

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Факультет компьютерного проектирования

Кафедра инженерной психологии и эргономики

ЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ

*Рекомендовано УМО по образованию в области информатики
и радиоэлектроники в качестве учебно-методического пособия для направления
специальности 1-40 05 01-09 «Информационные системы
и технологии (в обеспечении промышленной безопасности)»*

Минск БГУИР 2016

УДК 621.396.6(076)
ББК 32.844-04я73
Э45

А в т о р ы:

Н. И. Силков, М. М. Борисик, С. В. Батюков,
Т. Н. Парфенович, И. Л. Свито, К. Д. Яшин

Р е ц е н з е н т ы:

кафедра интеллектуальных систем Белорусского национального технического университета (протокол №7 от 09.02.2015);

главный научный сотрудник государственного научного учреждения «Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси», доктор технических наук, доцент Л. Д. Черемисинова

Электронные элементы систем безопасности : учеб.-метод. пособие / Э45 Н. И. Силков [и др.]. – Минск : БГУИР, 2016. – 166 с. : ил.
ISBN 978-985-543-166-5.

Посвящено вопросам анализа и расчета электрических цепей постоянного и переменного тока, анализа параметров электро- и радиосигналов, характеристик волноводов и антенн, рассмотрена схемотехника логических схем различной технологии и синтез логических схем. Основное внимание уделено методологическим основам анализа и синтеза аналоговых и цифровых схем, используемых в современном аппаратостроении.

**УДК 621.396.6(076)
ББК 32.844-04я73**

ISBN 978-985-543-166-5

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2016

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
Лабораторная работа №1. Исследование резонанса в одиночных колебательных контурах.....	5
Лабораторная работа №2. Исследование резонанса в параллельном колебательном контуре.....	14
Лабораторная работа №3. Исследование электрической цепи с взаимной индуктивностью.....	20
Лабораторная работа №4. Исследование однородной линии в установившемся режиме.....	27
Лабораторная работа №5. Исследование прямоугольного волновода и элементов на его основе.....	39
Лабораторная работа №6. Исследование зеркальной антенны.....	58
Лабораторная работа №7. Измерение параметров нагрузок и методика их согласования с линиями передачи.....	77
Лабораторная работа №8. Исследование дифракции радиоволн на отверстии в непрозрачном экране.....	99
Лабораторная работа №9. Аппаратные средства синтеза логических элементов.....	116
Лабораторная работа №10. Исследование логических элементов.....	121
Лабораторная работа №11. <i>RS</i> -триггеры и их модификации...	141
Лабораторная работа №12. <i>D</i> -триггеры.....	148
Лабораторная работа №13. <i>T</i> -триггеры.....	152
Лабораторная работа №14. <i>JK</i> -триггеры.....	156
Лабораторная работа №15. Схемные варианты построения триггеров.....	160
Литература.....	164

ВВЕДЕНИЕ

Форсированное развитие информационных узлов и систем требует от специалиста, изучающего данную дисциплину, знания возможностей практического освоения передовых систем безопасности с учетом особенностей взаимодействия человека и техники. Настоящее учебно-методическое пособие нацелено на формирование и усиление инженерной составляющей подготовки специалиста с высшим образованием. Полученные знания обучающиеся должны будут применять в своей практической деятельности.

При создании аналоговых и цифровых устройств разработчик сталкивается с проблемами использования как вновь разрабатываемых, так и готовых логических элементов для построения систем, предназначенных для сбора, хранения, обработки и распределения информации.

Проектирование электрических схем требует раскрытия их внутренней структуры и нахождения связей между внешними характеристиками логических элементов и параметрами первичных элементов схемы (радиодеталей или элементов интегральных микросхем). Это, в свою очередь, требует от специалиста знаний в области теории электрических цепей, теории сигналов и способов неискаженной передачи сигналов по цепям различной структурной и функциональной организации. При этом требуется проведение исследовательских и конструкторско-технологических работ разного уровня, в связи с чем логические элементы и схемы рассматриваются с различных точек зрения.

Специалистам-системотехникам необходимо владеть основами организации структуры и функционирования систем безопасности, разбираться в вопросах эффективности традиционных и перспективных решений в этой области. Только обладая знаниями в вопросах структурной организации и функционирования отдельных аналоговых и логических схем, можно создавать новую технику – совершенную не только по техническим параметрам, но и удовлетворяющую самым высоким эргономическим требованиям.

Настоящее учебно-методическое пособие разработано в соответствии с программой курса «Активные элементы систем безопасности» и призвано помочь студентам более глубоко изучить теоретические и практические вопросы, связанные с расчетом, анализом и практическим использованием схемотехники элементов и узлов электронных схем для создания систем безопасности.

Лабораторная работа №1

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСА В ОДИНОЧНЫХ КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ КОНТУРАХ

Последовательный колебательный контур

Цель работы: экспериментальное исследование частотных и резонансных характеристик последовательного контура, влияния активного сопротивления на вид резонансных кривых. Ознакомление с настройкой последовательного контура на резонанс с помощью емкости.

Основные теоретические сведения

Резонансом напряжений называется режим работы последовательной цепи (рис. 1.1), содержащей индуктивность, емкость и активное сопротивление, при котором реактивное сопротивление цепи x равно нулю:

$$x = \omega L - \frac{1}{\omega C} = 0. \quad (1.1)$$

Ток при этом совпадает по фазе с приложенным напряжением и имеет максимальную величину.

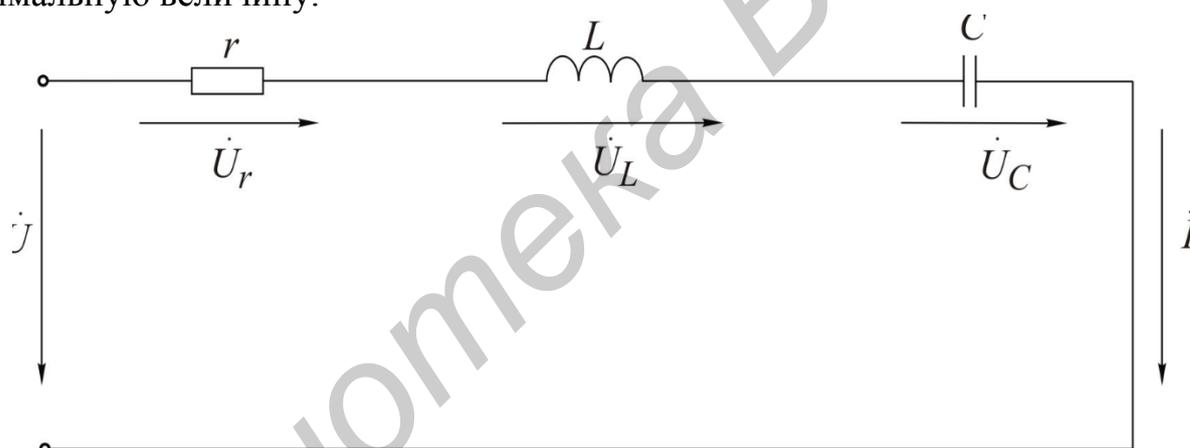


Рис. 1.1. Последовательный колебательный контур

Исследование резонанса напряжения в последовательном колебательном контуре заключается в определении резонансной частоты ω_0 и нахождении зависимостей тока в цепи напряжений на ее элементах от круговой частоты ω и циклической частоты f .

Резонансные свойства контура могут быть исследованы в зависимости от параметров L и C контура.

Резонансная угловая частота определяется из условия резонанса (1.1):

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}. \quad (1.2)$$

Резонансная циклическая частота отличается от угловой в 2π раз:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (1.3)$$

Резонансный режим цепи может быть получен путем изменения частоты приложенного напряжения ω или собственной частоты ω_0 колебательного контура, что достигается изменением параметров L и C реактивных элементов.

Значения индуктивности и емкости, при которых наступает резонанс, определяется выражениями

$$L_0 = \frac{1}{\omega^2 C}, \quad C_0 = \frac{1}{\omega^2 L}.$$

Зная параметры последовательного контура, можно рассчитать частотные характеристики реактивных сопротивлений

$$x_L(\omega) = \omega L, \quad x_C(\omega) = \frac{1}{\omega C} \quad (1.4)$$

и полного сопротивления цепи

$$Z(\omega) = \sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}. \quad (1.5)$$

Графики этих зависимостей показаны на рис. 1.2, а.

Угол сдвига фаз между током и входным напряжением также зависит от частоты:

$$\varphi(\omega) = \arctg \frac{x_L - x_C}{r} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{r}. \quad (1.6)$$

Эта зависимость называется фазочастотной характеристикой контура (рис. 1.2, б).

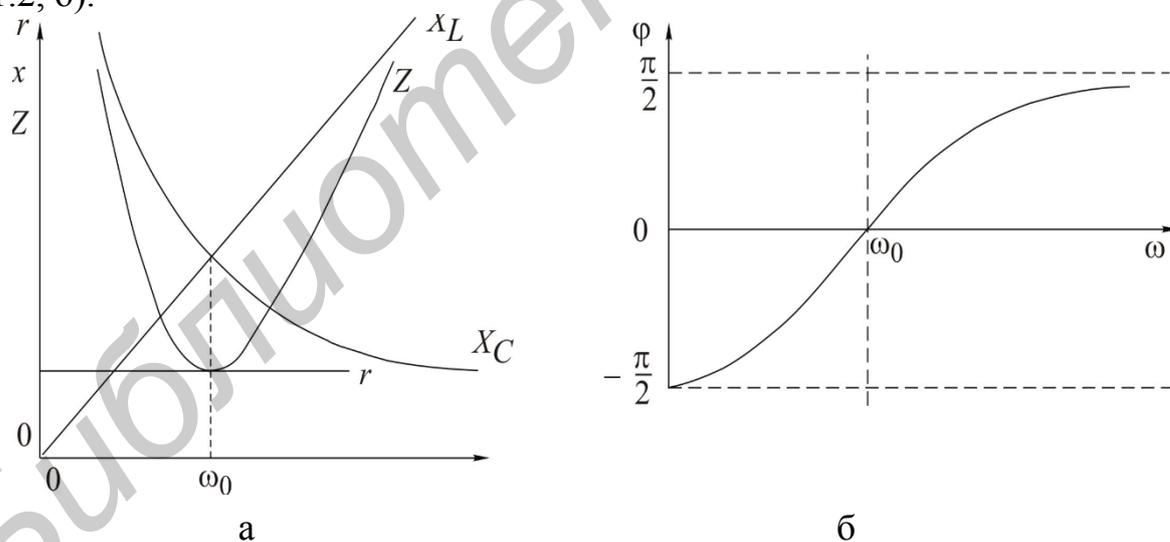


Рис. 1.2. Частотные характеристики последовательного колебательного контура

На основании приведенных частотных характеристик можно сделать вывод: полное сопротивление Z при резонансе минимально и равно активному сопротивлению контура r ; резонансная частота соответствует точке пересечения характеристик $x_L(\omega)$ и $x_C(\omega)$, напряжение и ток при резонансе

совпадают по фазе, т. е. $\varphi = 0$.

Сопrotивления емкости и индуктивности на резонансной частоте равны характеристическому сопротивлению контура:

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (1.7)$$

Отношение напряжения при резонансе на реактивном элементе (U_{L_0}, U_{C_0}) к напряжению на входе контура называется добротностью контура:

$$Q = \frac{U_{L_0}}{U} = \frac{U_{C_0}}{U}. \quad (1.8)$$

Добротность может быть определена и как отношение характеристического сопротивления к активному сопротивлению контура:

$$Q = \frac{\omega_0 L I_0}{r I_0} = \frac{\rho}{r}. \quad (1.9)$$

Таким образом, напряжение на выходе контура при резонансе в Q раз больше напряжения на входе:

$$U_0 = U_{\text{о}} = QU. \quad (1.10)$$

Величина, обратная добротности, называется затуханием контура:

$$d = \frac{1}{Q}.$$

Если параллельно емкости подключить сопротивление $r_{\text{н}}$ (рис. 1.3), то в этом сопротивлении будет рассеиваться энергия, вследствие чего добротность цепи окажется меньше добротности ненагруженного контура. Если $r_{\text{н}} \gg r$, то цепь на рис. 1.3 можно заменить эквивалентной (рис. 1.4). Добротность нагруженного контура

$$Q_{\text{э}} = \frac{\rho}{r + r_{\text{вн}}} = \frac{\rho}{r + \frac{L}{r_{\text{н}} C}} = \frac{Q}{1 + \frac{Q\rho}{r_{\text{н}}}}. \quad (1.11)$$

Если $r_{\text{н}} = \infty$, то $Q_{\text{э}} = Q$, если $r_{\text{н}} = r$, то $Q_{\text{э}} = 1$. Сопротивление нагрузки $r_{\text{н}}$ мало влияет на резонансную частоту, но сильно сказывается на эквивалентной добротности нагруженного контура.

Зависимости тока в цепи и напряжений на элементах контура от частоты называются резонансными характеристиками. При постоянной величине входного напряжения характер изменения тока определяется зависимостью полного сопротивления цепи от частоты (рис. 1.5).

С уменьшением активного сопротивления цепи добротность Q возрастает. Резонансная кривая тока при этом становится уже, а максимальное значение тока I_0 увеличивается:

$$I(\omega) = \frac{U}{Z(\omega)} = \frac{U}{\sqrt{r^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}. \quad (1.12)$$

Резонансные кривые напряжений на емкости и индуктивности, построенные по уравнениям

$$U_C(\omega) = I(\omega)x_C(\omega) = \frac{U}{\omega C \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}};$$

$$U_L(\omega) = I(\omega)x_L(\omega) = \frac{\omega LU}{\sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}}, \quad (1.13)$$

изображены на рис. 1.6.

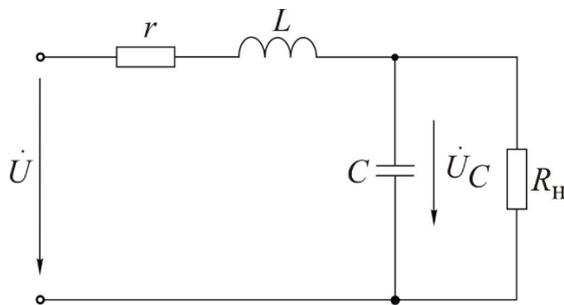


Рис. 1.3. Последовательный контур с нагрузкой

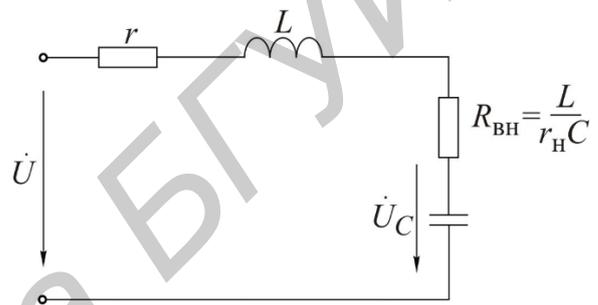


Рис. 1.4. Эквивалентная схема последовательного контура

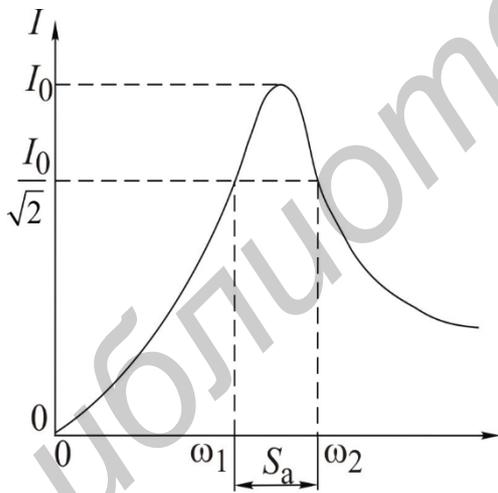


Рис. 1.5. Резонансная кривая тока

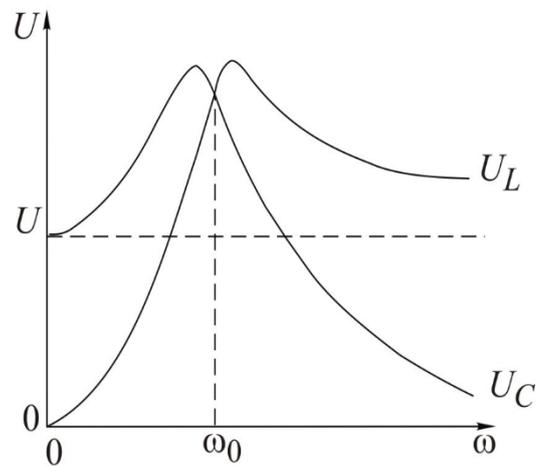


Рис. 1.6. Резонансные кривые напряжений

Напряжения на индуктивности и емкости при резонансной частоте равны. Напряжение на емкости достигает максимума при частоте ω_{0C} , меньшей, чем резонансная, а на индуктивности – при частоте ω_{0L} , большей, чем резонансная. Частоты ω_{0L} и ω_{0C} определяются по формулам

$$\omega_{0L} = \frac{\omega_0}{\sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}} = \omega_0 \sqrt{\frac{2}{2 - d^2}}, \quad \omega_{0C} = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{2Q^2}}.$$

При добротности $Q < 1/\sqrt{2}$ кривые $U_L(\omega)$ и $U_C(\omega)$ не имеют максимума. При $Q > 50$ максимумы кривых $U_L(\omega)$ и $U_C(\omega)$ практически совпадают с максимумом резонансной кривой тока.

Для сопоставления резонансных свойств различных контуров удобно пользоваться резонансными характеристиками в относительных единицах:

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{d^2} \left(\zeta - \frac{1}{\zeta} \right)^2}}, \quad (1.14)$$

$$\varphi = \text{arctg} \frac{1}{d} \left(\zeta - \frac{1}{\zeta} \right). \quad (1.15)$$

Здесь I/I_0 – относительный ток; $\zeta = \omega/\omega_0 = f/f_0$ – относительная частота. На вид резонансной амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) тока и фазовой частотной характеристики (ФЧХ) в относительных единицах влияет лишь один параметр контура – затухание d (или добротность Q). Соответствующие характеристики в относительных единицах для затухания $d = 0,5$ показаны на рис. 1.7.

Полоса частот вблизи резонанса, на границах которой ток снижается до $1/\sqrt{2}$ от максимального значения I_0 тока при резонансе, определяет абсолютную полосу пропускания контура (см. рис. 1.3): $S_a = \omega_2 - \omega_1$.

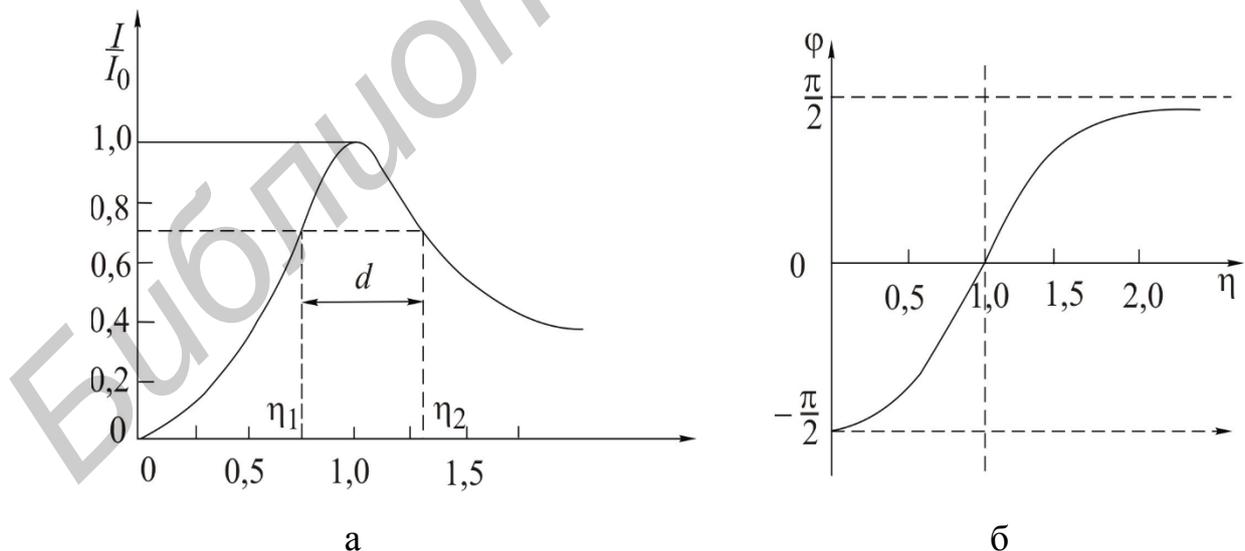


Рис. 1.7. Нормированные резонансные кривые (АЧХ и ФЧХ)

Ширина полосы пропускания в относительных единицах равна затуханию

контура d (см. рис. 1.7, а):

$$d = \frac{S_a}{\omega_0} = \frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_1}{\omega_0} = \zeta_2 - \zeta_1.$$

Зная ширину пропускания, можно определить добротность контура через угловые частоты:

$$Q = \frac{1}{d} = \frac{\omega_0}{S_a} = \frac{\omega_0}{\omega_2 - \omega_1} \quad (1.16)$$

или через значения частоты в циклических единицах:

$$Q = \frac{f_0}{f_2 - f_1}. \quad (1.17)$$

Если переменной величиной является емкость, то добротность контура определяется по формуле

$$Q = \frac{2C_0}{C_2 - C_1},$$

где C_0 – величина емкости при резонансе;

C_1 и C_2 – величины емкостей на границах полосы пропускания.

