения $U_{\Omega\text{max}}$, при котором коэффициент модуляции

$m = 1$. Обратит внимание на изменение формы импульса эмиттерного тока транзистора и зарисовать ее для случаев $E_{\text{к}} = E_{\text{кн}}$ и $E_{\text{к}} = E_{\text{кн}} + U_{\Omega\text{max}}$. Наблюдать на экране осциллографа СМХ, для чего на вход вертикального усилителя Y подать сигнал, пропорциональный току контура, а на вход горизонтального усилителя X - сигнал, пропорциональный модулирующему напряжению U_{Ω} . Обратит внимание на отличия в статических модуляционных характеристиках, наблюдаемых при $E_{\text{к}} < E_{\text{кн}}$, $E_{\text{к}} = E_{\text{кн}}$ и $E_{\text{к}} > E_{\text{кн}}$. Во всех случаях установить $U_{\Omega} = U_{\Omega\text{max}}$.

3. Снять амплитудную динамическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость коэффициента модуляции от уровня модулирующего напряжения U_{Ω} . Эксперимент проводится при частоте модулирующего сигнала $F = 1$ кГц, $E_{\text{к}} = E_{\text{кн}}$, $E_{\text{б}} = 0,65$ В и U_{Ω} , найденном ранее в п. 2. Измеряются два значения m : m_{-} и m_{+} , соответствующие нижней и верхней полуволнам огибающей. По полученным зависимостям построить графики $m_{-}, m_{+} = f(U_{\Omega})$.

4. Снять частотную ДМХ, т. е. зависимость коэффициента модуляции от частоты модулирующего напряжения F . Эксперимент проводится при постоянной амплитуде модулирующего сигнала, обеспечивающей значение $m = 0,5$ на частоте $F = 1$ кГц, $E_{\text{к}} = E_{\text{кн}}$, $E_{\text{б}} =$

0,65 В и U_{Ω} , определенном в п. 2. По полученным зависимостям построить графики $m = f(F)$.

5. Снять статическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость значения тока контура $I_{\text{конт}}$ от напряжения источника коллекторного питания E_k , для случая комбинированной коллекторной модуляции. Для этого, поставив переключатель S2 в положение 4, установить $E_k = 10$ В, $E_{\delta} = 0,65$ В и U_{δ} - из п. 2. Далее, не изменяя положение потенциометра E_{δ} , снять зависимости $I_{\text{конт}} = f(E_k)$. Результаты эксперимента сравнить с данными, полученными в п. 2.

6. Исследовать эффективность ограничения базового тока при использовании автосмещения в базовой цепи. Для этого, поставив переключатель S2 в положение 2, установить $E_k = 10$ В, $E_{\delta} = E_{\delta 0} = 0,65$ В и определенное ранее U_{δ} . Далее, не изменяя положение потенциометра E_{δ} , снять зависимости $E_{\delta} = f(E_k)$ уменьшая E_k до 2 В. По полученным экспериментальным данным определить изменение постоянной составляющей тока базы, пользуясь соотношением $\Delta I_{\delta 0} = (E_{\delta} - E_{\delta 0})/R_{\delta}$. Построить зависимости $\Delta I_{\delta 0} = f(E_k)$ и $E_{\delta} = f(E_k)$. Повторить эксперимент для положений 3 и 4 переключателя S2. Значения сопротивления R_{δ} для положений 2, 3 и 4 составляют 200, 510 и 1000 Ом соответственно.

7. Снять амплитудную динамическую модуляционную характеристику, т. е. зависимость коэффициента модуляции m от уровня модулирующего напряжения U_{δ} . Эксперимент проводится при частоте модулирующего сигнала $F = 1$ кГц, $E_k = E_{\text{кн}}$ и U_{δ} - из п. 2.

Переключатель S2 должен находиться в положении 4. Напряжение смещения на базе $E_{\delta} = 0,65$ В устанавливается при $E_k = 10$ В, $U_{\delta} = 0$ и в дальнейшем не корректируется. $E_{\text{кн}}$ определяется СМХ, снятой в п. 5. Измеряются два значения m : m_{-} и m_{+} , соответствующие нижней и верхней полуволнам огибающей. По полученным зависимостям построить графики m_{-} , $m_{+} = f(U_{\Omega})$ и сравнить их с соответствующими зависимостями, полученными в п. 3.