Соответствующие характеристики представлены на рис. 1.8.

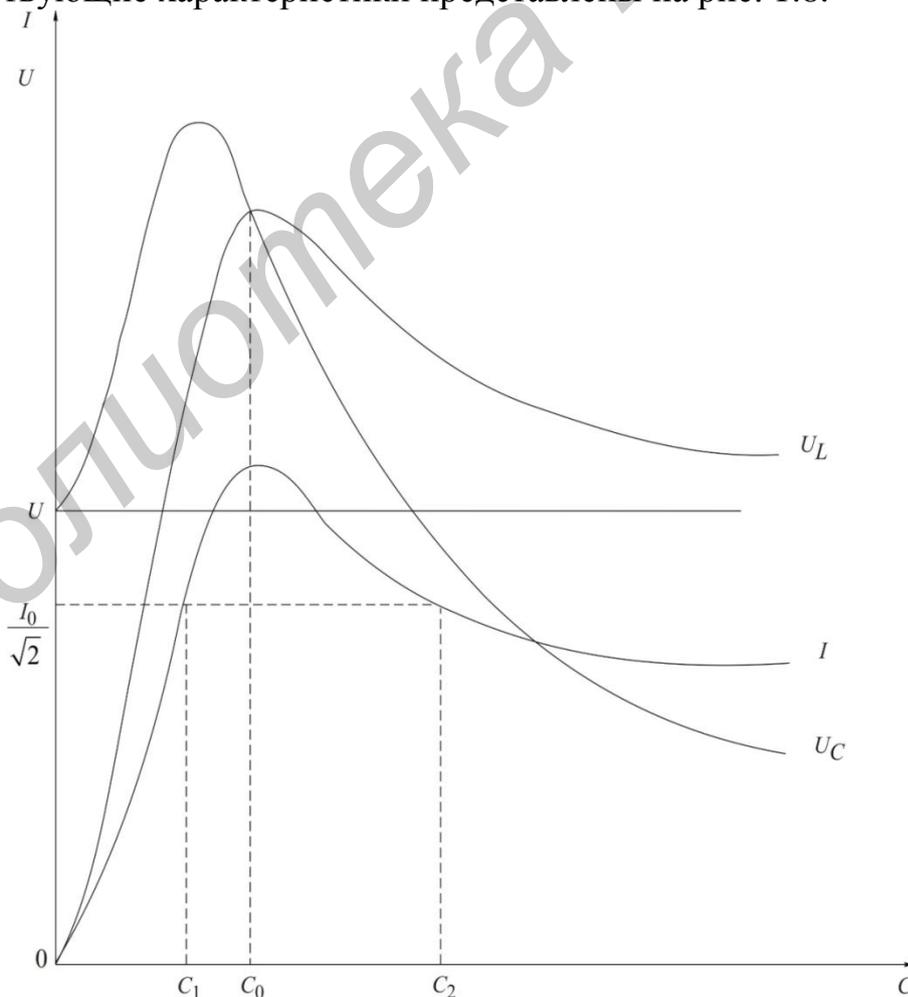


Рис. 1.8. Частотные характеристики тока и напряжений

Последовательность выполнения работы

1. Собрать схему последовательного контура из катушки и конденсатора (рис. 1.10).
2. Изменяя частоту генератора и поддерживая заданное напряжение на входе контура, определить экспериментально резонансную частоту f_0 .
3. Снять зависимости тока и напряжений на катушке и конденсаторе от частоты входного напряжения – $I(f), U_k(f), U_C(f)$. Частоту генератора изменять от 20...50 до 300 Гц. Вблизи резонансной частоты шаг изменения частоты генератора уменьшить до 10...15 Гц. Величину напряжения на входе контура поддерживать на заданном уровне. Результаты эксперимента свести в таблицу.
4. По данным п. 3 построить частотные характеристики $x_C(f), x_L(f), Z_k(f)$, определить характеристическое сопротивление ρ .
5. Построить резонансные характеристики контура $I(f), U_k(f), U_C(f)$. Пользуясь ими, определить добротность Q по формуле (1.17).
6. Определить добротность другими способами, используя:
 - а) отношение напряжения на реактивном элементе при резонансе к входному напряжению;
 - б) отношение характеристического сопротивления ρ к активному сопротивлению контура r . Сравнить результаты.
7. Построить векторные диаграммы тока и напряжений для частот $f < f_0, f = f_0$ и $f > f_0$.
8. Снять и построить зависимости $I(C), U_k(C)$ и $U_C(C)$ при частоте $f = 100$ Гц. Емкость C изменять от 0 до 20 мкФ.
9. По полученным экспериментальным данным построить АЧХ и ФЧХ последовательного контура и сравнить с соответствующими теоретическими характеристиками.

Описание лабораторного макета

Макет лабораторной работы «Исследование резонанса в одиночных колебательных контурах» выполнен в виде панели, установленной на стенде. Выбор панели осуществляется переключателем «левая панель – правая панель» в нижней части стенда. Здесь также находятся цифровой вольтметр и миллиамперметр, позволяющие измерить действующие переменные составляющие напряжения и тока в режиме АС. В нижней части панели имеются также фазометр для измерения начальных фаз токов и напряжений и ваттметр для измерения активной мощности.

Панель лабораторного макета изображена на рис. 1.9.

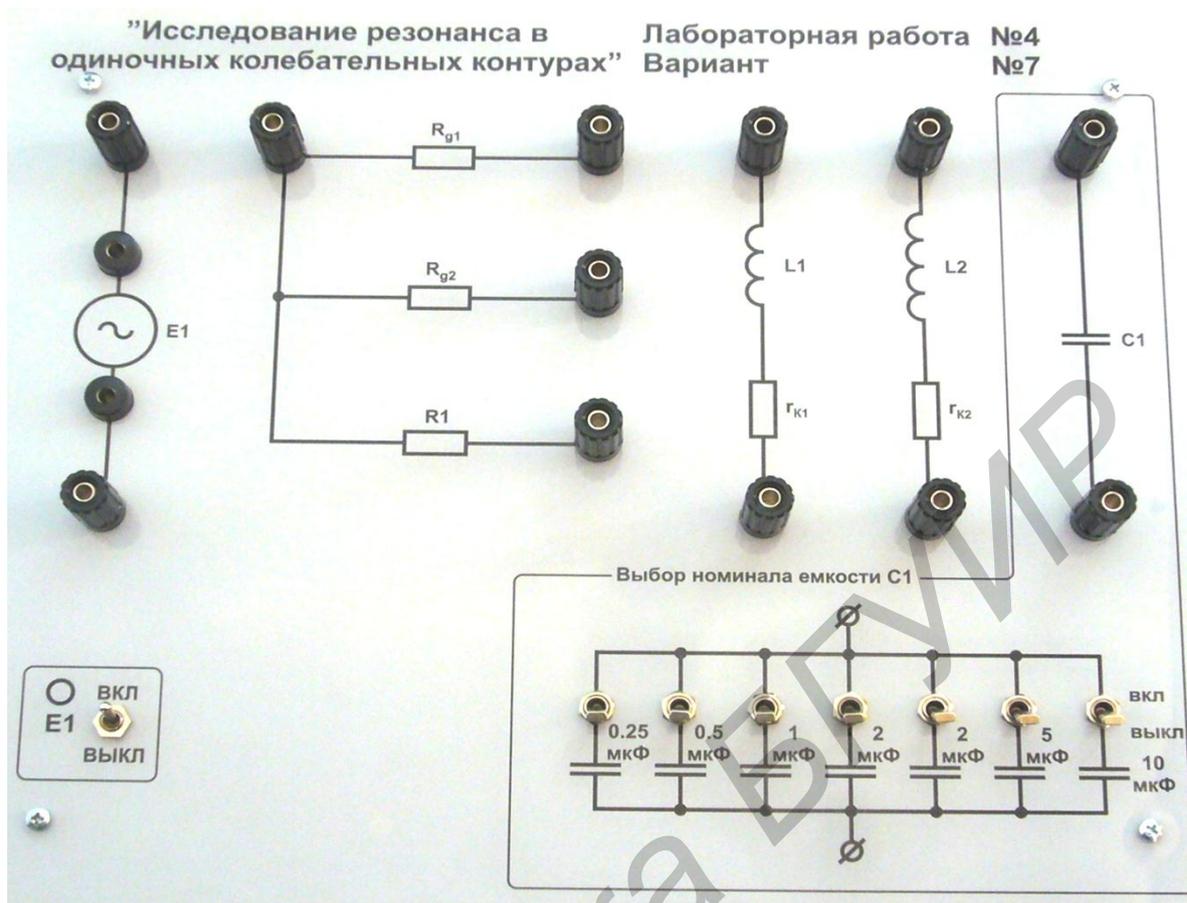


Рис. 1.9. Панель макета к лабораторной работе №1

Домашнее задание, которое надо выполнить до начала занятия:

1. Изучить раздел курса «Резонанс напряжений».
2. Для последовательного контура, состоящего из емкости C и катушки индуктивности с параметрами r_k и L_K (табл. 1.1), определить резонансные частоты ω_0 и f_0 , характеристическое сопротивление и добротность Q .
3. Используя соотношения (1.12) и (1.13) и напряжение на входе контура U , соответствующее варианту задания, рассчитать и построить резонансные кривые тока $I(f)$, напряжение на емкости $U_C(f)$ и напряжение на индуктивности $U_L(f)$.

Таблица 1.1

Номер бригады	1	2	3	4	5	6	7
$U_{ВХ}$, В	3,0	3,5	4,0	3,0	3,5	4,0	3,0
r_{k1} , Ом	29,5	29,2	29,6	29,4	29,4	29,0	42,7
L_K , мГн	228	227	232	230	228	224	409
C , мкФ	5	5,5	6	6,47	7	7,47	4,47

Указания к работе. Явление резонанса в работе исследуется в простейшей последовательной цепи, состоящей из катушки индуктивности и конденсатора (рис. 1.10).

В качестве источника синусоидального напряжения переменной частоты используется генератор сигналов (ГС). Ток в цепи измеряется миллиамперметром, а напряжения на входе цепи, на катушке индуктивности и на конденсаторе – электронным вольтметром.

Входное напряжение измеряется на входе контура (после миллиамперметра). В процессе исследования поддерживается его постоянная величина, равная значению, указанному в варианте задания.

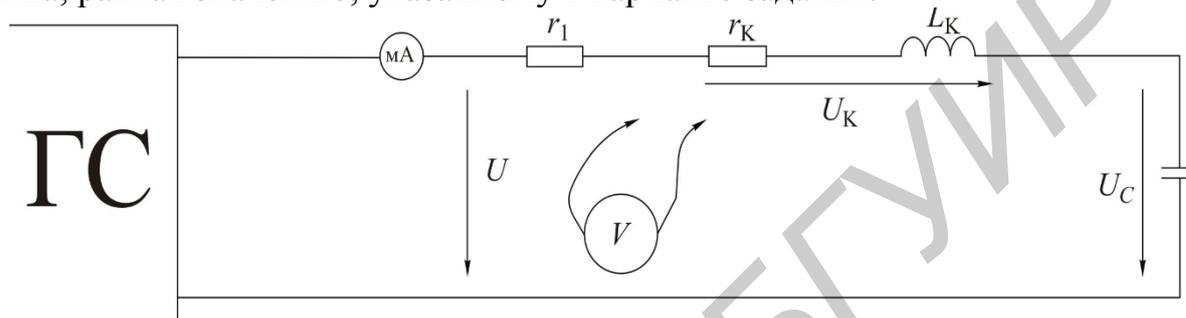


Рис. 1.10. Схема для исследования последовательного колебательного контура

Контрольные вопросы и задания

1. Назовите условия и способы получения резонанса напряжений.
2. Частотные характеристики $x_L(\omega)$, $x_C(\omega)$ и $Z(\omega)$ последовательного контура.
3. Характеристическое сопротивление ρ и добротность Q .
4. Влияние активного сопротивления контура r на резонансную кривую тока.
5. Резонансные кривые напряжений на индуктивности и емкости при изменении частоты приложенного напряжения.
6. Как определить полосу пропускания по резонансной характеристике тока?
7. Назовите способы определения добротности контура.
8. Нарисуйте векторные диаграммы тока и напряжений контура для состояний до резонанса, в момент резонанса, после резонанса.
9. Как изменяются при резонансе ток в цепи I , активная мощность, потребляемая контуром P , напряжения U_K , U_L , U_C , если сопротивление катушки r_k увеличить в два раза?
10. Как изменятся Z , I , φ , если сопротивление катушки $x = x_L - x_C = 2r_k$?
11. Назовите формулу вносимого сопротивления $r_{вн}$ для схемы рис. 1.4.
12. Изменится ли (если изменится, то во сколько раз) абсолютная ширина полосы пропускания S_a , если уменьшить в два раза: а) индуктивность; б) емкость; в) активное сопротивление катушки?

Лабораторная работа №2 ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСА В ПАРАЛЛЕЛЬНОМ КОЛЕБАТЕЛЬНОМ КОНТУРЕ

Цель работы: изучение частотных свойств параллельного колебательного контура, снятие амплитудно-частотных и фазочастотных характеристик. Усвоение методики определения параметров параллельного контура расчетным и экспериментальным путем.

Основные теоретические сведения

Многие устройства, предназначенные для формирования и обработки сигналов, не обходятся без резонансных контуров или их электронных аналогов.

Параллельный колебательный контур – это цепь, которая содержит параллельно включенные емкостную и индуктивную ветви (рис. 2.1). Активные сопротивления ветвей r_1 и r_2 определяются потерями в проводниках катушки индуктивности и в диэлектрике конденсатора.

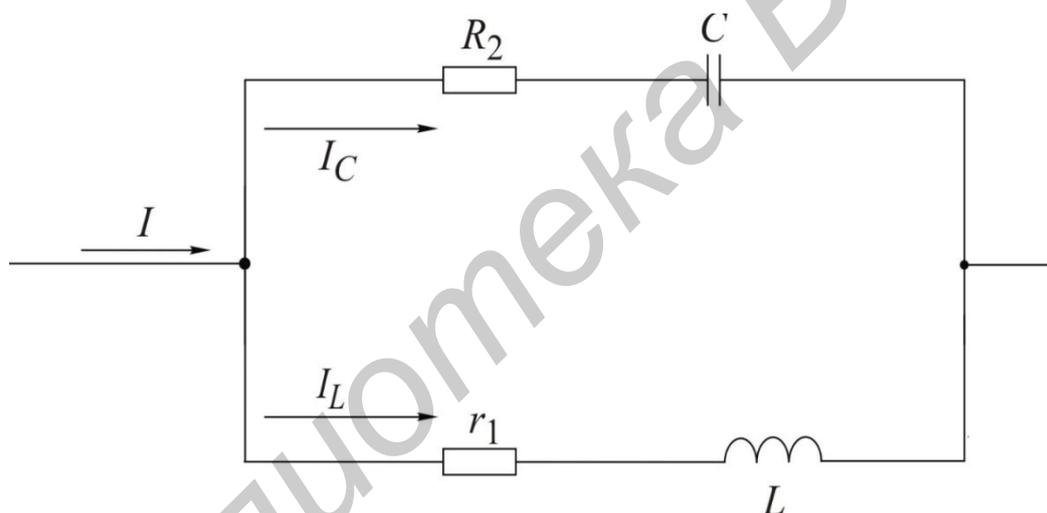


Рис. 2.1. Схема параллельного колебательного контура

Резонанс в параллельной цепи называется резонансом тока. Он имеет место при частоте ω_p , когда эквивалентная реактивная проводимость в цепи равна нулю:

$$b_3 = b_1 - b_2 = \frac{\omega_p L}{r_1^2 + \omega_p^2 L^2} - \frac{1}{r_2^2 + \frac{1}{\omega_p^2 C^2}} = 0. \quad (2.1)$$

Решая уравнение (2.1) относительно ω_p , получаем выражение резонансной частоты:

$$\omega_p = \omega_0 \sqrt{\frac{\rho^2 - r_1^2}{\rho^2 - r_2^2}}$$

Здесь $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – резонансная частота контура без потерь, т. е. при $r_1 = r_2 = 0$ она совпадает с резонансной частотой последовательного колебательного контура, составленного из тех же элементов L и C ; $\rho = \sqrt{L/C}$ – характеристическое сопротивление контура.

В радиотехнике и технике связи применяются контуры с малыми потерями, для которых $r_1 \ll \rho$ и $r_2 \ll \rho$, поэтому для таких контуров резонансную частоту можно определять по формуле

$$\omega_p = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Эквивалентное сопротивление контура при резонансной частоте

$$R_0 = \frac{\rho^2 + r_1 r_2}{r}, \text{ где } r = r_1 + r_2.$$

При анализе процессов в параллельном контуре удобно перейти от схемы на рис. 2.1 к параллельной схеме замещения, представленной на рис. 2.2, при условии $r_2 = 0$ (потери в диэлектрике конденсатора пренебрежимо малы).

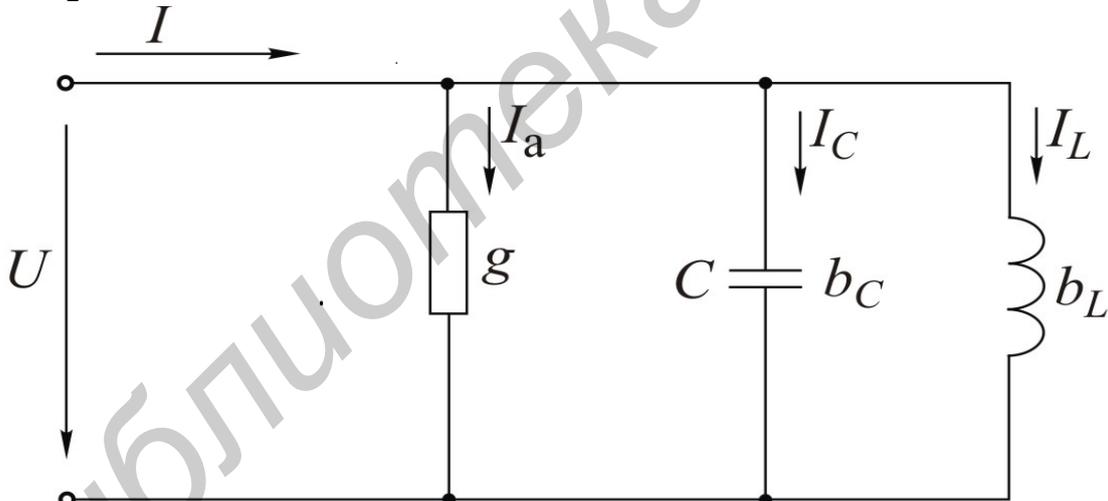


Рис. 2.2. Эквивалентная схема параллельного колебательного контура

Параметры эквивалентной схемы определяются выражениями

$$b_C = \omega C, \quad b_L = \frac{1}{\omega L}, \quad g = \frac{1}{R_0}.$$

Токи в ветвях пропорциональны соответствующим проводимостям $I_a = gU, I_L = b_L U, I_C = b_C U$.

Отношение реактивных токов I_{L_0} , I_{C_0} при резонансе к току в неразветвленной части I_0 называется добротностью параллельного контура:

$$Q = \frac{I_{L_0}}{I_0} = \frac{I_{C_0}}{I_0}.$$

Через параметры цепи добротность может быть выражена соотношением (см. рис. 2.1)

$$Q = \frac{\rho}{r_1 + r_2}.$$

Если контур питается не идеальным источником тока, а источником тока с конечным внутренним сопротивлением R_1 , то его добротность Q' ухудшается и определяется выражением

$$Q' = \frac{Q}{1 + \frac{R_0}{R_1}}.$$

При питании параллельного контура от источника тока величина общего тока I неизменна по амплитуде, а напряжение на контуре U_k будет зависеть от частоты (рис. 2.3). Резонансная характеристика этого напряжения будет иметь тот же вид, что и частотная характеристика входного сопротивления параллельного контура.

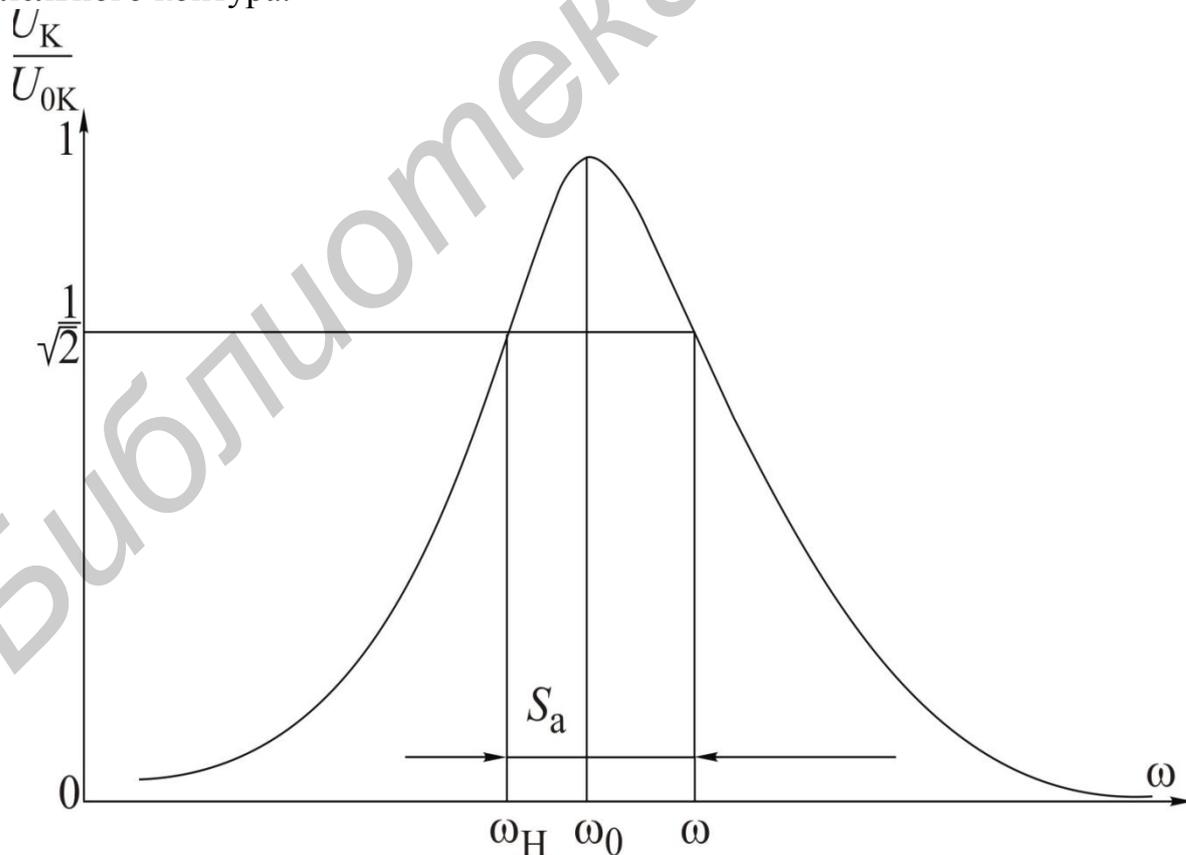


Рис. 2.3. Нормированная резонансная кривая параллельного колебательного контура

Резонансная кривая напряжения на контуре в относительных единицах определяется следующими выражениями:

$$\frac{U_k(\omega)}{U_{k_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q' \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^2}},$$

$$\frac{U_k(f)}{U_{k_0}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[Q' \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \right]^2}},$$

где $U_k(\omega)$ – напряжение на контуре при частоте ω ;

U_{k_0} – напряжение на контуре при резонансе.

Фазочастотная характеристика:

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} Q' \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right);$$

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg} Q' \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right).$$

Определив полосу пропускания S_a как ширину резонансной кривой напряжения на уровне $1/\sqrt{2}$ и резонансную частоту ω_0 , можем найти добротность Q' по соотношению

$$Q' = \frac{\omega_0}{S_a}.$$

Последовательность выполнения работы

1. Собрать схему, представленную на рис. 2.4.
2. Снять амплитудно-частотную характеристику контура при $R_d = 5,6$ кОм и $R_d = 9$ кОм. Для этого, изменяя частоту генератора, по максимуму показаний вольтметра определить резонансную частоту f_0 контура. Затем снять показания вольтметра, изменяя частоту генератора в обе стороны от резонансной. Причем вблизи f_0 частоту изменять с небольшим интервалом, затем интервал частот увеличивать. Напряжение генератора U поддерживать постоянным, равным заданному. В процессе эксперимента напряжения U и U_k измеряются электронным вольтметром в режиме АС.

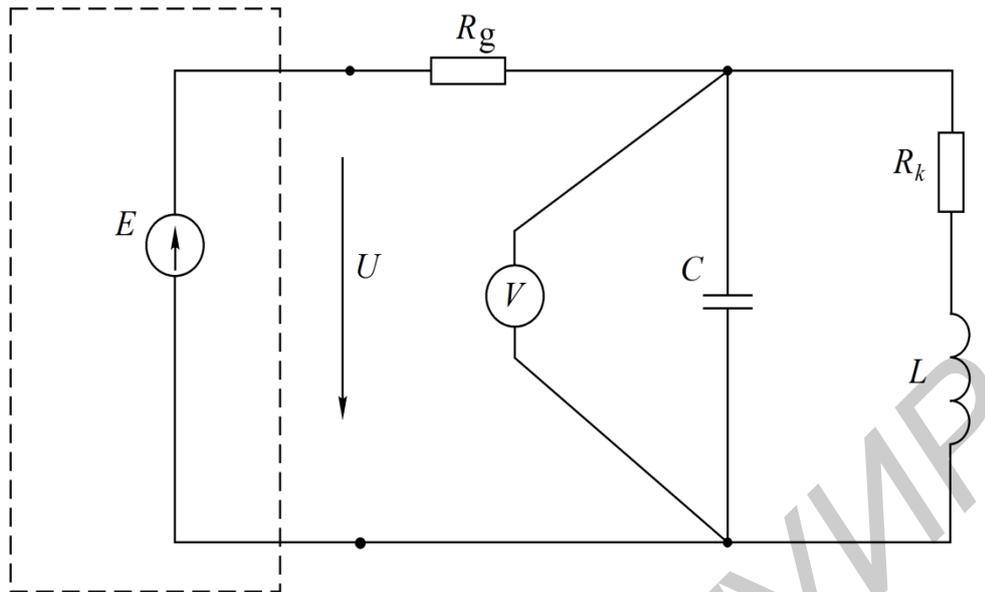


Рис. 2.4. Схема подключения параллельного колебательного контура

3. Собрать схему (рис. 2.5) и снять фазочастотную характеристику параллельного колебательного контура.

4. Построить характеристики и сравнить их с расчетными.

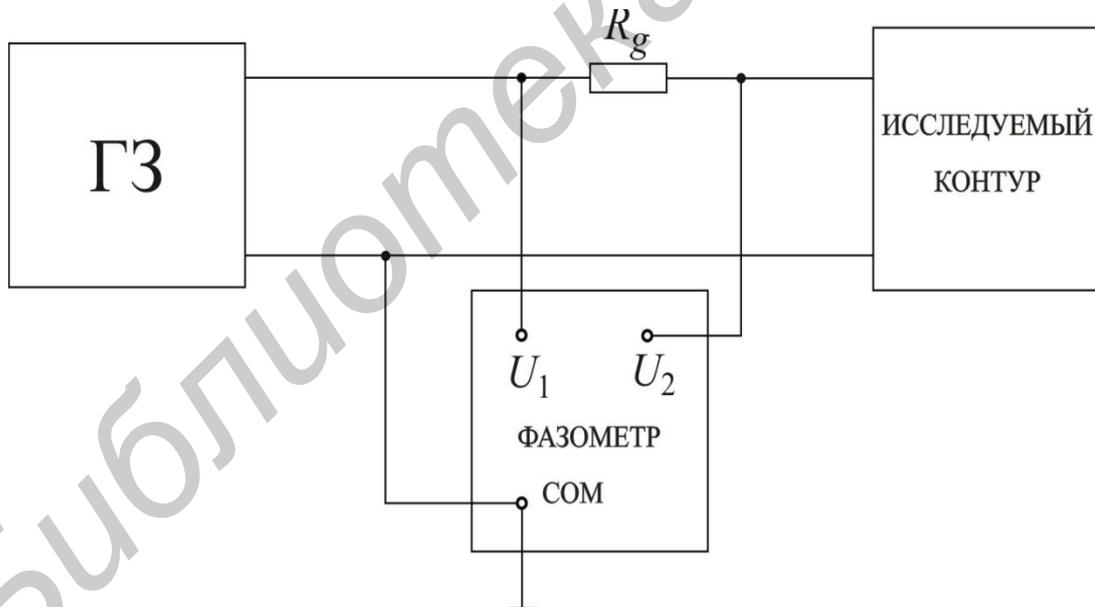


Рис. 2.5. Схема подключения фазометра

5. Вычислить:

- а) характеристическое сопротивление контура;
- б) сопротивление контура R_0 при резонансе;
- в) добротность контура по резонансной характеристике при двух значениях R_d .

Домашнее задание, которое надо выполнить до начала занятия:

1. Изучить раздел курса «Резонанс в параллельном контуре».

2. Рассчитать параметры контура f_0 , ρ , R_0 , Q' .

3. Рассчитать и построить амплитудно-частотную и фазочастотную $\varphi(f)$ характеристики контура для заданного варианта при двух значениях сопротивления R_d (табл. 2.1).

Таблица 2.1

ВАРИАНТ	C , мкФ	U , В	$R_{д1}$, кОм	$R_{д2}$, кОм	L_2 , мГ	r_{k2} , Ом
1	4,47	20	5,6	9	405	41,8
2	5,47	30	5,6	9	399	41,1
3	6,47	10	5,6	9	408	41,9
4	7,47	30	5,6	9	403	41,4
5	5,47	30	5,6	9	399	41,4
6	6,47	30	5,6	9	398	41,0
7	4,47	20	5,6	9	409	42,7

Входное сопротивление генератора синусоидального напряжения мало, и им можно пренебречь. Добавочное сопротивление R_d играет роль внутреннего сопротивления эквивалентного источника тока, т. е. $R_1 = R_d$.

Контрольные вопросы и задания

1. Почему резонанс в параллельном колебательном контуре называют резонансом токов? Каково условие резонансов токов?

2. Как определяется волновое сопротивление, резонансная частота и добротность простого параллельного контура (см. рис. 2.1)?

3. Постройте векторные диаграммы параллельного контура при частотах $\omega < \omega_0$, $\omega = \omega_0$, $\omega > \omega_0$.

4. Что такое безразличный резонанс? Назовите условия его получения.

5. При каких условиях параллельный контур считают контуром с малыми потерями?

6. Как определяется входное сопротивление параллельного контура с малыми потерями?

7. Как зависит добротность параллельного контура от величины внутреннего сопротивления источника?

8. Как зависит полоса пропускания простого параллельного контура от добротности?

Лабораторная работа №3

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ С ВЗАИМНОЙ ИНДУКТИВНОСТЬЮ

Цель работы: изучение свойств, методов расчета и определения параметров цепи переменного тока при наличии индуктивной связи между элементами цепи.

Основные теоретические сведения

Два или более элементов электрической цепи индуктивно связаны, если изменение тока в одном элементе создает ЭДС в другом. Это явление называется взаимной индукцией, а возникающая при этом электродвижущая сила – ЭДС взаимной индукции. Степень индуктивной связи двух элементов цепи характеризуется коэффициентом связи

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad (3.1)$$

где M – взаимная индуктивность элементов цепи;

L_1, L_2 – индуктивность элементов цепи.

Взаимная индуктивность, а следовательно, и коэффициент связи зависят от магнитной проницаемости среды, в которой находятся катушки, от расстояния между катушками и их взаимной ориентации.

В виде примера ниже рассматривается цепь из двух индуктивно связанных катушек, соединенных последовательно с синусоидальным источником ЭДС (рис. 3.1, а). Эта цепь описывается уравнением

$$(r_1 + r_2) \dot{I} + j\omega(L_1 + L_2 \pm 2M) \dot{I} = \dot{U}. \quad (3.2)$$

Здесь верхний знак (плюс) соответствует согласному, а нижний знак (минус) – встречному включению. Отсюда получаем эквивалентные параметры двух индуктивно связанных катушек при последовательном соединении для согласного и встречного включения:

$r = r_1 + r_2$ – эквивалентное активное сопротивление цепи;

$L_{\text{согл}} = L_1 + L_2 + 2M$ – эквивалентная индуктивность цепи при согласном включении;

$L_{\text{встр}} = L_1 + L_2 - 2M$ – эквивалентная индуктивность цепи при встречном включении.

Вычитая $L_{\text{встр}}$ из $L_{\text{согл}}$, можно получить выражение для определения взаимной индуктивности:

$$M = \frac{1}{4}(L_{\text{согл}} - L_{\text{встр}}). \quad (3.3)$$

Соотношение (3.3) положено в основу одного из методов экспериментального определения взаимной индуктивности. Используя схему на рис. 3.1, а, измеряют напряжение, приложенное к цепи, и токи при согласном

и встречном включении катушек. Так как $L_{\text{согл}} > L_{\text{встр}}$, сопротивление цепи при согласном включении больше, чем при встречном. Поэтому согласное включение катушек соответствует меньшему току, а встречное – большему.

По измеренным величинам вычисляют полные сопротивления цепи при согласном и встречном соединениях:

$$Z_{\text{согл}} = \frac{U}{I_{\text{согл}}}; \quad Z_{\text{встр}} = \frac{U}{I_{\text{встр}}}.$$

Затем с помощью омметра измеряют активные сопротивления каждой катушки, находят эквивалентное активное сопротивление всей цепи и вычисляют реактивные сопротивления цепи при согласном и встречном включениях:

$$X_{\text{согл}} = \sqrt{Z_{\text{согл}}^2 - r^2}; \quad X_{\text{встр}} = \sqrt{Z_{\text{встр}}^2 - r^2}. \quad (3.4)$$

По известной частоте источника синусоидального напряжения и реактивным сопротивлениям определяют соответствующие эквивалентные индуктивности:

$$L_{\text{согл}} = \frac{X_{\text{согл}}}{2\pi f}; \quad L_{\text{встр}} = \frac{X_{\text{встр}}}{2\pi f} \quad (3.5)$$

и по формуле (3.3) вычисляют взаимную индуктивность M .

Векторные диаграммы для последовательной цепи при согласном (рис. 3.2, а) и встречном (рис. 3.2, б) включениях строятся на основании уравнения (3.2).

В основе другого метода определения взаимной индуктивности лежит использование индуктивно связанных катушек в качестве воздушного трансформатора (рис. 3.1, б) в режиме холостого хода ($I_2 = 0$).

Для определения M по схеме, приведенной на рис. 3.1, б, достаточно показаний вольтметра и амперметра, что вытекает из уравнения связи между напряжением на входе второй разомкнутой катушки и током первой:

$$u_2 = M \frac{di_1}{dt}; \quad \dot{U}_2 = j\omega M \dot{I}_1.$$

Взаимная индуктивность вычисляется по модулям действующих значений тока и напряжения:

$$M = \frac{U_2}{\omega I_1} = \frac{U_2}{2\pi f I_1}. \quad (3.6)$$

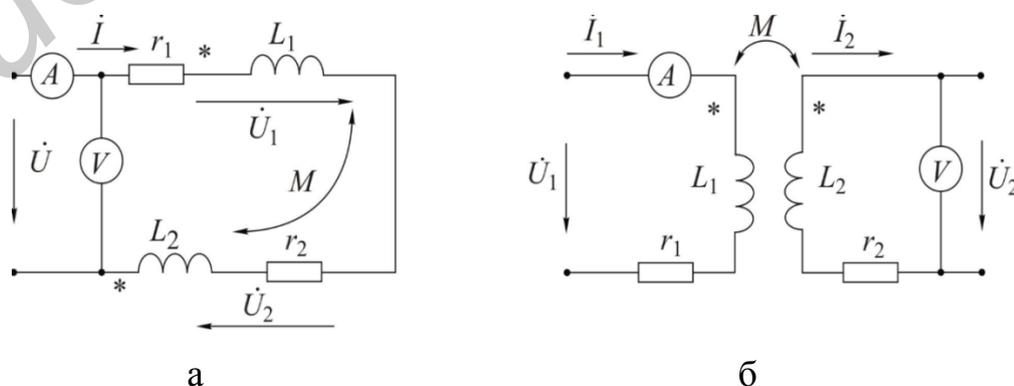


Рис. 3.1. Схемы включения индуктивно связанных катушек

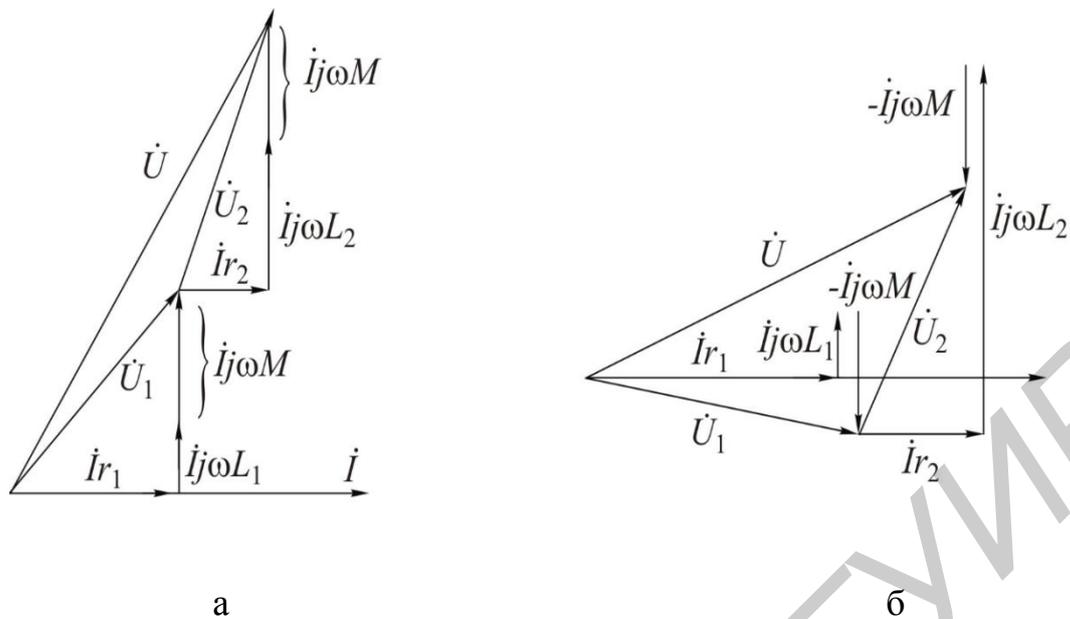


Рис. 3.2. Векторные диаграммы при согласном и встречном включениях

Если к катушке L_2 подключить сопротивление нагрузки (рис. 3.3), то во вторичной цепи появится ток \dot{I}_2 . Так как воздушный трансформатор не содержит ферромагнитного сердечника, являющегося нелинейным элементом, ток \dot{I}_2 и напряжение на нагрузке \dot{U}_2 пропорциональны входному напряжению \dot{U}_1 . Линейность – важнейшее свойство воздушного трансформатора.

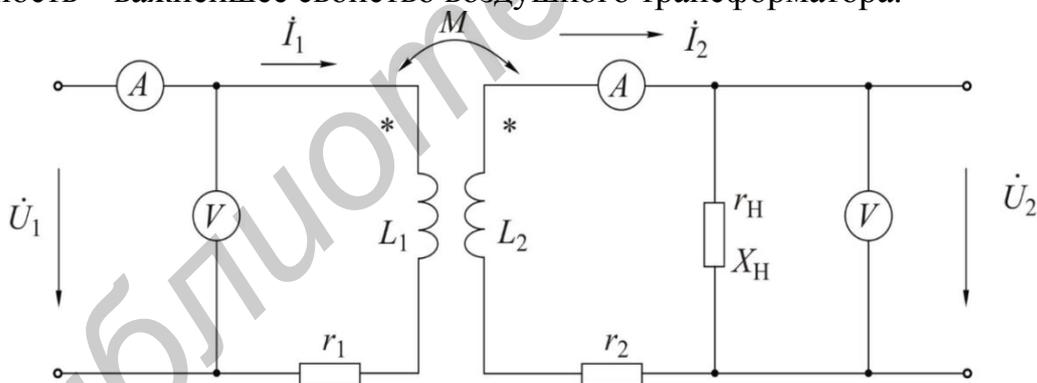


Рис. 3.3. Схема воздушного трансформатора

Уравнения, составленные по законам Кирхгофа для первичной и вторичной цепей трансформатора, записываются в соответствии с выбранными положительными направлениями токов и напряжений:

$$\begin{aligned} r_1 \dot{I}_1 + j\omega L_1 \dot{I}_1 - j\omega M \dot{I}_2 &= \dot{U}_1; \\ (r_2 + j\omega L_2) \dot{I}_2 + (r_H + jX_H) \dot{I}_2 - j\omega M \dot{I}_1 &= 0. \end{aligned} \quad (3.7)$$

На основе уравнений (3.7) может быть построена векторная диаграмма токов и напряжений первичной и вторичной цепей трансформатора. На рис. 3.4

показано построение для случая активно-индуктивной нагрузки. Исходными данными является величина тока во вторичной цепи I_2 , а также параметры нагрузки самого трансформатора. Порядок построения следующий: выбираем масштаб токов и напряжений, затем в произвольном направлении строим вектор \dot{I}_2 . Векторы активных напряжений $r_2\dot{I}_2$ и $r_H\dot{I}_2$ совпадают с \dot{I}_2 , векторы $jX_2\dot{I}_2$ и $jX_H\dot{I}_2$ опережают \dot{I}_2 на 90° . В соответствии с уравнением для вторичной цепи вектор $j\omega M\dot{I}_1$ строим как сумму напряжений вторичной цепи:

$$r_2\dot{I}_2 + jX_2\dot{I}_2 + r_H\dot{I}_2 + jX_H\dot{I}_2 = j\omega M\dot{I}_1.$$

По величине и направлению вектора $j\omega M\dot{I}_1$ определяем величину и направление вектора тока \dot{I}_1 . После построения вектора тока \dot{I}_1 строим векторы напряжений первичной цепи.