4. Содержание отчета

1. Принципиальная схема модулируемого каскада.
2. Таблицы и соответствующие графики экспериментальных данных.
3. Краткие выводы.

5. Контрольные вопросы

1. В каких режимах осуществляется базовая модуляция смещением и коллекторная модуляция и почему?
2. Возможно ли осуществить модуляцию в режиме колебаний первого рода? Каким выбирают угол отсечки коллекторного тока в режиме максимальной мощности ($\theta_{\text{тах}}$)?
3. Как изменяются параметры импульсов коллекторного тока при модуляции?

4. Что служит нагрузкой модулятора и как рассчитать его мощность?

5. Что показывает амплитудная динамическая модуляционная характеристика?

6. Пользуясь принципиальной схемой лабораторного макета, объяснить ход частотной динамической модуляционной характеристики.

Лабораторная работа № 3.

ИССЛЕДОВАНИЕ АВТОГЕНЕРАТОРОВ ГАРМОНИЧЕСКИХ КОЛЕБАНИЙ

1. Описание лабораторного стенда

Лабораторный стенд предназначен для исследования

- схем автогенераторов с кварцевой стабилизацией частоты и без нее;
- регулировочных и нагрузочных характеристик автогенераторов;
- диаграмм срыва колебаний;
- влияния фазы коэффициента обратной связи на частоту колебаний автогенераторов;
- влияния напряжения источника питания на частоту генерируемых колебаний;
- особенностей прямого метода осуществления частотной модуляции;
- статической и динамической модуляционных характеристик.
- влияния температуры транзистора и кварцевого резонатора на стабильность частоты автогенератора;
- кратковременной и средневременной нестабильности частоты.

На лицевой панели лабораторного стенда представлена упрощенная схема и необходимые вспомогательные элементы. Любая из исследуемых схем автогенераторов может быть "собрана" с помощью электронных ключей, управление которыми осуществляется при помощи кнопки ТИП СХЕМЫ, расположенной в нижней части лицевой панели путем ее однократного нажатия и удержания в течение 0,2 с. Состояние ключей индицируется соответствующими светодиодами. Лабораторный стенд помимо исследуемого устройства включает в себя регулируемый по амплитуде генератор модулирующего сигнала и мультиметр, позволяющий измерять токи, напряжения и частоту в контрольных точках исследуемого генератора и значение девиации частоты выходного сигнала. При измерении переменных токов и напряжений выводится их **амплитудные** значения. Измерение температуры производится в градусах Цельсия. Подключение мультиметра к необходимой контрольной точке

осуществляется с помощью кнопок, расположенных под жидкокристаллическим дисплеем, отображающим измеряемую величину и ее значение. Левая и правая кнопки позволяют "перелистывать" страницы дисплея назад и вперед. Средняя кнопка предназначена для запуска встроенного частотомера. Генератор модулирующего сигнала (ГЕНЕРАТОР G1) с помощью кнопки, расположенной в поле частот, обеспечивает дискретное изменение частоты от 10 Гц до 18 кГц (16 значений) и плавную регулировку амплитуды с помощью потенциометра, расположенного в поле генератора. Регулировка базового смещения, напряжения коллекторного питания и управляющего напряжения осуществляется с помощью потенциометров $E_{см}$, E_k и $E_{упр}$.

В лабораторном стенде предусмотрена возможность подключения двухлучевого осциллографа к необходимым контрольным точкам с помощью соответствующих разъемов, выведенных на заднюю панель стенда. При этом в канал 1 подается сигнал, пропорциональный переменной составляющей коллекторного напряжения, а в канал 2 - напряжению на эмиттере. В левом верхнем углу лицевой панели расположен выключатель (СЕТЬ), обеспечивающий включение стенда.

Часть 1. Исследование одноконтурной схемы АГ

Цель работы:

1. Исследование условий возбуждения колебаний в автогенераторе (АГ).
2. Изучение влияния режима работы АГ на его характеристики.
3. Исследование влияния фазового сдвига в цепи обратной связи на основные характеристики АГ.
4. Исследование явления прерывистой генерации.

Программа выполнения работы

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда в **крайнее левое (нулевое) положение!**

Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф.

2. Ознакомиться со схемой стенда и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем выводимой на жидкокристаллический дисплей информации.

3. Собрать емкостную трехточечную схему АГ при включении транзистора по схеме с "заземленным эмиттером". Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 5. При этом светодиоды, расположенные на лицевой панели стенда, укажут текущее состояние всех коммутаторов.

Зарисовать полученную схему АГ.

В соответствии с описанием лабораторного стенда установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В, эквивалентное сопротивление контура $R_{ЭК}$ максимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7$, $S8$ выключены), сопротивление и емкость в цепи автосмещения (R_3 и C_3) минимальными (кнопки $R_{Э1}$, $R_{Э2}$ и ключи $S14$, $S15$ - включены, а кнопки $C_{Э1}$, $C_{Э2}$, ключи $S12$, $S13$ — выключены). Переключатель τ должен находиться в положении 0.

3.1. Исследовать диаграммы срыва АГ при различных режимах самовозбуждения. Для этого, изменяя напряжение смещения $E_{см}$ от нуля до максимально возможного значения, снять зависимости напряжения на контуре U_k и постоянной составляющей тока коллектора транзистора $I_{к0}$ от напряжения смещения $E_{см}$. Повторить измерения при изменении $E_{см}$ от максимально возможного до минимально возможного значений. Эксперимент проводится при различных значениях эквивалентного сопротивления контура $R_{ЭК}$. Для мягкого самовозбуждения эквивалентное сопротивление должно быть минимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7$, $S8$ - замкнуты). Для жесткого самовозбуждения эквивалентное сопротивление контура должно быть максимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7$, $S8$ - разомкнуты). Возможно использование промежуточных значений эквивалентного сопротивлений в коллекторной и эмиттерной цепях.

3.2. Исследовать режим прерывистой генерации. Для этого установить R_3 и C_3 максимальными (кнопки R_{31} , R_{32} и ключи $S14$, $S15$ - выключены, а кнопки $C_{Э1}$, $C_{Э2}$ и ключи $S12$, $S13$ - включены), R_H - минимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7$, $S8$ замкнуты) и, изменяя напряжение смещения $E_{см}$ от нуля в сторону его увеличения, добиться появления прерывистых колебаний в АГ. Снять зависимости длительности радиоимпульсов и промежутков между ними от значений R_3 и C_3 (соответствующие кнопки на панели макета) и зарисовать осциллограммы напряжений на выходе АГ и на эмиттере транзистора. Обратит внимание на влияние значения напряжения смещения на параметры и форму генерируемых радиоимпульсов.

4. Собрать емкостную трехточечную схему АГ при включении транзистора по схеме с "заземленной базой". Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 4 и зарисовать полученную схему АГ.

4.1. Снять настроечную характеристику АГ. Для этого установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В и снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерации от значения управляющего напряжения, подаваемого на варикап.

Эксперимент может быть проведен при различных значениях эквивалентного сопротивления контура $R_{ЭК}$.

4.2. Исследовать влияние напряжения источника коллекторного питания транзистора АГ на частоту генерируемых колебаний и режим

работы транзистора. Для этого при частоте генерируемых колебаний порядка 2 МГц снять зависимости $U_k I_{k0} f_r = f(E_k)$.

Эксперимент проводить, начиная с максимально возможного значения напряжения питания E_k , уменьшая его до срыва генерации.

Эксперимент может быть проведен для различных значений эквивалентного сопротивления контура $R_{ЭК}$.

4.3. Исследовать влияние значения коллекторной нагрузки на частоту генерируемых колебаний и режим работы транзистора. Для этого установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В и снять зависимости $U_k I_{k0} f_r = f(R_H)$, изменяя состояния ключей S7 и S8 кнопками в поле НАГРУЗКА.

4.4. Исследовать влияния фазового сдвига в цепи обратной связи на основные характеристики АГ. Для этого установить частоту генерируемых колебаний порядка 2 МГц и снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерируемых колебаний от длины линии задержки в цепи обратной связи $U_k I_{k0} f_r = f(\tau_3)$. Изменение фазового сдвига осуществляется нажатием кнопки в поле ЗАДЕРЖКА.