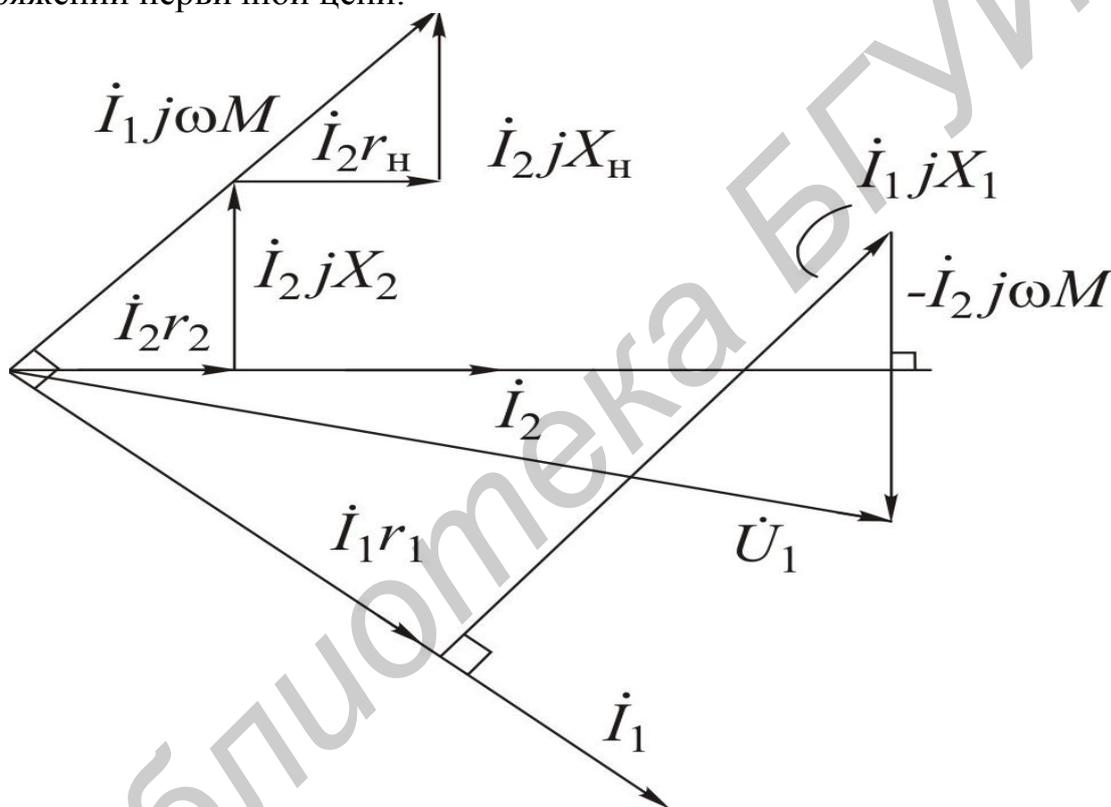


Рис. 3.4. Векторная диаграмма токов и напряжений первичной и вторичной цепей трансформатора

Последовательность выполнения работы

1. Определить индуктивность каждой катушки, считая их активные сопротивления r_1 и r_2 известными из табл. 3.4. Для этого собрать схему в соответствии с рис. 3.5, установить с помощью генератора напряжение заданной частоты на зажимах катушки и измерить ток.

Результаты измерений позволяют определить полное сопротивление первой катушки:

$$z_1 = \frac{U}{I}.$$

С другой стороны,

$$z_1 = \sqrt{r_1^2 + (\omega L_1)^2}.$$

Отсюда

$$L_1 = \frac{1}{\omega} \sqrt{z_1^2 - r_1^2}; \quad \omega = 2\pi f.$$

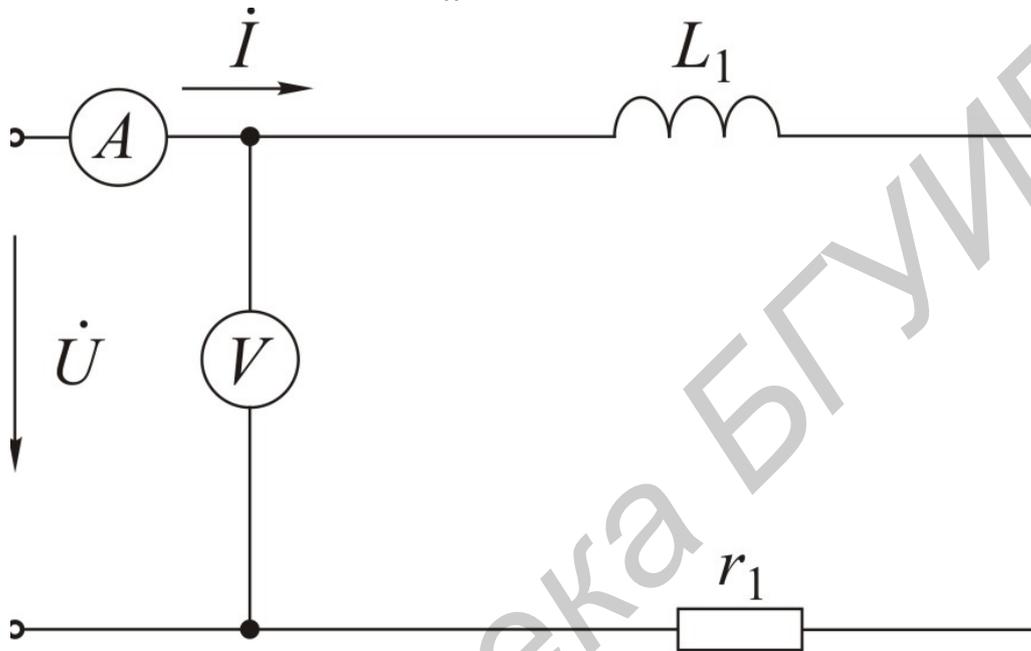


Рис. 3.5. Схема определения индуктивности катушки

По такой же методике определить индуктивность L_2 второй катушки.

Найденные значения индуктивностей сравнить с заданными и занести в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Первая катушка				Вторая катушка			
U , В	I , мА	r_1 , Ом	L_1 , мГн	U , В	I , мА	r_2 , Ом	L_2 ,

2. Определить взаимную индуктивность M на основе соотношения (3.3) и первой методики, описанной в подразд. «Основные теоретические сведения». Собрать схему согласно рис. 3.1, а. Внутреннюю катушку при этом установить параллельно наружной так, чтобы индуктивная связь была максимальной. Для перехода от согласного включения к встречному (или от встречного к согласному) изменить направление тока в одной из катушек путем переключения проводников на ее зажимах. При вычислении реактивных

сопротивлений по формулам (3.4) воспользоваться активными сопротивлениями катушек из табл. 3.4. Результаты измерений и вычислений занести в табл. 3.2.

Таблица 3.2

Тип включения	U , В	I , мА	f , Гц	z , Ом	X , Ом	L , мГн	M , мГн
Согласное							
Встречное							

Определить одноименные зажимы катушек. Нарисовать чертеж расположения зажимов и отметить на нем одноименные.

3. Исследовать влияние угла α между плоскостями катушек на взаимную индуктивность и коэффициент связи. Катушки соединить последовательно, подать на них напряжение и частоту те же, что и в предыдущих опытах.

Изменяя угол α , произвести измерение тока цепи. Полное сопротивление цепи z , реактивное сопротивление цепи X и эквивалентную индуктивность цепи L рассчитать, как в п. 2. Взаимную индуктивность определить по соотношению

$$M = \left| \frac{L - (L_1 + L_2)}{2} \right|.$$

Таблица 3.3

№ п/п	Опытные данные			Расчетные данные				
	α , град	U , В	I , мА	Z , Ом	X , Ом	L , мГн	M , мГн	K
1	0							
2	30							
3	60							
4	90							
5	120							
6	150							
7	180							

Значения индуктивностей катушек L_1 и L_2 взять из п. 1. Коэффициент связи K вычислить по формуле (3.1). Опытные и расчетные данные свести в табл. 3.3.

Построить графики зависимостей $I(\alpha)$, $M(\alpha)$, $K(\alpha)$, по графику $I(\alpha)$ определить области (углы) согласного и встречного включений.

4. Определить взаимную индуктивность M обмоток трансформатора методом холостого хода. Для этого собрать схему (см. рис. 3.1, б) (плоскости

катушек совместить), установить напряжение и частоту согласно п. 2. Измерить первичный ток и вторичное напряжение и по соотношению (3.6) определить M . Сравнить с M из п. 2.

5. Исследовать трансформатор в нагрузочном режиме. Собрать схему трансформатора с нагрузкой (см. рис. 3.3). Для получения максимальной связи внутреннюю катушку установить параллельно наружной. При заданном входном напряжении, частоте и сопротивлении нагрузки (см. табл. 3.4) измерить первичный и вторичный токи и напряжение на нагрузке. Сравнить с результатами расчета.

На основании измеренных токов, известных параметров катушек и сопротивлений нагрузки построить векторную диаграмму трансформатора.

Домашнее задание, которое надо выполнить до начала занятия:

1. Изучить раздел «Цепи с индуктивно связанными элементами».

2. Определить комплексы тока, напряжений само- и взаимной индукции катушек, напряжений на их активных сопротивлениях и комплексы полных напряжений обеих катушек (см. рис. 3.1, а). Построить полную векторную диаграмму цепи, указывая напряжения само- и взаимной индукции обеих катушек.

3. Определить токи I_1, I_2 и напряжение на нагрузке U_2 в схеме воздушного трансформатора (см. рис. 3.3).

Примечание. Параметры электрических цепей приведены в табл. 3.4.

Таблица 3.4

Вариант	Соединение катушек	Вх. напр. U , В	Частота f , Гц	Параметры катушек					Сопр. нагр., Ом
				r_1 , Ом	r_2 , Ом	L_1 , мГн	L_2 , мГн	M , мГн	
1	Согласное	6	300	20,5	19	44	40	21	40
2	Встречное	7	300	8	18,5	40	44	21	100
3	Согласное	9	500	18,3	18,9	38,5	43,4	23	40
4	Встречное	10	500	23	19	38	41	22	100
5	Встречное	8	400	15,5	14,5	35	38	22	60
6	Согласное	8	400	17	17	36	40	20	70

Контрольные вопросы

1. Какие способы применяются для экспериментального определения взаимной индуктивности?
2. Как определить одноименные зажимы индуктивно связанных катушек?
3. Почему при повороте внутренней катушки, включенной последовательно с наружной, изменяется ток в цепи?
4. Как построить векторную диаграмму воздушного трансформатора?

Лабораторная работа №4 ИССЛЕДОВАНИЕ ОДНОРОДНОЙ ЛИНИИ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

Цель работы: наблюдение основных режимов работы линии, исследование частотных свойств входного сопротивления.

Основные теоретические сведения

Анализ процессов передачи электромагнитной энергии сигналов в виде волн напряжения и тока, изучение электрических характеристик линии и, следовательно, всестороннее выявление ее передающих свойств имеют большое практическое значение.

Как известно, в качестве типового испытательного воздействия широко используется гармоническое воздействие. При гармоническом воздействии на линию значительно упрощается задача выявления передающих свойств линии, а именно: остается найти законы изменения амплитуды и фазы синусоидальных колебаний с изменением расстояния по длине линии в установившемся режиме. Кроме того, знание реакции линии на гармоническое воздействие позволяет выявить ее частотные свойства.

Режимы работы линии. Уравнения передачи линии с произвольной нагрузкой в установившемся режиме при синусоидальном воздействии имеют вид

$$\begin{aligned}\dot{U} &= \dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma x + Z_B \dot{I}_2 \operatorname{ch} \lambda x, \\ \dot{I} &= \dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma x + \frac{1}{Z_B} \dot{U}_2 \operatorname{ch} \lambda x,\end{aligned}\tag{4.1}$$

где \dot{U} , \dot{I} – комплексы напряжения и тока линии в сечении, находящемся на расстоянии x от конца линии (рис. 4.1);

\dot{U}_2 , \dot{I}_2 – комплексы напряжения и тока в конце линии;

γ – постоянная распространения;

Z_B – волновое сопротивление линии.

Уравнения (4.1) позволяют вычислить напряжение \dot{U}_1 и ток \dot{I}_1 в начале линии, если положить $x = l$, где l – длина линии.

Волновое сопротивление Z_B определяется из выражения

$$Z_B = \sqrt{\frac{r_0 + j\omega L_0}{g_0 + j\omega C_0}},$$

где r_0 , L_0 , g_0 , C_0 – первичные параметры линии;

ω – частота генератора, питающего линию.

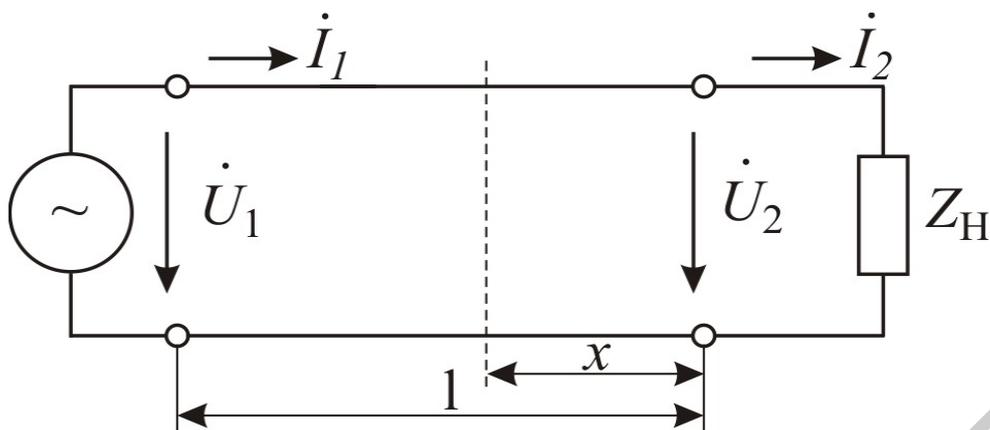


Рис. 4.1. Схема линии с произвольной нагрузкой

Постоянная распространения представляет собой величину комплексную ($\gamma = \alpha + j\beta$) и рассчитывается из выражения

$$\gamma = \sqrt{(r_0 + j\omega L_0)(g_0 + j\omega C_0)} = \alpha + j\beta,$$

где α – коэффициент ослабления;

β – коэффициент фазы.

Причем $\beta = 2\pi/\lambda$, где λ – длина волны.

Если выполняются условия $\omega L_0 \gg r_0$, $\omega C_0 \gg g_0$ (что обыкновенно имеет место на высоких частотах), то такую линию считают линией без потерь.

Для линии без потерь $Z_B = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}$, $\gamma = j\omega\sqrt{L_0 C_0} = j\beta$.

Уравнения передачи линии без потерь имеют вид

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= \dot{U}_2 \cos \beta l + j Z_B \dot{I}_2 \sin \beta l, \\ \dot{I}_1 &= \dot{I}_2 \cos \beta l + j \frac{\dot{U}_2}{Z_B} \sin \beta l. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Из уравнений передачи (4.1) следует, что входное сопротивление линии равно

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_2 \operatorname{ch} \gamma l + Z_B \dot{I}_2 \operatorname{sh} \gamma l}{\dot{I}_2 \operatorname{ch} \gamma l + \frac{1}{Z_B} \dot{U}_2 \operatorname{sh} \gamma l}. \quad (4.3)$$

Для линии без потерь из уравнений (4.2) следует

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_2 \cos \beta l + j Z_B \dot{I}_2 \sin \beta l}{\dot{I}_2 \cos \beta l + j \frac{\dot{U}_2}{Z_B} \sin \beta l}. \quad (4.4)$$

В зависимости от сопротивления нагрузки Z_H , на которое нагружена линия, могут иметь место следующие режимы работы линии:

- а) холостого хода ($Z_H = \infty, \dot{I}_2 = 0$),
- б) короткого замыкания ($Z_H = 0, \dot{U}_2 = 0$),
- в) согласованной нагрузки ($Z_H = Z_B, \dot{U}_2 = Z_B \dot{I}_2$),
- д) несогласованной нагрузки ($Z_H \neq Z_B$),
- г) чисто реактивной нагрузки ($Z_H = \pm jx$).

Коэффициент отражения по напряжению \dot{p}_u определяется из выражения

$$\dot{p}_u = \frac{Z_H - Z_B}{Z_H + Z_B},$$

где Z_H – комплексное сопротивление нагрузки;

Z_B – комплексное волновое сопротивление.

В режиме согласования отражение от конца линии отсутствует.

Распределение действующих значений напряжений и токов вдоль линии без потерь при различных режимах работы представлено на рис. 4.2 – 4.4, там же даны графики изменения входного сопротивления в зависимости от длины линии.

В режиме холостого хода (см. рис. 4.2) наблюдаются стоячие волны (волны с узлами и пучностями) вдоль линии. Уравнения в режиме холостого хода получаются из уравнений передачи линии без потерь (4.2), если принять в них $\dot{I}_2 = 0$. Аналогично и для входного сопротивления (4.4).

Если к генератору подключить разомкнутую линию длиной менее четверти длины волны, то такая линия может быть заменена емкостью. Линия длиной в четверть длины волны имеет входное сопротивление, равное нулю, т. е. ведет себя аналогично идеальному последовательному контуру, настроенному в резонанс. Линия длиной от $\lambda/4$ до $\lambda/2$ представляется индуктивностью. Линия длиной в $\lambda/2$ имеет неограниченно большое входное сопротивление, т. е. аналогична идеальному контуру, настроенному в резонанс, и т. д. Разумеется, в каждом сечении $\dot{I} = \dot{U}/Z_{ВХ}$, где $Z_{ВХ}$ – входное сопротивление линии в данном сечении.

В режиме короткого замыкания $\dot{U}_2 = 0$. Уравнения передачи и выражение входного сопротивления для этого режима получаются из (4.2) и (4.4). Соответствующие зависимости представлены на рис. 4.3.

При нагрузке линии на чисто реактивное сопротивление в линии образуются стоячие волны, так же как и в режимах холостого хода и короткого замыкания. Это очевидно, так как чисто реактивное сопротивление можно заменить эквивалентным отрезком линии, короткозамкнутым или разомкнутым в зависимости от характера реактивного сопротивления. Например, емкость можно заменить разомкнутым отрезком линии длиной $\lambda/4$, а индуктивность – короткозамкнутым отрезком линии длиной менее $\lambda/4$ и т. д.

Если нагрузка представляет собой идеальную индуктивность, то узлы и пучности смещаются влево, в сторону генератора, а при емкостной нагрузке – вправо, в сторону нагрузки (рис. 4.4).

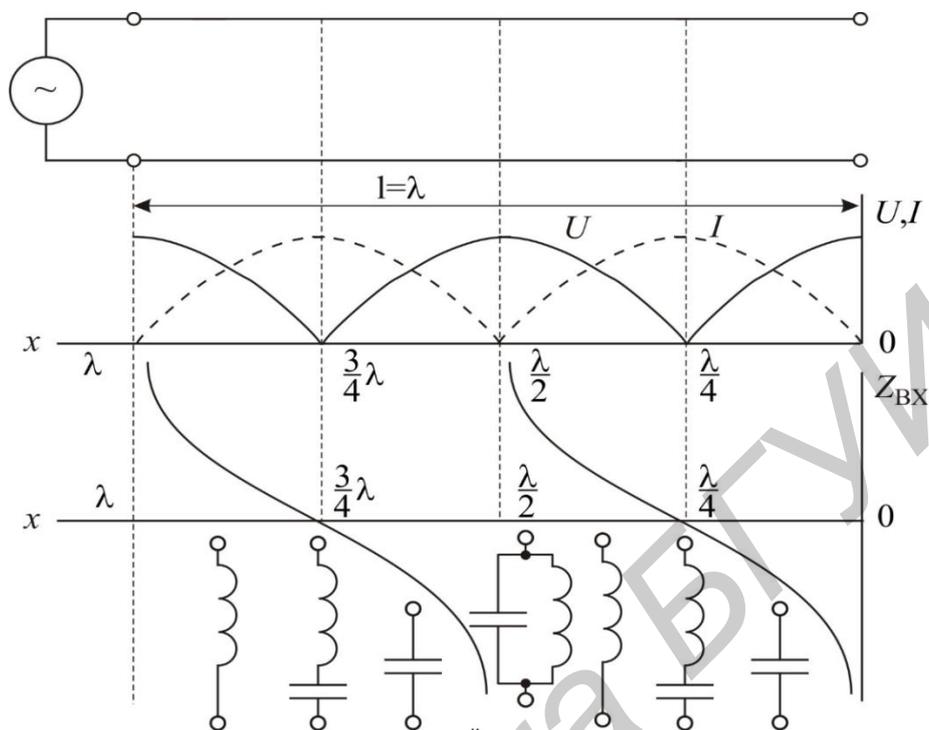


Рис. 4.2. Эпюры распределения напряжения и тока вдоль линии в режиме холостого хода

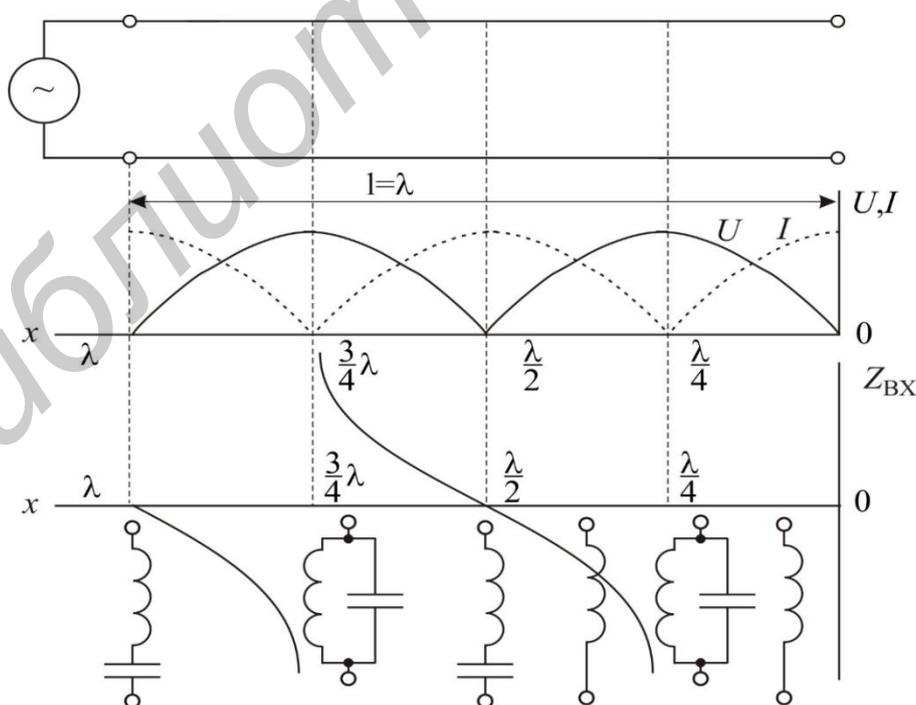
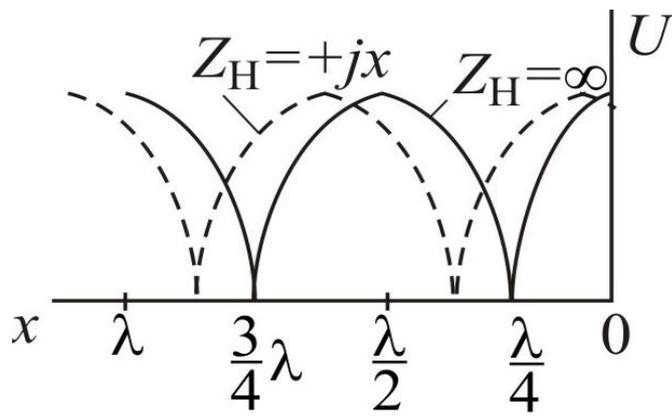
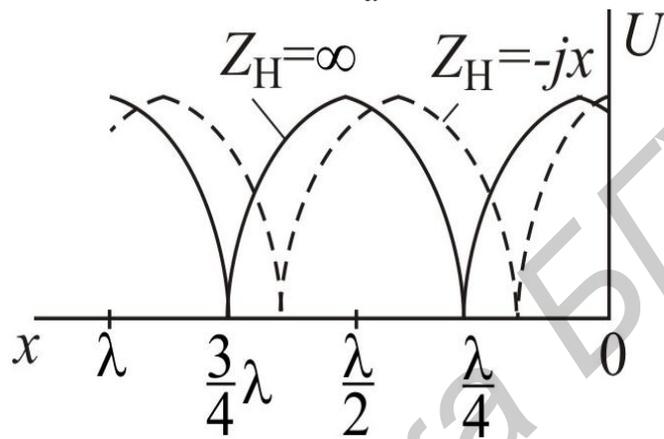


Рис. 4.3. Эпюры распределения напряжения и тока вдоль линии при различных нагрузках



а



б

Рис. 4.4. Эпюры распределения напряжения и тока вдоль линии

Следует заметить, что при наличии потерь ток и напряжение в точках линии, соответствующих узлам, не равны нулю. При $Z_H = Z_B$ в линии имеют место только падающие волны (рис. 4.5).

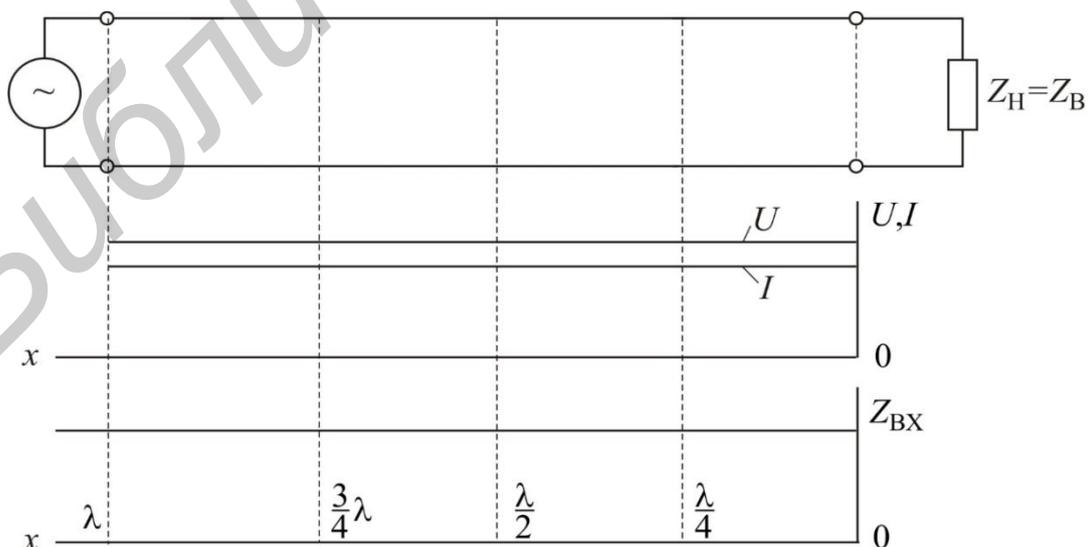


Рис. 4.5. Эпюры распределения напряжения и тока вдоль линии при согласованной нагрузке

При нагрузке линии сопротивлением, не равным волновому, в линии наблюдаются смешанные волны. Чем больше разница между сопротивлением нагрузки Z_H и волновым сопротивлением Z_B , тем больше разница между напряжением в пучности U_{\max} и во впадине U_{\min} . Если известны U_{\max} и U_{\min} , например, из эксперимента, то легко подсчитать коэффициент отражения по напряжению p_u , коэффициент бегущей волны (КБВ) и коэффициент стоячей волны (КСВ) из выражений

$$p_u = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{U_{\max} + U_{\min}};$$

$$K_B = \frac{U_{\min}}{U_{\max}}; \quad K_C = \frac{1}{K_B}.$$

Частотные свойства входного сопротивления линии в режиме холостого хода и короткого замыкания. Знание величин входных сопротивлений короткого замыкания Z_{K3} и холостого хода $Z_{ХХ}$ линии и их зависимости от длины линии и частоты дает возможность более глубоко изучить электрические свойства линии. Входные сопротивления короткого замыкания Z_{K3} и холостого хода $Z_{ХХ}$ при изменении длины линии и постоянной частоте при неизменном β или изменении частоты и неизменной длине линии будут изменяться волнообразно, причем колебания, соответствующие двум рядом находящимся максимумам или минимумам на кривой входного сопротивления, находятся в фазе, т. е. имеет место следующее равенство:

$$\left. \begin{aligned} 2\beta_1 l_1 - 2\beta_2 l_2 &= 2\pi \\ \beta_1 - \beta_2 &= \pi/l \end{aligned} \right\} \text{— при постоянной длине линии } l;$$

$$\left. \begin{aligned} 2\beta l_1 - 2\beta l_2 &= 2\pi \\ l_1 - l_2 &= \pi/\beta = \lambda/2 \end{aligned} \right\} \text{— при постоянной частоте.}$$

Последнее соотношение показывает, что максимумы (соответственно минимумы) чередуются через полволны. Аналогичные рассуждения можно провести, анализируя выражения (4.4) для входного сопротивления при произвольной нагрузке.

Частотные характеристики входного сопротивления, снятые на поврежденной линии, используются для определения места повреждения или для определения места включения какой-либо неоднородности в линии, которые вызывают волнообразное изменение входного сопротивления. Исследуя частотную характеристику входного сопротивления, можно зафиксировать два следующих друг за другом максимума или минимума, соответствующих частотам f_1 и f_2 . В этом случае

$$\beta_2 - \beta_1 = 2\pi \left(\frac{f_2}{v_2} - \frac{f_1}{v_1} \right) = \frac{\pi}{l_0},$$

где l_0 – место повреждения или место включения неоднородности.

Отсюда

$$l_0 = \frac{v_2 v_1}{2(v_1 f_2 - v_2 f_1)}.$$

При малом расхождении частот f_1 и f_2 фазовые скорости почти одинаковы: $v_1 = v_2 = v_\Phi$ и

$$l_0 = \frac{v_\Phi}{2(f_2 - f_1)}. \quad (4.5)$$

Скорость распространения электромагнитной волны заданной частоты f , т. е. фазовую скорость v_Φ можно определить, зная коэффициент фазы β :

$$v_\Phi = \frac{2\pi f}{\beta} \lambda f. \quad (4.6)$$

Коэффициент фазы β легко определяется, если известны первичные параметры линии L_0, C_0 : $\beta = \omega \sqrt{L_0 C_0}$

Последовательность выполнения работы

1. Проверить соответствие макета варианту домашнего задания (табл. 4.1).
2. Собрать цепь по схеме рис. 4.6.



Рис. 4.6. Схема лабораторной установки

3. Провести калибровку звукового генератора, подготовить к измерениям ламповый вольтметр.

4. На генераторе установить частоту f , получившуюся в п. 1 предварительного расчета (т. е. частоту, при которой на линии укладывается одна волна λ). Установить напряжение $U = 3$ В. Медленно вращая лимб «частота генератора» в обе стороны, найти в районе частоты f положение, при котором миллиамперметр показывает минимум. Найденная частота и является той частотой, при которой на линии укладывается одна волна.

5. Подключить потенциальный конец вольтметра V_2 поочередно ко всем точкам линии и снять распределение действующих значений напряжения вдоль линии. Результаты занести в табл. 4.2.

6. Уменьшить напряжение V_1 до нуля (частота, установленная на

генераторе остается без изменения), замкнутить линию на конце. Вольтметр V_2 подключить к точке 4 линии. Установить на вольтметре V_1 такое напряжение, при котором V_2 показывает $U = 3$ В (в короткозамкнутой линии в точке 4 будет пучность напряжения, поскольку на конце – узел). Измерить распределение напряжения и занести данные в табл. 4.2.

7. Замкнуть линию на сопротивление, равное волновому ($Z_H = Z_B$), на вольтметре V_1 установить напряжение $U = 3$ В. Снять зависимость $U = f(x)$.

8. Замкнуть линию на емкость. Снять зависимость $U = f(x)$.

9. То же при замыкании на индуктивность.

10. Снять зависимость входного сопротивления линии при различных режимах ($Z_H = 0$, $Z_H = \infty$, $Z_H = Z_B$) от отношения длины волны к длине линии. Для этого следует уменьшать частоту генератора, поддерживая при этом $U_1 = 2$ В = const. Устанавливать поочередно частоты f , $\frac{15}{16}f$, $\frac{14}{16}f, \dots, \frac{2}{16}f$, $\frac{1}{16}f$.

Результаты измерений занести в табл. 4.3. По измеренным значениям U и I рассчитать входное сопротивление и построить графики.

11. Уменьшить напряжение U_1 генератора до нуля. Замкнутить линию на расстоянии l_0 (согласно варианту домашнего задания), оставив в линии n_0 звеньев.

12. Установить на лимбе «частота генератора» частоту 500 Гц, $U_1 = 2$ В.

13. Увеличивая частоту, зафиксировать две следующие друг за другом частоты f_1 и f_2 , соответствующие максимальным (или минимальным) показаниям миллиамперметра.

14. По формуле (4.6) рассчитать v_ϕ .

Таблица 4.1

Вариант	1	2	3	4	5	6
L_0 , мкГн/Ом	620	630	615	600	610	615
C_0 , пФ/км	21200	20800	21000	18700	20500	20000
r_0 , Ом/км	1,1	1,2	1,0	1,0	1,0	1,2
n_0	15	14	13	12	13	12

Таблица 4.2

Длина линии	Напряжение									
	рассчитано теоретически					получено в эксперименте				
	ХХ	КЗ	$Z_H = Z_B$	$Z_H = jX$	$Z_H = -jX$	ХХ	КЗ	$Z_H = Z_B$	$Z_H = jX$	$Z_H = -jX$
1/16										
2/16										
3/16										
.....										
15/16										

15. По формуле (4.5) определить место повреждения, т. е. l_0 .

Описание лабораторного макета

Осуществление в лабораторных условиях опытов на линиях длиной в десятки и сотни километров практически возможно только при условии замены действительной линии с распределенными параметрами искусственной линией, составленной обычно из звеньев с сосредоточенными параметрами, т. е. искусственной линией задержки. Электромагнитная волна распространяется вдоль линии с конечной скоростью v_ϕ . Следовательно, искусственная линия представляет собой линию задержки, причем время задержки τ для прохождения волной всей линии данной длины определится как

$$\tau = \frac{l}{v_\phi}.$$

Линия без потерь представляет собой идеальную линию задержки, для которой

$$\tau = l\sqrt{L_0C_0},$$

так как

$$v_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_0C_0}}.$$

Искусственная длинная линия должна содержать большое количество звеньев, так как чем больше звеньев, тем более схожи процессы, происходящие в ней, с процессами моделируемой линии.

Задержка, даваемая искусственной линией, определяется из выражения

$$\tau = n\sqrt{L_0C_0},$$

где n – число звеньев;

L_0, C_0 – параметры звена.

Следовательно, искусственная линия, состоящая из n звеньев, будет эквивалентна линии такой длины, которая имеет погонную индуктивность L_0 , погонную емкость C_0 и время прохождения которой равно $n\sqrt{L_0C_0}$. Очевидно, что если время задержки, создаваемое линией, равно периоду колебаний T напряжения питающего генератора, то расстояние, проходимое сигналом за это время, равно длине волны λ . Поэтому для искусственной линии можно записать, что она эквивалентна линии длиной λ , т. е.

$$\lambda = l_{\text{ЭКВ}} = c \cdot n\sqrt{L_0C_0},$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света.

Таким образом, если к искусственной линии, состоящей из n звеньев и имеющей параметры L_0 и C_0 в каждом звене, подвести частоту $f = 1/(n\sqrt{L_0C_0})$,

то на всех звеньях линии уложится одна длина волны, а если подвести частоту вдвое меньшую, то уложится полволны и т. д.

В лаборатории исследование волновых процессов производится на многозвенной однородной цепной схеме, составленной из 16 П-образных четырехполюсников (рис. 4.7), которая моделирует линию с малыми потерями. На панели имеются дополнительная индуктивность L_H и емкость C_H , которые используются в качестве реактивной нагрузки.

От каждого звена имеется отвод, все звенья пронумерованы (0–16), причем нумерация производится с конца линии. Модель линии питается от звукового генератора, частота которого может изменяться плавно от 20 Гц до 20 кГц. Измерение напряжения вдоль линии осуществляется с помощью электронного вольтметра. Входной ток измеряется с помощью миллиамперметра магнитоэлектрической системы с выпрямителем.

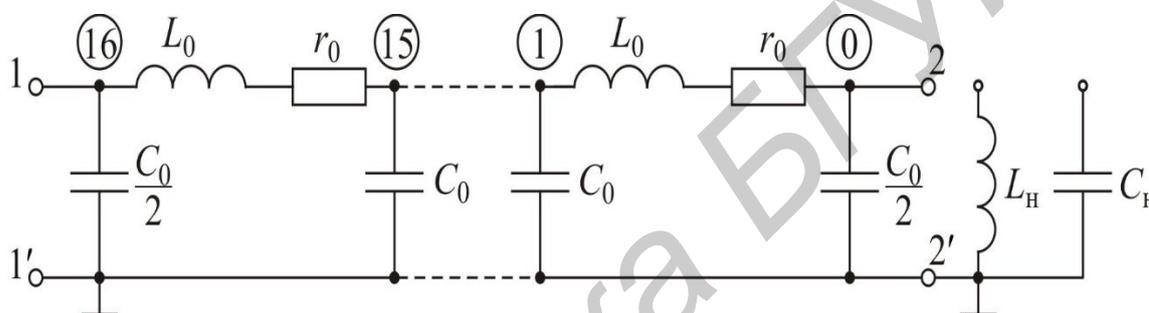


Рис. 4.7. Многозвенная однородная цепная схема

Домашнее задание, которое надо сделать до начала занятия:

1. Изучить теорию вопроса по данной теме.
2. Выполнить предварительный расчет.
3. Заполнить табл. 4.2, 4.3.

Предварительный расчет.

1. По исходным данным табл. 4.1 рассчитать длину l линии, которой эквивалентна данная искусственная линия, содержащая 16 звеньев. Определить частоту f , при которой на линии укладывается одна длина волны ($n = 16$), рассчитать длину волны λ , получающуюся при частоте f .

2. Сравнить активное сопротивление r_0 с величиной ωL_0 . Если ωL_0 окажется больше r_0 хотя бы в 5–10 раз, то такую линию можно считать линией без потерь. Активную проводимость g_0 считать пренебрежимо малой.

3. Рассчитать волновое сопротивление Z_B и постоянную γ данной линии.

4. Рассчитать и построить кривые распределения действующих значений напряжения вдоль линии для режимов холостого хода и короткого замыкания, если напряжение в пучности равно 3 В ($U_{\max} = 3$ В). Достаточно произвести расчет для одной четверти длины волны $\lambda/4$, остальная часть кривой строится

симметрично. Результаты расчета свести в табл. 4.2.

5. Рассчитать и построить зависимость входных сопротивлений холостого хода и короткого замыкания от длины линии.

6. Начертить закон распределения напряжения и входного сопротивления для случая согласованной нагрузки.

7. Построить кривые $U = f(l)$ при нагрузке линии на реактивное индуктивное и емкостное сопротивление, если $L_H = L_0$, $C_H = C_0$.

8. Рассчитать частоты, при которых на линии укладывается

$$\lambda, \frac{15}{16}\lambda, \frac{14}{16}\lambda, \dots, \frac{2}{16}\lambda, \frac{1}{16}\lambda.$$

Результаты расчета свести в табл. 4.3.

Обработать результаты измерения:

1. Построить на миллиметровке кривые напряжения вдоль линии при всех нагрузках.

2. Рассчитать p_u и K_B для всех режимов.

3. Рассчитать и построить кривые входных сопротивлений по результатам, полученным в п. 10.

4. Сравнить результаты, полученные экспериментально, с аналогичными результатами, полученными теоретически. Сделать выводы.

Контрольные вопросы

1. При каких условиях в линии существуют режимы бегущей волны, стоячих волн и смешанных волн?

2. Как определить частоты, при которых длина заданной линии равна $\lambda/4$, $\lambda/2$, λ и т. д.?

3. Как определить параметры линии опытным путем?

4. Как определить входное сопротивление линии без потерь и с потерями при различных видах нагрузки ($Z_H = \infty$, $Z_H = 0$, $Z_H \neq 0$)?

5. Каким образом определяется место повреждения или место включения неоднородности в линию?

Лабораторная работа №5 ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА И ЭЛЕМЕНТОВ НА ЕГО ОСНОВЕ

Цель работы: изучение процесса распространения и основных параметров волн в прямоугольном волноводе, экспериментальное исследование продольного распределения поля основной волны при различных нагрузках, измерение параметров волны с помощью измерительной волноводной линии, изучение конструкции, измерение параметров некоторых элементов СВЧ-трактов на основе прямоугольного волновода.

Основные теоретические сведения

Классификация волн в линиях передачи. Электромагнитные волны, т. е. совокупность неразрывно связанных переменных во времени и пространстве электрического $\vec{E} = \vec{e}_0 E_m \cos(\omega t - \beta z)$ и магнитного $\vec{H} = \vec{h}_0 H_m \cos(\omega t - \beta z)$ полей, которые могут распространяться вдоль оси регулярной линии z , определяются решением однородных уравнений Максвелла для комплексных амплитуд, удовлетворяющих граничным условиям данной линии передачи:

$$\operatorname{rot} \dot{H} = j\omega \epsilon_a \dot{E}, \quad \operatorname{rot} \dot{E} = -j\omega \mu_a \dot{H}. \quad (5.1)$$

Здесь:

\dot{H} – напряженность магнитного поля (А/м);

\dot{E} – напряженность электрического поля (В/м);

$\mu_a = \mu_0 \mu$ – абсолютная магнитная проницаемость среды;

$\mu_0 = 1,256 \cdot 10^{-6}$ Гн/м;

μ – относительная магнитная проницаемость;

$\epsilon_a = \epsilon_0 \epsilon$ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды;

$\epsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м;

ϵ – относительная электрическая проницаемость;

$\omega = 2\pi f$ – круговая частота колебаний.