Часть 2. Исследование АГ с кварцевой стабилизацией частоты

Цель работы

1. Изучение основных свойств кварцевого резонатора (КР) и схем АГ, стабилизированных кварцем.
2. Исследование влияния настройки контура на режим работы АГ и частоту генерируемых им колебаний.
3. Исследование влияния коллекторного напряжения на режим работы АГ и частоту его генерации.
4. Исследование фазового сдвига в цепи обратной связи на основные характеристики кварцевых АГ.

Программа выполнения работы

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда в крайнее левое (нулевое) положение!

Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф.

2. Ознакомиться со схемой стенда и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем выводимой на жидкокристаллический дисплей информации.

3. Собрать схему АГ с КР в цепи обратной связи, поставив переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 3. Зарисовать

полученную схему АГ. В соответствии с описанием лабораторного стенда установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В, эквивалентное сопротивление контура $R_{ЭК}$ максимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7, S8$ - разомкнуты), переключатель τ должен находиться в положении 0. Провести исследование схемы АГ с КР в цепи обратной связи

3.1. Изменяя управляющее напряжение на варикапе ($E_{упр}$), добиться максимальной амплитуды выходного напряжения АГ U_K . Снять зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерируемых колебаний от резонансной частоты колебательной системы АГ. Для этого, в начале, снять зависимость частоты генерируемых колебаний от значения управляющего напряжения в схеме АГ без кварцевой стабилизации (см. п.4.1 часть 1), установить связь между резонансной частотой колебательной системы АГ f_p и величиной $E_{упр}$. При этом

считать, что частота генерации f_g равна резонансной частоте колебательной системы f_p . Полученную зависимость использовать при исследовании всех схем кварцевых АГ.

Измерения проводятся, в области значений $E_{упр}$, обеспечивающих наличие

генерации, начиная с максимальной амплитуды генерируемых колебаний, как в сторону уменьшения резонансной частоты колебательной системы АГ, так и в сторону ее увеличения.

Эксперимент можно провести для нескольких значений эквивалентного сопротивления контура.

3.2. Снять зависимость напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока и частоты генерации от значения напряжения коллекторного питания. Эксперимент проводится, начиная с максимально возможного значения напряжения питания E_k , в сторону его уменьшения до срыва генерации, при этом напряжение на варикапе ($E_{упр}$) необходимо установить таким, чтобы амплитуда колебаний на выходе автогенератора (U_K) была равна максимальному значению, полученному в п.п. 3. 1.

3.3. Установив значение управляющего напряжения на варикапе ($E_{упр}$) соответствующее максимальному U_K , снять зависимость напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерации от длины линии задержки в цепи обратной связи (от τ_3). Изменение длины линии задержки осуществляется переключателем τ .

Сравнить результаты экспериментов пп. 3.2 и 3.3 с аналогичными данными, полученными в п.п.4.3, 4.4 первой части лабораторной работы.

4. Собрать схему АГ с КР между базой и коллектором транзистора. Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в

положение 1. Зарисовать полученную схему АГ. В соответствии с описанием лабораторного стенда установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В и добиться возникновения генерации. При этом $E_{упр}$ должно быть минимальным, эквивалентное сопротивление контура $R_{эк}$ максимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7, S8$ - разомкнуты), переключатель τ должен находиться в положении 0.

Провести исследование схемы АГ с КР между базой и коллектором транзистора.

4.1. Исследовать чувствительность частоты генерации и режима работы транзистора АГ к значению резонансной частоты контура, включенного между эмиттером и коллектором транзистора. Изменяя $E_{упр}$, начиная с малых амплитуд генерируемых колебаний U_K , в сторону их плавного увеличения, снять зависимости $U_K, I_{K0}, f_r = f(E_{упр})$. Пользуясь зависимостью $f_r = f(E_{упр})$, построить графики $U_K, I_{K0}, f_r = f(f_r)$.