Решения волновых уравнений для векторов электрического и магнитного полей в произвольной однородной передающей линии могут быть представлены в виде

$$\begin{aligned} \dot{E} &= E_m(x, y) e^{j\omega t} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}; \\ \dot{H} &= H_m(x, y) e^{j\omega t} e^{-\alpha z} e^{-j\beta z}. \end{aligned} \quad (5.2)$$

Здесь:

$E_m(x, y)$ и $H_m(x, y)$ – распределение полей в плоскости фронта волны, не зависящее от координаты z ;

$\gamma = \alpha + j\beta$ – постоянная распространения.

Величина α (дБ/м) обуславливает затухание волны вдоль оси z , β (рад/м) – фазовая постоянная (характеризует изменение фазы волны вдоль линии). При чисто мнимой величине $\gamma = j\beta$ волна распространяется вдоль линии без затухания, при чисто действительной величине $\gamma = \alpha$ распространения волны не происходит.

При $k_{\perp}^2 = 0$ векторы электромагнитного поля \vec{E} и \vec{H} лежат в плоскости поперечного сечения направляющей системы и само поле является поперечным. Волна, не имеющая составляющих \vec{E} и \vec{H} в направлении распространения ($\dot{E}_z = 0$ и $\dot{H}_z = 0$; $E_{\perp} \neq 0$ и $H_{\perp} \neq 0$), называется поперечной электромагнитной волной и обозначается символом *TEM* (Transverse Electromagnetic) или волной *T*-типа. Для волны типа *TEM* векторы \vec{E} и \vec{H} (5.3) можно записать в виде

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{e}_x E_x + \vec{e}_y E_y, & \dot{E}_z &= 0, \\ \vec{H} &= \vec{e}_x H_x + \vec{e}_y H_y, & \dot{H}_z &= 0.\end{aligned}\quad (5.3)$$

2. Для второго класса волн $\nabla_{xy}^2 \dot{E} \neq 0$, $\nabla_{xy}^2 \dot{H} \neq 0$. При этом $k_{\perp}^2 = k^2 - \beta^2 \neq 0$ и наиболее простые частные решения получаются, если $\dot{E}_z = 0$ ($\dot{H}_z \neq 0$) или $\dot{H}_z = 0$ ($\dot{E}_z \neq 0$).

Решение волновых уравнений (5.4), получаемое при $\dot{E}_z = 0$ ($\dot{H}_z \neq 0$), имеет все три составляющие магнитного поля H_x , H_y , H_z ; электрическое поле имеет только две поперечные составляющие E_x и E_y , т. е.

$$\begin{aligned}\vec{E} &= \vec{e}_x E_x + \vec{e}_y E_y, & \dot{E}_z &= 0, \\ \vec{H} &= \vec{e}_x H_x + \vec{e}_y H_y + \vec{e}_z H_z.\end{aligned}\quad (5.4)$$

Волна, описываемая выражениями (5.4), имеющая поперечные по отношению к оси линии составляющие векторов \vec{E} и \vec{H} и продольную составляющую вектора \vec{H} , называется магнитной, или поперечно-электрической, и обозначается как *TE* (Transverse Electric) – *TE*-волна, или волна *H*-типа.

Волна, имеющая поперечные составляющие векторов \vec{E} и \vec{H} и продольную составляющую вектора \vec{E} (5.4), называется электрической, или поперечно-магнитной, обозначается как *TM* (Transverse Magnetic) – *TM*-волна, или волна *E*-типа.

Существование волн *TE(H)*- и *TM(E)*-типов в линии передачи связано, как указано ранее, с выполнением условия $k_{\perp}^2 = k^2 - \beta^2 \neq 0$. При этом, если $k_{\perp}^2 > 0$, то $k^2 > k_{\perp}^2$ и постоянная распространения β являются вещественной величиной,

что соответствует волновому процессу (5.4) в линии. При $k_{\perp}^2 < 0$, т. е. $k^2 < k_{\perp}^2$, β – чисто мнимая величина и распространения этих типов волн не происходит.

Предельным, или критическим, является случай, когда

$$k^2 = k_{\perp}^2 = k_{\text{кр}}^2. \quad (5.5)$$

Соответствующие этому случаю поперечное волновое число и частота называются критическими ($k_{\text{кр}}$, $\omega_{\text{кр}}$) и связаны между собой соотношением

$$k_{\perp} = k_{\text{кр}} = \omega_{\text{кр}} \sqrt{\epsilon_a \mu_a}; \quad (5.6)$$

критическая частота

$$f_{\text{кр}} = \frac{k_{\perp}}{2\pi \sqrt{\epsilon_a \mu_a}}. \quad (5.7)$$

Критическая частота равна минимальной частоте, при которой возможно распространение волн *TE*- и *TM*-типов в направляющей системе. Критической частоте соответствует критическая длина волны:

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2\pi}{k_{\text{кр}}} = \frac{1}{f_{\text{кр}} \sqrt{\epsilon_a \mu_a}} = \frac{c}{f_{\text{кр}}}. \quad (5.8)$$

Таким образом, условием существования волн типа *TE*(*H*) и *TM*(*E*) в линии передачи является

$$f > f_{\text{кр}}; \lambda < \lambda_{\text{кр}}. \quad (5.9)$$

Из выражения $\beta = k^2 - k_{\text{кр}}^2$ после подстановки $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ и $k_{\text{кр}} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{кр}}}$ можно определить длину волны в направляющей системе (волноводе):

$$\lambda_{\text{в}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}}. \quad (5.10)$$

Фазовая скорость волны, распространяющейся в линии передачи:

$$V_{\phi} = \lambda_{\text{в}} f = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2}}. \quad (5.11)$$

При $\varepsilon = 1$, $\mu = 1$ (вакуум, воздух) $V_{\phi} > c$, зависит от частоты и определяется также формой поперечного сечения линии. Фазовая скорость определяет скорость перемещения вдоль линии поверхности постоянной фазы и в данном случае не совпадает со скоростью распространения сигнала $V_{\text{гр}}$ или энергии $V_{\text{э}}$ (рис. 5.1).

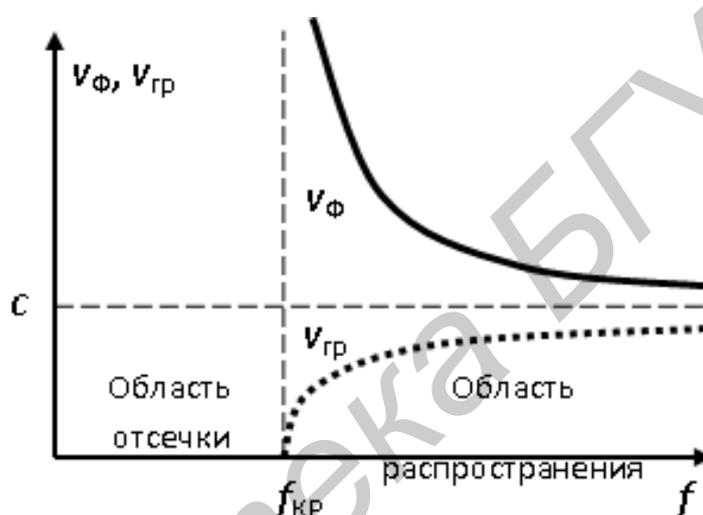


Рис. 5.1. Дисперсионные характеристики линии передачи ($\varepsilon = 1$, $\mu = 1$)

Для волн $TE(H)$ - и $TM(E)$ -типов

$$V_{\text{гр}} = V_{\text{э}} = c \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2} = c \sqrt{1 - \left(\frac{f_{\text{кр}}}{f}\right)^2} < c. \quad (5.12)$$

Электромагнитные волны в прямоугольном волноводе. Прямоугольный волновод (рис. 5.2) является одним из наиболее распространенных типов линий передачи в миллиметровом, сантиметровом, а также в коротковолновой части дециметрового диапазонов волн. Он позволяет передавать весьма значительные уровни мощности с малым затуханием, является широкополосным и механически прочным. Помимо выполнения функции канализации энергии электромагнитного поля прямоугольный волновод очень широко используется в качестве основы для построения широкого спектра устройств и узлов радиотехнического назначения.

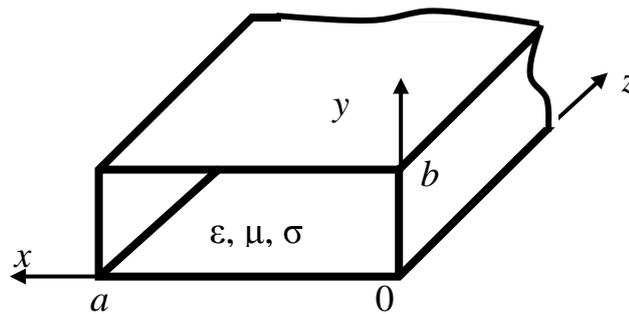


Рис. 5.2. Прямоугольный волновод

Для практических целей необходимо знать структуру, т. е. картину силовых линий электрического и магнитного полей в поперечном и продольном сечениях волновода. Весьма важно определить критическую длину волны $\lambda_{кр}$ (критическую частоту $f_{кр}$), длину волны в волноводе $\lambda_{в}$, фазовую и групповую скорости $V_{ф}$, $V_{гр}$ и другие параметры.

Знание распределения поля позволяет, например, правильно ориентировать элементы связи и возбуждения в волноводе, вычислить максимально допустимую мощность, определить затухание волны и т. д.

Волновод представляет собой полую металлическую (медь, латунь, алюминий) трубу с прямоугольной формой поперечного сечения (см. рис. 5.2). Размер по широкой стенке всегда обозначается через a , размер по узкой стенке – через b . Данный волновод жестко связан с декартовой системой координат x, y, z , как показано на рис. 5.2. Толщина стенок, если она больше нескольких десятков микрон, не влияет на распространение волны и выбирается из условия обеспечения механической прочности; ϵ, μ, σ – параметры диэлектрической среды, заполняющей полость волновода.

Основная волна в прямоугольном волноводе. Из вышесказанного следует, что по однородному волноводу в принципе может распространяться бесконечное число типов независимых одна от другой волн H_{mn} и E_{mn} . Каждому типу волны соответствует своя критическая длина волны $\lambda_{крmn}$ (5.8), определяемая значениями m и n и размерами a и b волновода. Условием распространения является неравенство $\lambda < \lambda_{крmn}$. Волна, для которой $\lambda_{кр}$ имеет наибольшую величину, называется *низшей волной* рассматриваемого волновода. При заданных размерах a и b волновода $\lambda_{кр}$ тем больше, чем меньше величина чисел m и n . Поскольку для E -волны нулевые значения этих чисел невозможны, то *низшей волной* в прямоугольном волноводе при $a > b$ является волна типа H_{10} .

На рис. 5.3 изображена шкала длин волн, на которую нанесены значения критических длин волн для волновода с поперечным сечением 23×10 мм. Из рисунка видно, что в диапазоне волн от $\lambda = 46$ мм до $\lambda = 23$ мм в волноводе

может существовать только один тип волны – H_{10} , при $\lambda < 23$ мм кроме волны H_{10} может распространяться волна H_{20} и т. д.

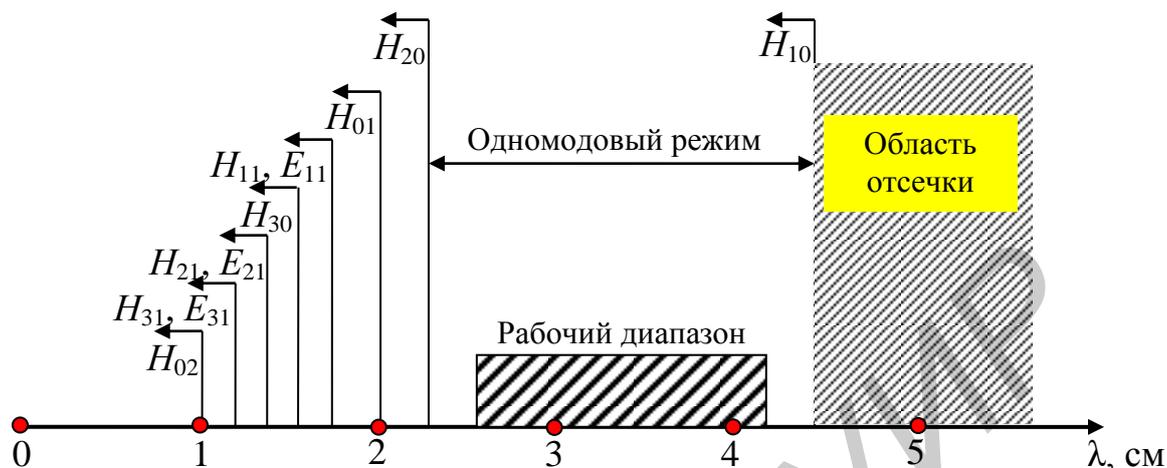


Рис. 5.3. Критические длины волн (волновод 23×10 мм)

При практическом использовании волновода в качестве передающей линии передача мощности вдоль линии должна осуществляться бегущими волнами только одного типа, т. к. передача сигнала на нескольких типах волн одной частоты ω с различными значениями λ_v , V_ϕ , V_{gr} приводит к значительным искажениям этого сигнала в нагрузке. Осуществить такой одноволновой (одномодовый) режим удобнее и эффективнее всего, используя низший тип волны H_{10} .

Существуют и другие причины, в силу которых в подавляющем большинстве волноводных устройств используется волна H_{10} :

- максимальный рабочий диапазон частот в одномодовом режиме;
- минимальные размеры поперечного сечения волновода в этом диапазоне частот;
- наименьшее затухание в сравнении с другими типами волн;
- максимальная электрическая прочность и т. д.

Таким образом, требования, предъявленные к линиям передачи, наилучшим образом удовлетворяются при работе волновода на волне H_{10} , которая называется основной волной.

Условием работы волновода на одном, основном типе волны (рис. 5.4), или условием одномодового режима, является

$$\lambda_{кр20} < \lambda < \lambda_{кр10} \quad \text{или} \quad a < \lambda < 2a. \quad (5.13)$$

Однако при значениях λ , близких к $\lambda_{кр10} = 2a$, волновод может пропускать очень малую мощность, а также резко возрастает коэффициент затухания основной волны. С другой стороны, если λ приближается к

$\lambda_{\text{кр}20} = a$, уменьшается затухание высших типов волн, возникающих на нерегулярностях в реальном тракте. Поэтому на практике вместо условий (5.13) используются условия

$$1,05a < \lambda < 1,6a. \quad (5.14)$$

Размер волновода b также влияет на электрическую прочность волновода, и затухание в его стенках выбирается немного меньше $a/2$. Окончательный выбор размеров поперечного сечения следует производить в соответствии с существующим стандартом.

Структура поля волн E- и H-типа. Структура поля – это расположение и форма силовых линий электрического и магнитного полей в волноводе. Силовая линия является пространственной кривой, касательная к которой совпадает по направлению с вектором E или H в рассматриваемой точке внутри волновода. Обычно картина силовых линий строится для фиксированного момента времени. При ее построении нужно учитывать, что линии вектора H образуют замкнутые кривые ($\text{div} \dot{H} = 0$), а линии E либо оканчиваются на поверхности идеально проводящих стенок (при этом линии E перпендикулярны стенкам), либо также образуют замкнутые петли. Линии H у поверхности стенок ориентированы по касательным к ним. Густота силовых линий пропорциональна величине вектора. Векторные линии E , лежащие в плоскости рисунка, принято изображать сплошными, векторные линии H – штриховыми. Линии E и H , перпендикулярные плоскости рисунка, представляются точками, если направлены на наблюдателя, и крестиками, если направлены от наблюдателя.

Эпюры полей, т. е. зависимости E_y , H_x , H_z от координат для некоторого момента времени, показаны на рис. 5.4, а, б.

Все составляющие векторов поля волны H_{10} не зависят от координаты y . В зависимости от координаты x поперечные составляющие поля E_y и H_x изменяются по синусоидальному закону, а продольная составляющая H_z – по косинусоидальному (см. рис. 5.4, а, б), т. е. E_y и H_x равны нулю при $x = 0$ и $x = a$ и имеют максимум в центре широкой стенки $x = a/2$, а составляющая H_z имеет максимальные противоположные по знаку значения у вертикальных стенок ($x = 0$, $x = a$) и значение, равное нулю, на середине поперечного сечения волновода ($x = a/2$).

В направлении распространения волны (вдоль оси z) составляющая H_z определяется законом косинуса ($\cos(\omega t - \beta z)$), поэтому она сдвинута относительно E_y и H_x во времени на $T/4$, а по оси z – на $\lambda_b/4$ (см. рис. 5.4, б).

Структура поля волны H_{10} показана в различных сечениях волновода на рис. 5.4.

Поскольку вектор E имеет только одну составляющую E_y , то силовые линии E представляют собой прямые, параллельные узкой стенке волновода b , которые начинаются и оканчиваются на широких стенках волновода и имеют

максимальную густоту расположения по центру этих стенок (см. рис. 5.4, в). Вектор H имеет только две составляющие H_x и H_z , т. е. магнитные силовые линии представляют собой замкнутые кривые, лежащие в плоскости, параллельной плоскости xz (см. рис. 5.4, д).

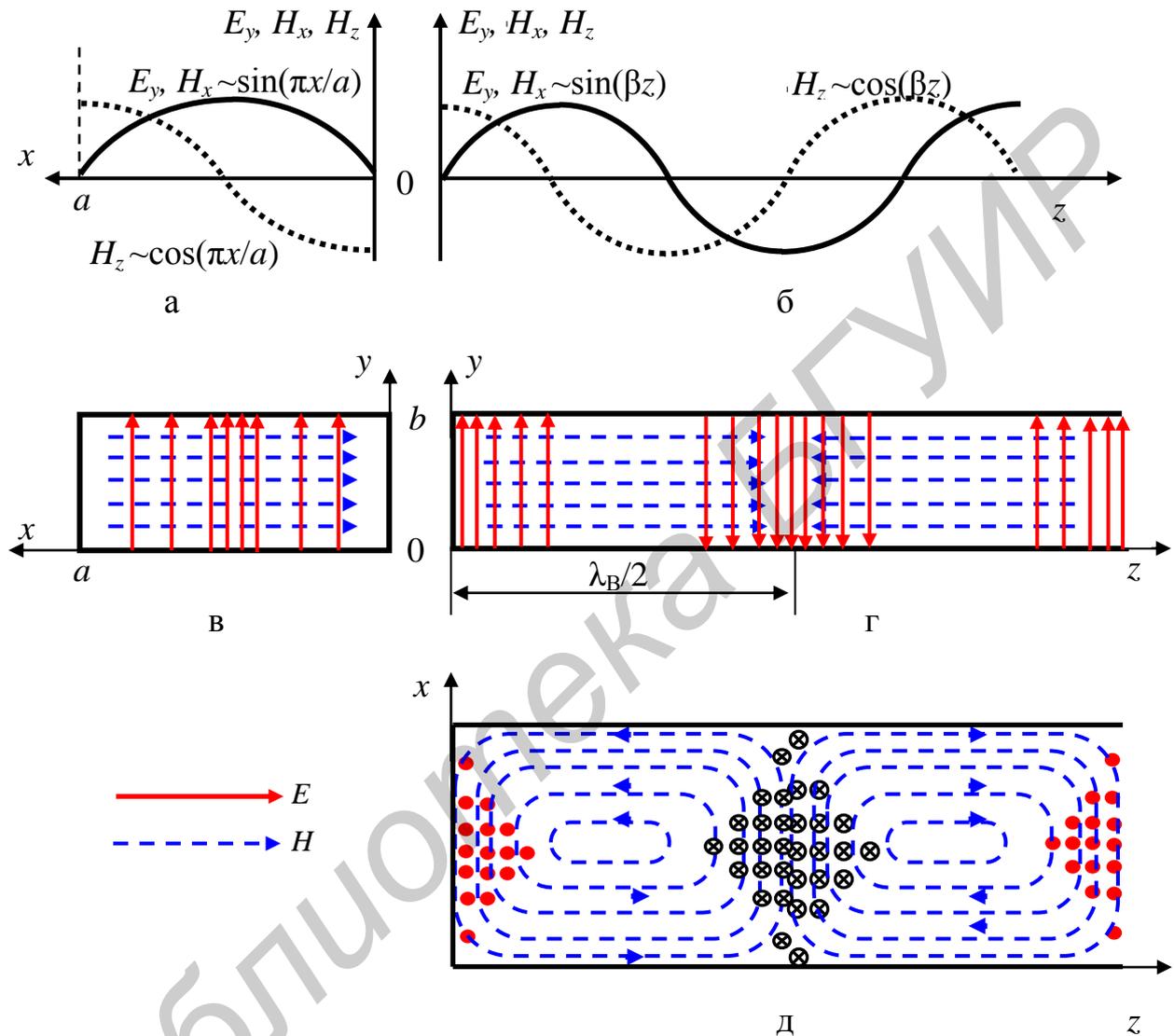


Рис. 5.4. Эпюры и структура поля волны H_{10}

С течением времени совокупность силовых линий перемещается со скоростью V_{ϕ} в направлении распространения волны (вдоль оси z).