Эксперимент можно провести для нескольких значений эквивалентного сопротивления контура. Для каждого из сопротивлений следует предварительно снять соответствующую зависимость $f_r = f(E_{упр})$.

4.2. Снять зависимость напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока и частоты генерации от значения напряжения коллекторного питания E_K . Эксперимент проводится, начиная с максимально возможного значения напряжения питания E_K , в сторону его уменьшения до срыва генерации, при этом напряжение на варикапе ($E_{упр}$) необходимо установить таким, чтобы амплитуда колебаний на выходе автогенератора (U_K) была равна 0.7- 0.8 от максимального значения, полученного в п.п. 4. 1.

Эксперимент проводится для нескольких значений эквивалентного сопротивления контура.

5. Собрать схему АГ с КР между базой и эмиттером транзистора. Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 2. Зарисовать полученную схему АГ. В соответствии с описанием лабораторного стенда установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В и добиться возникновения генерации. При этом должно быть минимальным, эквивалентное сопротивление контура $R_{эк}$ максимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7, S8$ - разомкнуты), переключатель τ должен находиться в положении 0. Изменяя $E_{упр}$ добиться возникновения колебаний и провести исследование схемы АГ с КР между базой и эмиттером транзистора, повторив эксперименты, аналогичные п.п. 4.1, 4.2.

Часть 3. Исследование прямого метода формирования сигнала с ЧМ

Цель работы:

1. Исследование статической модуляционной характеристики (СМХ) АГ.
2. Исследование амплитудной динамической модуляционной характеристики (АДМХ) АГ.
3. Исследование частотной динамической модуляционной характеристики (ЧДМХ) АГ.

Программа выполнения работы

1. Установить ручки всех потенциометров лабораторного стенда **в крайнее левое (нулевое) положение!**

2. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф.

3. Ознакомиться со схемой стенда и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем выводимой на жидкокристаллический дисплей информации.

4. Собрать емкостную трехточечную схему АГ при включении транзистора по схеме с "заземленной базой". Для этого поставить переключатель ТИП СХЕМЫ в положение 4 и зарисовать полученную схему АГ. В соответствии с описанием лабораторного стенда установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В, эквивалентное сопротивление контура $R_{эк}$ максимальным (кнопки R_{H1} , R_{H2} и ключи $S7, S8$ разомкнуты), переключатель τ должен находиться в положении 0.

4.1 Снять СМХ АГ, т.е. зависимости напряжения на контуре, постоянной составляющей коллекторного тока транзистора и частоты генерации от значения управляющего напряжения, подаваемого на варикап. Построить зависимость $f_r = f(E_{упр})$.

4.2 Снять АДМХ АГ, т.е. зависимости девиации частоты Δf от амплитуды модулирующего сигнала $U_{мод}$ при постоянной частоте модулирующего напряжения. Для этого однократным нажатием кнопки ВКЛ в поле ГЕНЕРАТОР G1 замкнуть ключ S1. Изменяя $E_{упр}$, добиться генерации на частоте, близкой к 2000 кГц, с помощью кнопки установки частоты генератора G1 установить частоту модулирующего сигнала $F_{мод}=2$ кГц и снять зависимость Δf , $f_r = f(U_{мод})$.

Амплитуду модулирующего сигнала изменять от 0 до максимально возможного значения с помощью потенциометра уровня сигнала генератора G1. По полученным зависимостям построить графики и сравнить с данными, полученными в п. 4.1.

4.3 Снять ЧДМХ АГ, т.е. зависимости девиации частоты Δf от частоты модулирующего сигнала $F_{мод}$ при постоянной амплитуде модулирующего напряжения $U_{мод}$ обеспечивающей линейную модуляцию. Эксперимент проводится при частоте генерации, равной 2000 кГц. Частоту модулирующего сигнала

изменять в пределах 10 Гц... 18 кГц. По полученным зависимостям построить графики.

Часть 4. Исследование неустойчивости частоты автогенераторов

Цель работы

1. Исследование кратковременной и средневременной неустойчивости частоты различных схем АГ.

2. Исследование влияния температуры кварцевого резонатора и транзистора на частоту кварцевых и бескварцевых АГ.

Программа выполнения работы

1. Включить для прогрева лабораторный стенд и осциллограф и ознакомиться с описанием лабораторного стенда.

2. Ознакомиться со схемой макета и расположением переключателей, ручек управления и разъемов для подключения осциллографа, а также с перечнем информации, выводимой на жидкокристаллический дисплей. Установить коллекторное напряжение E_k равным 8 В, эквивалентное сопротивление контура $R_{ЭК}$ максимальным. Переключатель ЗАДЕРЖКА должен находиться в положении 0.

3. Исследовать неустойчивость частоты колебаний кварцевого АГ. Эксперимент проводится для схемы с кварцевым резонатором в цепи обратной связи (переключатель ТИП СХЕМЫ в положении 3).

Установить на дисплее ЖКИ режим измерения частоты колебаний и снять зависимость кратковременной и средневременной неустойчивостей частоты колебаний АГ от времени усреднения (накопления) τ — T_n (устанавливается соответствующей кнопкой под ЖКИ). Снять зависимость $f_{cp} = f(\tau)$ и относительную неустойчивость частоты $\sigma/f_{cp} = f(\tau)$.

Время усреднения τ изменять в пределах от 0.001 до 10 с. Для каждого значения τ снять не менее 10 отсчетов f_i и вычислить среднее значение частоты $f_{cp} = 1/N \sum_{i=1}^N f(t_i, \tau)$, дисперсию $D(f_{cp}) = 1/N \sum_{i=1}^N \Delta f^2(t_i, \tau)$,

1), где $\Delta f = f - f_{cp}$, и относительную неустойчивость частоты колебаний $\sigma/f_{cp} = \sqrt{D}/f_{cp}$. Для получения каждого нового отсчета частоты при выбранном τ необходимо каждый раз перезапускать частотомер.

4. Исследование неустойчивости частоты бескварцевого АГ. Включить схему 4 и повторить эксперименты по п. 3.

5. Исследовать зависимость частоты генерации от температуры. Первоначально, включив схему АГ с КР в цепи обратной связи, настройкой колебательной системы установить максимальное значение напряжения на контуре. Далее, не изменяя $E_{упр}$, снять зависимость частоты генерации от температуры транзистора в автогенераторах, выполненных по схемам 3 и 4. Для этого включить нагрев транзистора нажатием кнопки НАГРЕВ VT и довести температуру транзистора до 60° С. Выключить нагрев и,

начиная с температуры 55°C , через каждые 5° снимать текущие показания температуры транзистора и частоты генерации поочередно для обеих схем АГ. Одновременно можно регистрировать $I_{\text{к0}}$ и $U_{\text{к}}$ в каждой из схем.

Полученные данные свести в таблицу и построить графики.

После 10-15 -минутного остывания лабораторного стенда аналогичным образом исследовать зависимость частоты генерации от температуры КР для схемы с резонатором в цепи обратной связи (схема 3). **После окончания эксперимента убедиться, что кнопки НАГРЕВ ZQ и НАГРЕВ VT выключены!**

ПРИЛОЖЕНИЕ К РАЗДЕЛУ 4

Сопротивление нагрузки ($R_{\text{эк}}$) кОм

$R_{\text{н1}}$	$R_{\text{н2}}$	схемы 1...4	схема 5
ВЫКЛ	ВЫКЛ	1,2	2,2
ВКЛ	ВЫКЛ	1,0	1Д
ВЫКЛ	ВКЛ	0,9	0,7
ВКЛ	ВКЛ	0,8	0,5

Цепь автосмещения ($R_{\text{э}}C_{\text{э}}$)

$R_{\text{э1}}$	$R_{\text{э2}}$	$R_{\text{э}}$ (кОм)	$C_{\text{э1}}$	$C_{\text{э2}}$	$C_{\text{э}}$ (мкф)
ВЫКЛ	ВЫКЛ	1,0	ВЫКЛ	ВЫКЛ	0,0018
ВКЛ	ВЫКЛ	0,7	ВКЛ	ВЫКЛ	0,05
ВЫКЛ	ВКЛ	0,5	ВЫКЛ	ВКЛ	0,1
ВКЛ	ВКЛ	0,4	ВКЛ	ВКЛ	0,15