По закону полного тока поверхностная плотность тока проводимости в каждой точке на внутренней стенке волновода численно равна тангенциальной составляющей напряженности магнитного поля и направлена перпендикулярно к ней:

$$J_{\text{пр}} = [\vec{n}_0 \vec{H}].$$

Векторные линии $J_{\text{пр}}$ образуют семейство кривых, ортогональных семейству векторных линий H на стенках, т. е. продольный ток $J_{\text{прz}}$ обусловлен поперечными составляющими магнитного поля H_x и H_y , а поперечные токи $J_{\text{прx}}$ и $J_{\text{прy}}$ определяются продольной составляющей H_z . Суммарная мгновенная структура распределения токов на стенках волновода является суперпозицией продольных и поперечных токов для волны H_{10} и имеет вид, показанный на рис. 5.5.

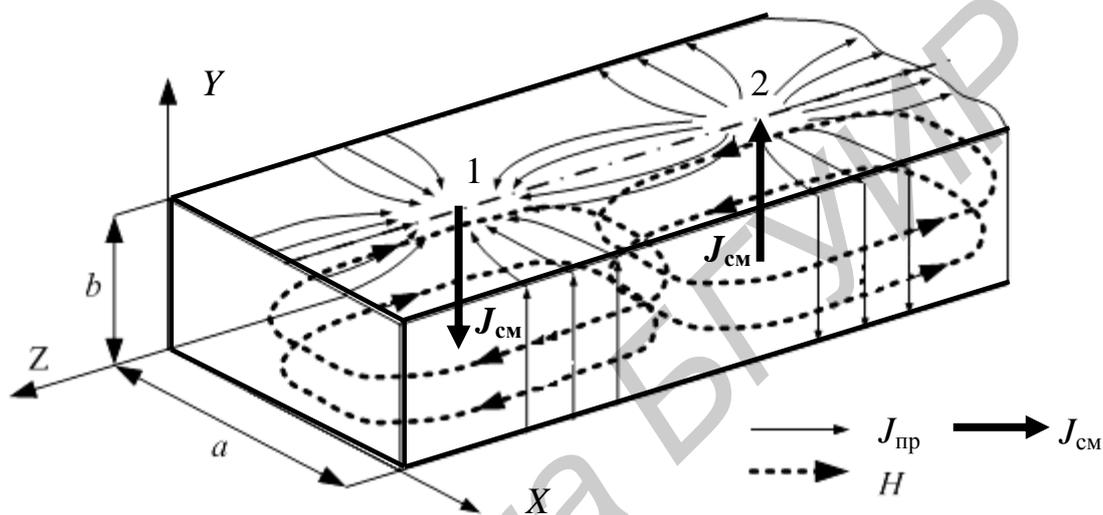


Рис. 5.5. Токи в волноводе

Согласно принципу непрерывности электрического тока в тех точках, где оканчиваются векторные линии $J_{\text{пр}}$ (точки 1, 2 на рис. 5.5), начинаются продолжающие их линии токов смещения $J_{\text{см}} = \frac{d\bar{D}}{dt}$, существующих в диэлектрике внутри волновода. Замкнутые линии магнитного поля охватывают линии $J_{\text{см}}$, причем направления линий $J_{\text{см}}$ и H , как всегда, связаны между собой по правилу правого винта.

Знание направления и величины токов в стенках волновода необходимо при решении многих практически важных задач: оценка потерь энергии в волноводе и исключение нежелательных излучений, создание элементов связи и возбуждения волноводов, щелевых антенн и др.

Режимы работы линии передачи. Каждая неоднородность линии передачи устройств представляет собой нерегулярность в волноводе, граничным условием на которой может удовлетворять лишь сложное поле, включающее кроме прямой (падающей) волны обратную (отраженную) волну, а также множество волн высших типов.

С практической точки зрения основной интерес представляет учет влияния нерегулярных элементов (нагрузок) на распространение волны основного (низшего) типа, т. к. реальные тракты проектируются, как правило, с учетом существования в них одномодового режима. При выполнении этого

условия любую линию передачи можно заменить эквивалентной двухпроводной длинной линией, а нерегулярности (нагрузки) – их эквивалентными схемами, состоящими из сосредоточенных элементов L , C и R , и использовать при ее анализе основные понятия теории длинных линий. Таким образом, реальной линии передачи, в которой распространяется определенный тип волны с напряженностями E и H , соответствует эквивалентная двухпроводная линия с напряжением U , током I , волновым сопротивлением Z_B и постоянной распространения β , равной постоянной распространения в реальной линии (рис. 5.6).

Напряжение и ток в случае однородной длинной линии без потерь в любом ее сечении z (см. рис. 5.6) можно представить в виде суммы падающей и отраженной волн:

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{отр}}(z) = \dot{U}_{m \text{ пад}} e^{j\beta z} + \dot{U}_{m \text{ отр}} e^{-j\beta z}; \quad (5.15)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_{\text{пад}}(z) + \dot{I}_{\text{отр}}(z) = \frac{1}{Z_B} (\dot{U}_{m \text{ пад}} e^{j\beta z} - \dot{U}_{m \text{ отр}} e^{-j\beta z}),$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_B}$ – фазовая постоянная;

λ_B – длина волны в линии;

Z_B – волновое сопротивление линии.

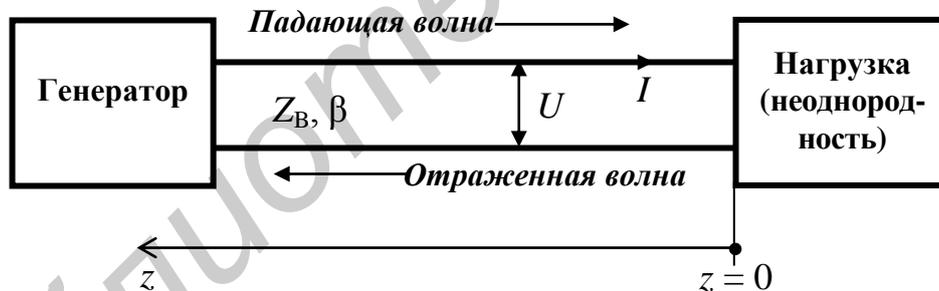


Рис. 5.6. Эквивалентная линия передачи

Комплексная амплитуда падающей волны $\dot{U}_{\text{пад}}(z)$ определяется мощностью генератора. Отношение комплексных амплитуд напряжения отраженной $\dot{U}_{\text{отр}}(z)$ и падающей волн $\dot{U}_{\text{пад}}(z)$ в данном сечении линии z зависит от нагрузки и называется коэффициентом отражения по напряжению:

$$\dot{\Gamma}(z) = \frac{\dot{U}_{\text{отр}}(z)}{\dot{U}_{\text{пад}}(z)} = \frac{U_{m \text{ отр}}}{U_{m \text{ пад}}} e^{j2\beta z} = \dot{\Gamma}_H e^{j2\beta z}, \quad (5.16)$$

где $\dot{\Gamma}_H = |\Gamma_H| e^{j\varphi_H}$ – есть комплексный коэффициент отражения от нагрузки в сечении $z = 0$, модуль и фаза которого равны

$$|\dot{\Gamma}_H| = \frac{|\dot{U}_{\text{отр } H}|}{|\dot{U}_{\text{пад } H}|}; \quad (5.17)$$

$$\varphi_H = \frac{4\pi}{\lambda_B} z_1.$$

Из выражений (5.16), (5.17) можно получить очень важное для расчета длинных линий соотношение

$$\dot{\Gamma}_H = \frac{\dot{Z}_H - \dot{Z}_B}{\dot{Z}_H + \dot{Z}_B}, \quad (5.18)$$

где $\dot{Z}_H = \frac{\dot{U}_H}{\dot{I}_H}$ – сопротивление нагрузки, включенной на конце линии ($z = 0$ мм).

Таким образом, существует простая и однозначная связь между параметрами $\dot{\Gamma}_H$ и Z_H , характеризующими существующий в длинной линии режим (5.18). Для определения коэффициента отражения на практике широко используется определенное экспериментально распределение амплитуды результирующего напряжения вдоль линии.

Амплитуда результирующего напряжения равна модулю напряжения в линии $\dot{U}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{отр}}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) [1 + \dot{\Gamma}(z)]$, который в линии без потерь определяется выражением

$$U_m(z) = U_{m\text{пад}} \sqrt{1 + |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(2\beta z - \varphi_H)}. \quad (5.19)$$

Зависимость нормированной по отношению к амплитуде падающей волны с амплитудой $U_m(z)$ от координаты z показана на рис. 5.7.

Как видно из рисунка, эта зависимость имеет периодический характер. Напряжение достигает максимума, называемого также *пучностью* поля и равного $1 + |\Gamma_H|$, в точках, где $\cos(2\beta z_n - \varphi_H) = 1$, при

$$2\beta z_n = 2n\pi + \varphi_H,$$

и минимума, называемого *узлом* поля и равного $1-|\Gamma_H|$, когда $\cos(2\beta z_n - \varphi_H) = -1$, при

$$2\beta z_n = (2n + 1)\pi + \varphi_H,$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$ – порядковый номер максимума и минимума, отсчитанного от нагрузки линии.

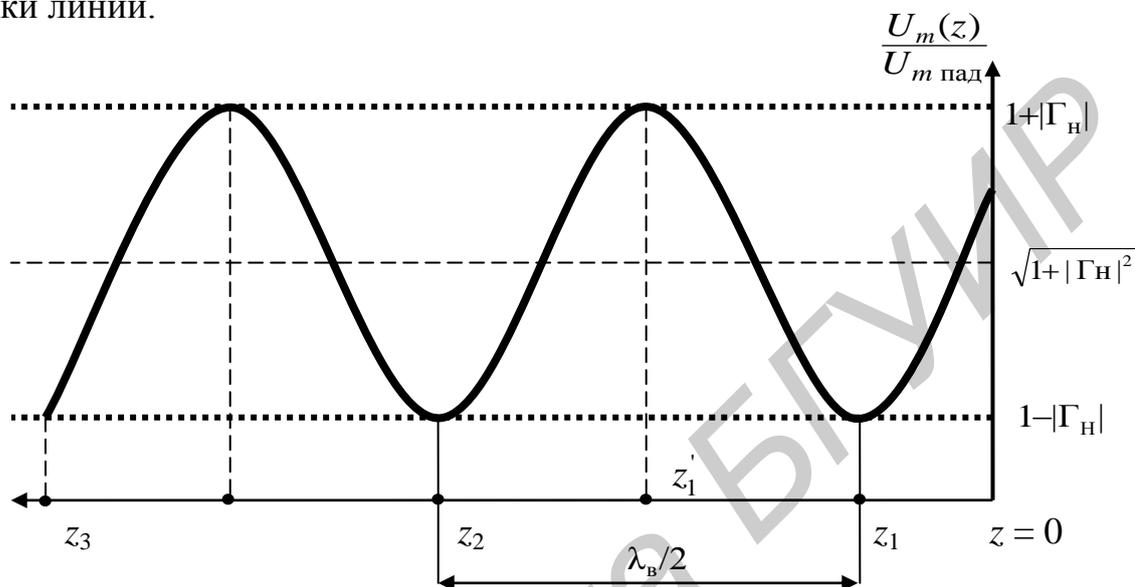


Рис. 5.7. Распределение напряжения вдоль линии

Расстояние между соседними минимумами или максимумами одинаково и равно половине длины волны в данной линии.

Практическое измерение величины Γ_H или ее модуля $|\Gamma_H|$ встречает некоторые затруднения, связанные с необходимостью физического «разделения» падающей и отраженной волн в линии передачи, поэтому для характеристики режима работы линии используется коэффициент стоячей волны (КСВ или Кс), равный отношению максимального и минимального значений напряжения (см. рис. 5.7):

$$\text{КСВ} = \frac{U_{m \max}}{U_{m \min}} = \frac{1 + |\Gamma_H|}{1 - |\Gamma_H|}. \quad (5.20)$$

Помимо КСВ используют обратную ему величину, называемую коэффициентом бегущей волны (КБВ, или Кб):

$$\text{КБВ} = \frac{1}{\text{КСВ}} = \frac{1 - |\Gamma_H|}{1 + |\Gamma_H|}. \quad (5.21)$$

По известному значению КСВ или КБВ можно определить модуль коэффициента отражения:

$$|\Gamma_{\text{н}}| = \frac{\text{КСВ} - 1}{\text{КСВ} + 1} = \frac{1 - \text{КБВ}}{1 + \text{КБВ}}. \quad (5.22)$$

Рассмотренные выше параметры (5.20)–(5.22) характеризуют режим распространения волны в длинной линии.

Если $Z_{\text{н}} = Z_{\text{в}}$, то согласно (5.22) $|\Gamma_{\text{н}}| = 0$. Согласованная с линией нагрузка, сопротивление которой чисто активно и равно волновому сопротивлению линии, не создает отраженной волны и поглощает всю мощность падающей волны. Линия с согласованной нагрузкой ведет себя подобно бесконечной регулярной линии: в ней существует режим бегущей волны, характеризуемый параметрами $|\Gamma_{\text{н}}| = 0$, $\text{КСВ} = 1$, $\text{КБВ} = 1$. Распределение напряжения вдоль линии без потерь при такой нагрузке показано на рис. 5.8, а.

Если $Z_{\text{н}} = 0$ (короткое замыкание), $Z_{\text{н}} = \infty$ (холостой ход) или $Z_{\text{н}} = \pm jX_{\text{н}}$ (сопротивление нагрузки реактивно), то величина $|\Gamma_{\text{н}}| = 1$, т. е. нагрузки полностью отражают падающую волну. В линии с такими нагрузками устанавливается режим стоячей волны, характеризуемый параметрами $|\Gamma_{\text{н}}| = 1$, $\text{КСВ} = \infty$, $\text{КБВ} = 0$ (рис. 5.8, б, в, г).

Режимы бегущей и стоячей волны являются предельными. В общем случае в линии существует так называемый режим смешанных волн, для которого $0 < |\Gamma_{\text{н}}| < 1$, $1 < \text{КСВ} < \infty$, $1 > \text{КБВ} > 0$ (рис. 5.12, д).

Измерительная волноводная линия. Для исследования поля в волноводе, измерения параметров режимов работы линии передачи и других измерений в диапазоне СВЧ широко используется измерительная волноводная линия (ИВЛ).

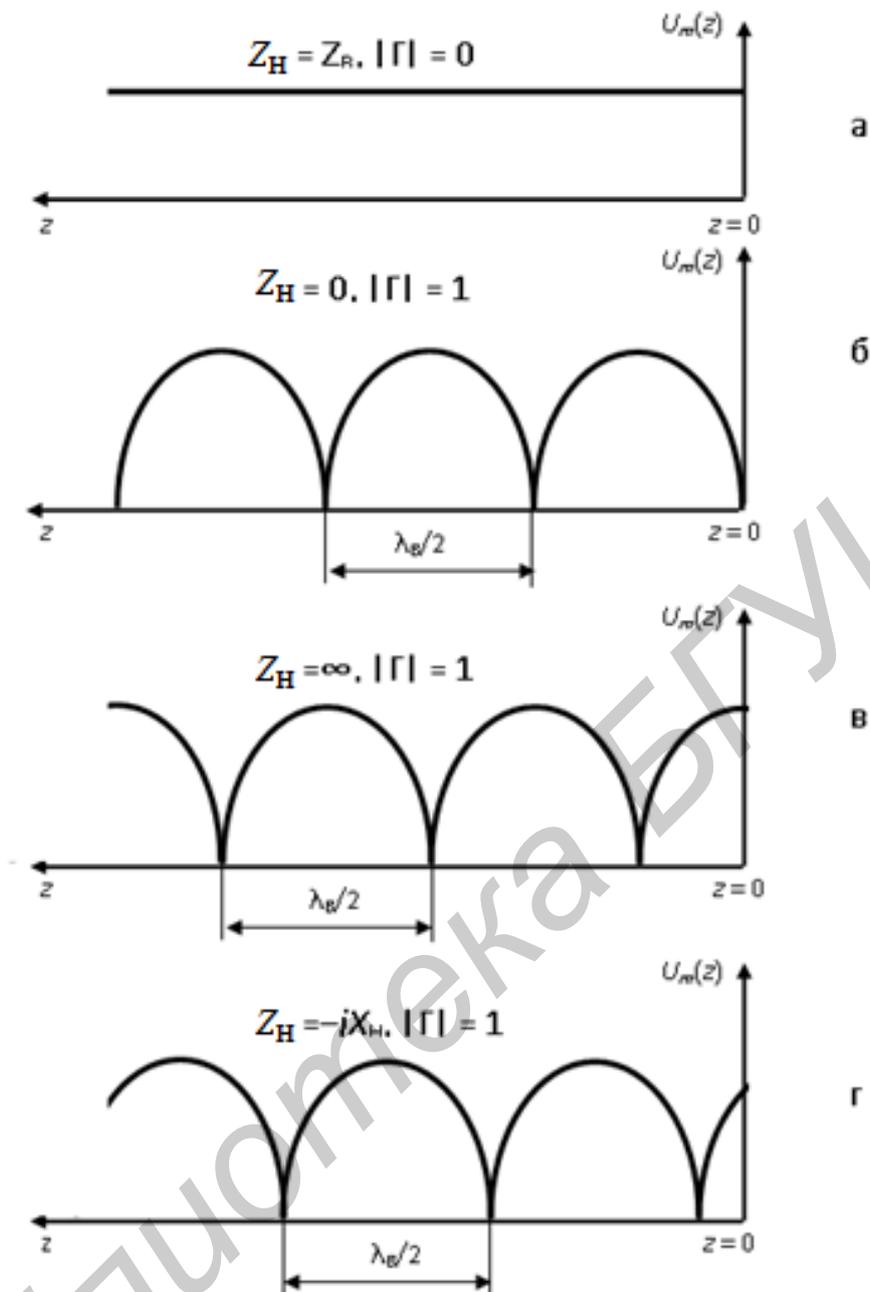


Рис. 5.8. Распределение напряжения в линии для различных нагрузок

Основой ИВЛ (рис. 5.9) является волновод 1 прямоугольного сечения, в центре широкой стенки которого прорезана узкая продольная щель 2. Щель является неизлучающей и распространению волны в линии не мешает. В щель введен тонкий металлический проводник – зонд 3, переходящий в центральный проводник коаксиальной линии 4, смонтированной на передвижной каретке. СВЧ-детектор 6, установленный в боковом отводе, согласуется с коаксиальной линией подвижным поршнем 5. Настройка ИВЛ на частоту волны, распространяющейся в волноводе, осуществляется перемещением поршня до получения максимального тока индикатора 8, подключенного к детектору через блокировочный конденсатор 7. Для отсчета координаты зонда на оси линии z

имеется шкала с нониусом, предусмотрено также изменение степени погружения зонда в волновод для регулировки чувствительности.

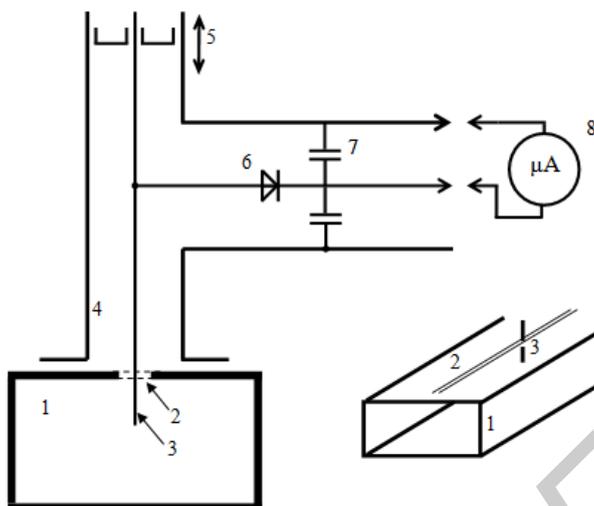


Рис. 5.9. Устройство измерительной линии

При перемещении зонда с детектором вдоль волновода непосредственно измеряется выпрямленный ток детектора, а не высокочастотное напряжение и не напряженность высокочастотного поля. Зависимость между током детектора $I_{\text{д}}$ и приложенным высокочастотным напряжением $|U|$ называется градуировочной характеристикой детектора и для стандартных СВЧ-детекторов, установленных в линии, приближается к квадратичной, если ток детектора не превышает величину 20–25 мкА, т. е. $I_{\text{д}} = a |U|^2$. В этом случае

$$\text{КСВ} = \frac{|U|_{\text{max}}}{|U|_{\text{min}}} = \frac{E_{\text{max}}}{E_{\text{min}}} = \sqrt{\frac{I_{\text{д max}}}{I_{\text{д min}}}}. \quad (5.23)$$

Последовательность выполнения работы

1. Изучить настоящее учебно-методическое пособие и состав аппаратуры, входящей в измерительный стенд.

2. Перед включением стенда установить регулятор выходного напряжения БП на нуль, аттенюатор АтТ – на максимум затухания, микроамперметр снять с блокировки и установить предел измерения тока 15 или 30 мкА.

3. Включить измерительную установку и настроить ее на заданную частоту. Для этого необходимо:

– установить напряжение питания СВЧ-генератора 10–11 В по вольтметру на БП;

- установить короткозамыкающим поршнем генератора по градуировочному графику заданную частоту;
- настроить измерительную линию двумя ручками на вертикальной стойке по максимуму тока детектора;
- по окончании настройки аттенуатором установить такой уровень мощности, чтобы при смещении зонда в максимум поля стрелка измерительного прибора ИП отклонялась во вторую половину шкалы, но не более чем на 25 мкА. Такой уровень мощности необходимо устанавливать при выполнении каждого пункта задания.

4. Подключить к измерительной линии короткозамыкающую заглушку ($Z_H = 0$) и измерить длину волны в волноводе как удвоенное расстояние между соседними минимумами напряженности поля $\lambda_B = 2(z_{\rho 1} - z_{\rho 2})$.

5. Измерить распределение поля вдоль оси волновода для трех режимов работы волновода:

- режима стоячей волны (данный режим реализуется в лабораторной работе с помощью короткого замыкания ($Z_H = 0$) т. е. в качестве нагрузки волновода используется короткозамыкающая заглушка);
- режима смешанных волн (устанавливается в линии, если в качестве нагрузки использовать открытый волновод);
- режима бегущей волны (на конец линии устанавливается согласованная нагрузка).

При исследовании каждого из режимов координату положения зонда z_n изменять в промежутке между двумя соседними минимумами с интервалом 2 мм. Обязательно зафиксировать положение $I_{D \max}$ и $I_{D \min}$ по шкале измерительной линии и их значения по микроамперметру. Определить коэффициент стоячей волны КСВ и коэффициент отражения $|\Gamma|$. Результаты измерений и расчетов для каждого режима отдельно занести в табл. 5.1.

Таблица 5.1

$z, \text{ мм}$	z_1	z_2	z_3	z_n
$I_D, \text{ мкА}$						
$\sqrt{I_D / I_{D \max}}$						

6. Рассчитать и построить графики распределения поля вдоль волновода для различных режимов на заданной рабочей частоте. Определить параметры КСВ, $|\Gamma|$ и $\lambda_{B \text{эксп}}$.

7. Рассчитать и построить теоретические зависимости фазовой и групповой скоростей, характеристического сопротивления и длины волны в волноводе от частоты в диапазоне частот одномодового режима.

8. По экспериментальным данным построить графики зависимостей $\lambda_{\text{ВЭКСП}} = F_1(f)$, $\text{КСВ} = F_2(f)$ для коаксиально-волноводного перехода, $\text{КСВ} = F_3(f)$ для детекторной секции, $\Delta\varphi = F_4(\alpha)$ для диэлектрического фазовращателя, $\text{КСВ} = F_5(f)$ для реактивного штыря в волноводе. Определить рабочий диапазон частот каждого из исследованных узлов.

Измерительная установка. Для исследования поля в волноводе, измерения параметров режима работы волновода и определения характеристик волноводных элементов и узлов используется измерительная установка, структурная схема которой показана на рис. 5.10.

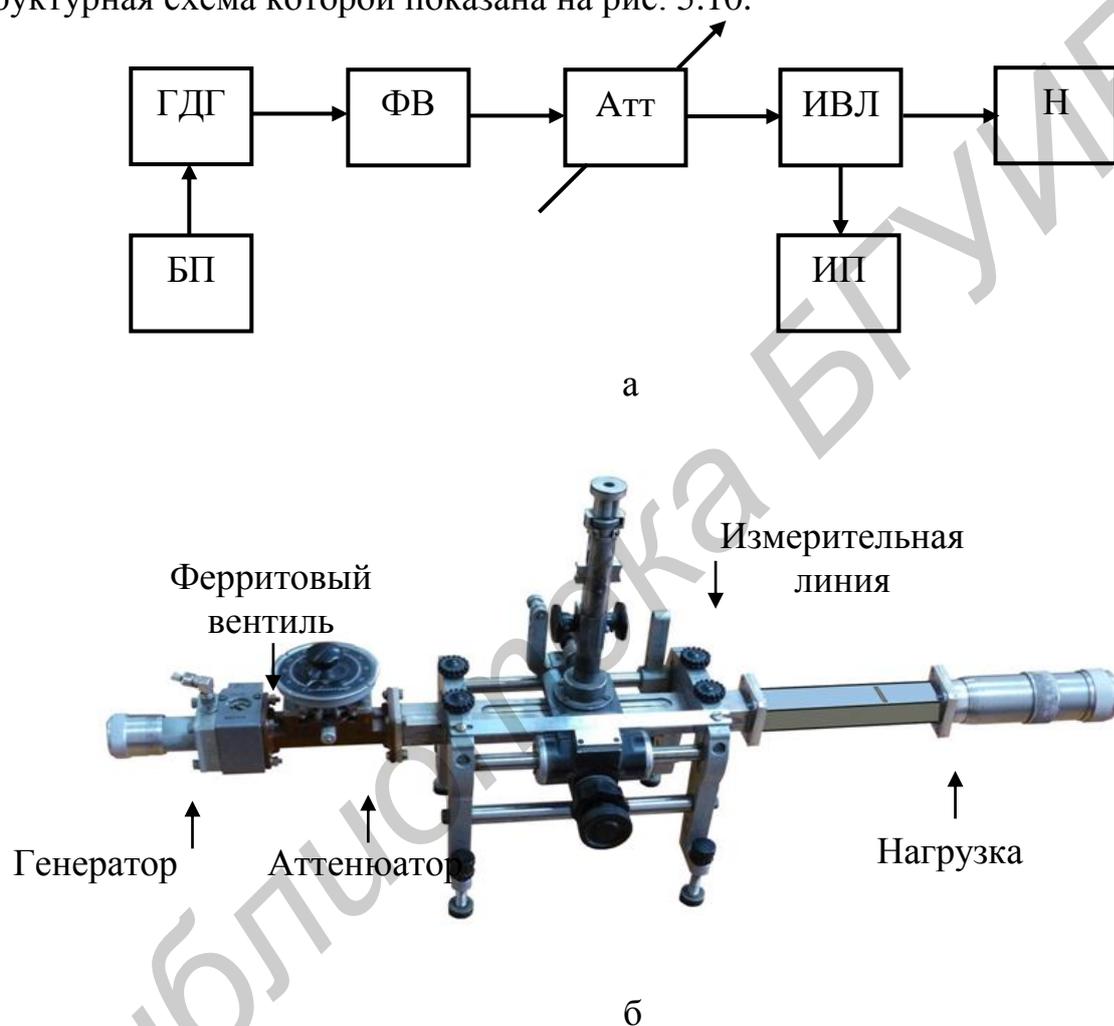


Рис. 5.10. Структурная схема (а) и внешний вид (б) измерительной установки

Все узлы, входящие в волноводный тракт измерительной установки, выполнены на основе прямоугольного волновода трехсантиметрового диапазона волн с размерами поперечного сечения 23×10 мм. Волна в линии задается СВЧ-генератором на диоде Ганна ГДГ, постоянное напряжение питания которого 10–11 В обеспечивает блок питания БП. Требуемая частота генератора устанавливается в соответствии с его градуировочным графиком. Для устранения влияния нагрузки Н, величина которой может меняться в широких пределах, на частоту и мощность генератора на его выходе установлен

ферритовый вентиль ФВ. Далее после аттенюатора Атт, регулирующего уровень мощности волны, установлена измерительная волноводная линия ИВЛ, с помощью которой производится измерение коэффициента стоячей волны нагрузок Н и измеряется распределение поля вдоль линии для этих нагрузок. Измерительный прибор ИП, подключенный к выходу детектора ИЛ, представляет собой многопредельный микроамперметр постоянного тока, снабженный системой блокировки (арретир).

Отчет должен содержать:

1. Название и цель лабораторной работы.
2. Структурную схему измерительной установки с указанием использованных измерительных приборов и исследуемых узлов СВЧ.
3. Экспериментальные результаты исследования режимов работы волновода, сведенные в таблицы.
4. Графики распределения поля вдоль волновода для различных режимов работы.
5. Графики $\lambda_{\text{вэксп}} = F_1(f)$, и $\lambda_{\text{втеор}} = F_1(f)$, построенные в одной системе координат.
6. Расчетные зависимости фазовой V_{ϕ} , групповой $V_{\text{гр}}$ скоростей и характеристического сопротивления Z_c от частоты, построенные в одной системе координат.
7. Схематичные чертежи и характеристики исследованных волноводных узлов СВЧ.
8. Анализ полученных результатов, выводы по проделанной лабораторной работе.

Контрольные вопросы

1. Классификация волн в линиях передачи. Определение волн типов Т, Е, Н, НЕ, ЕН.
2. Дисперсия электромагнитных волн в линиях передачи. Основные параметры β , k_{\perp} , $\lambda_{\text{кр}}$, $\lambda_{\text{в}}$, V_{ϕ} , $V_{\text{гр}}$ волн в линиях с дисперсией и без нее.
3. Типы волн в прямоугольном волноводе. Составляющие поля волн H_{mn} и E_{mn} . Физический смысл индексов m и n в обозначении типа волны.
4. Фазовая постоянная β , поперечное волновое число k_{\perp} , критическая длина волны $\lambda_{\text{кр}}$.
5. Условие распространения волн по волноводу. Условие существования местного (нераспространяющегося) поля в волноводе.
6. Фазовая и групповая скорости волны в прямоугольном волноводе. Их физический смысл, зависимость от типа волны, размеров волновода и частоты.
7. Характеристическое сопротивление для волн H_{mn} и E_{mn} , их зависимость от частоты.

8. Основная волна в прямоугольном волноводе. Условие одномодового режима работы волновода.

9. Составляющие электрического и магнитного полей основной волны. Эпюры составляющих полей волны H_{10} в трех ортогональных сечениях волновода.

10. Параметры основной волны. Определение частотного диапазона волновода.

11. Структура поля основной волны.

12. Построение структуры поля волн высших типов в прямоугольном волноводе.

13. Токи смещения и токи проводимости в стенках волновода.

14. Затухание волны в волноводе. Факторы, определяющие затухание волны.

15. Режимы работы линии передачи с нагрузкой. Параметры, характеризующие режим работы линии.

16. Распределение напряженности поля (напряжения) вдоль линии при различных нагрузках.

17. Измерение параметров электромагнитной волны. Устройство, принцип работы и назначение измерительной волноводной линии.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №6 ИССЛЕДОВАНИЕ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ

Цель работы: изучение конструкции и принципа работы однозеркальной антенны. Исследование зависимости параметров диаграммы направленности и КНД от смещения облучателя по фокальной оси и в фокальной плоскости. Изучение принципа сканирования в зеркальной антенне. Изучение методики измерения ДН и КНД.

Основные теоретические сведения

Зеркальные антенны относятся к классу апертурных антенн, т. е. антенн, излучающих с раскрытия, и используются как средне- и высоконаправленные антенны в диапазонах миллиметровых, сантиметровых, дециметровых волн и в отдельных случаях – в диапазоне метровых волн.

Широкое использование зеркальных антенн объясняется простотой конструкции, высоким КПД, хорошими диапазонными свойствами, возможностью получения почти любого применяемого на практике типа диаграммы направленности, малой шумовой температурой и т. д.

Зеркальные антенны могут быть одно-, двух- или многозеркальными. Наиболее простой является однозеркальная антенна с отражателем в виде параболоида полного профиля.

Однозеркальная антенна. Устройство и принцип работы однозеркальной антенны поясняет рис. 6.1. Основными элементами антенны являются зеркало 1 и облучатель 2. Зеркало представляет собой сплошную или сетчатую металлическую поверхность в виде параболоида вращения или параболического цилиндра, а в качестве облучателя обычно используется слабонаправленная антенна (открытый конец прямоугольного или круглого волноводов, рупорные, вибраторные, щелевые антенны, антенны бегущей волны, малоэлементные антенные решетки).

Параболическое зеркало образуется вращением параболы вокруг оси z . Такое зеркало называется параболоидом вращения полного профиля. В сферической системе координат (начало координат совпадает с фокусом параболоида) параболоид вращения определяется уравнением

$$R = \frac{2f}{1 + \cos \psi}. \quad (6.1)$$

Основные геометрические параметры параболоида вращения: D – диаметр зеркала, f – фокусное расстояние. Точка F – фокус параболоида. Ось z , проходящая через фокус F и вершину зеркала, называется фокальной осью. Часть плоскости, ограниченная кромкой параболоида, называется раскрытием зеркала s , а диаметр зеркала определяет угол раскрытия $2\psi_0$.

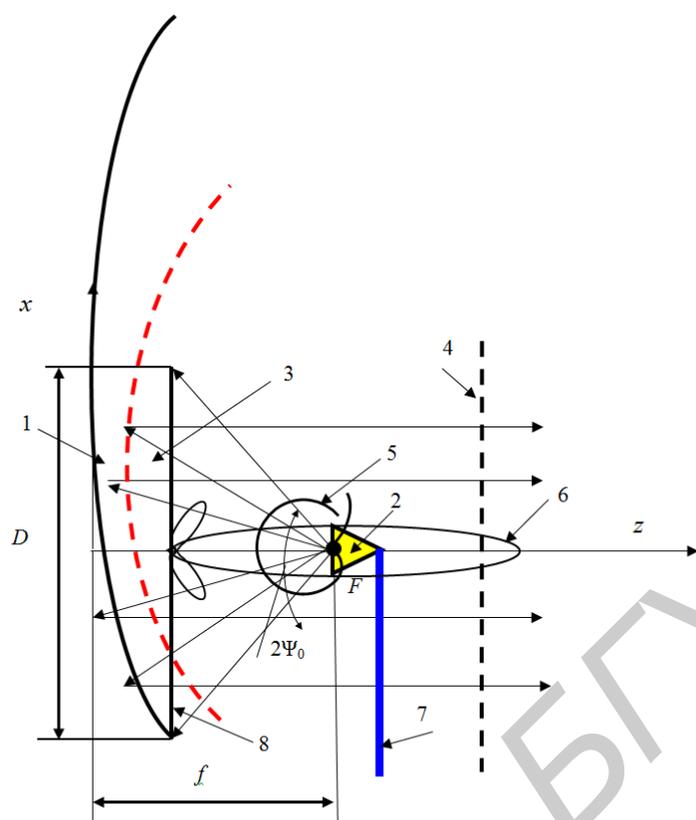


Рис. 6.1. Принцип работы зеркальной антенны:

- 1 – зеркало; 2 – облучатель; 3 – сферический фронт волны облучателя;
 4 – плоский фронт отраженной волны; 5 – диаграмма направленности облучателя; 6 – ДН зеркальной антенны; 7 – линия передачи; 8 – плоскость раскрыва зеркала

В зависимости от соотношения радиуса $R = D/2$ зеркала и фокусного расстояния f различают зеркала (рис. 6.2):

- мелкие (длиннофокусные), когда $R = D/2 < 2f$ ($\psi_0 < \pi/2$) – рис. 6.2, а;
- средние, когда $R = D/2 = 2f$ ($\psi_0 = \pi/2$) – фокус лежит в плоскости раскрыва (рис. 6.2, б);
- глубокие (короткофокусные), когда $R = D/2 > 2f$ ($\psi_0 > \pi/2$) – рис. 6.2, в.

В зеркальных антеннах используются оптические свойства радиоволн. Геометрические свойства параболы таковы, что лучи, направляемые из фокуса и отражаемые от параболы, становятся параллельными оси параболы, так что длина пути от фокуса до параболы и затем до линии раскрыва, проходящей через края параболы, одинакова для любого угла Ψ . Таким образом, в раскрыве параболической антенны образуется синфазная поверхность и излучение антенны становится остронаправленным. В результате увеличивается коэффициент направленного действия (КНД), причем он пропорционален площади раскрыва зеркала S .

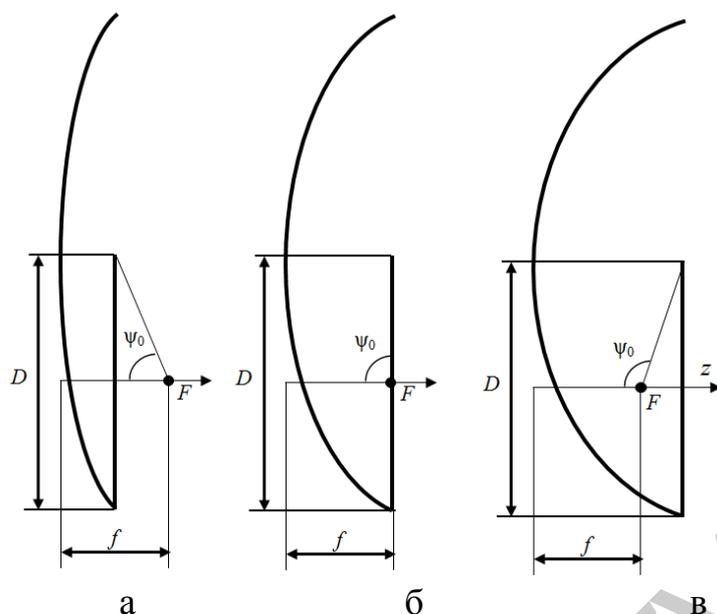


Рис. 6.2. Зеркала различной глубины:
 а – мелкое (длиннофокусное); б – среднее; в – глубокое (короткофокусное)

При таком пояснении принципа действия зеркальной антенны не учитывается дифракция поля на кромке зеркала, форма диаграммы направленности облучателя, затенение зеркала облучателем и ряд других факторов. Более точно можно пояснить принцип действия зеркальной антенны, рассматривая распределение амплитуд и фаз поля на раскрыве зеркала после отражения от его поверхности (рис. 6.3).

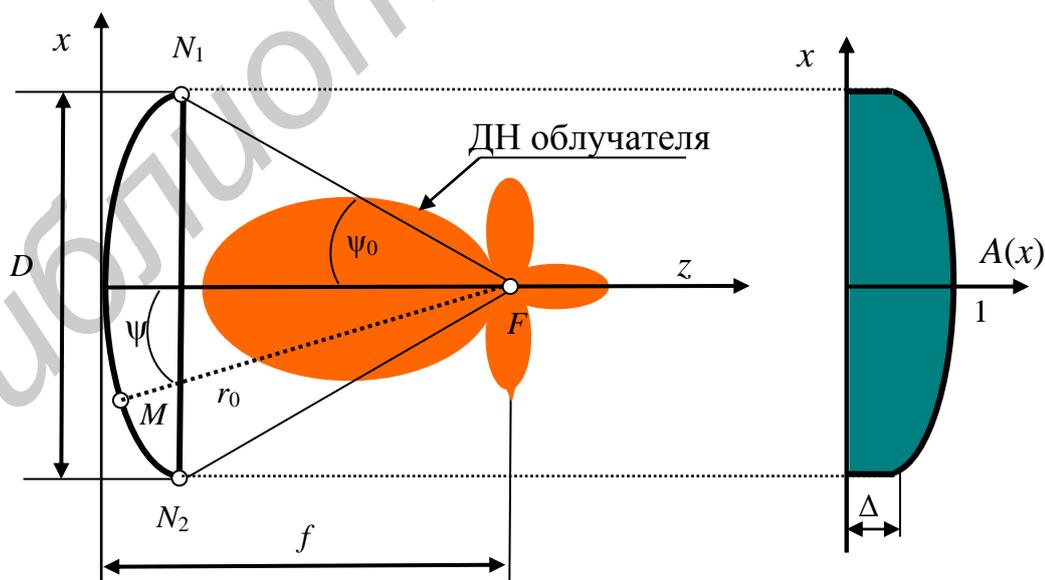


Рис. 6.3. Диаграмма направленности облучателя и амплитудное распределение на раскрыве зеркала

Параболическое зеркало N_1 , точка фокуса F , угол раскрыва зеркала относительно фокуса $2\psi_0$, ДН облучателя $F_{об}(\psi)$, сферические координаты точки M на поверхности зеркала r и ψ с началом в точке фокуса F , распределение нормированной амплитуды поля на раскрыве зеркала $A(x)$ ДН облучателя имеет максимум, ориентированный на вершину зеркала, поэтому в центре раскрыва поле, отраженное от зеркала, максимально и равно E_{max} . В других точках раскрыва поле имеет значение $E(x) < E_{max}$. Под нормированным амплитудным распределением поля на раскрыве $A(x)$ понимается отношение $E(x)/E_{max}$. Очевидно, в центре раскрыва при $x = 0$ нормированная амплитуда $A(x) = 1$. На кромке зеркала уровень поля минимален, его нормированное значение на рис. 6.3 обозначено символом Δ (Δ – уровень подставки в амплитудном распределении). В зависимости от ширины главного лепестка ДН облучателя величина Δ находится в интервале $0 \dots 1$.

Свойством параболического зеркала является постоянство суммы расстояний от точки фокуса F до точки M на поверхности зеркала и от точки M до точки N на раскрыве зеркала при любых углах ψ (см. рис. 6.3). В результате во всех точках раскрыва фазы поля оказываются одинаковыми и поля всех элементов раскрыва (элементов Гюйгенса) складываются в фазе в точке дальней зоны, расположенной на оси зеркала. Происходит фокусировка излучения облучателя в узкий луч, ширина которого тем меньше, чем больше диаметр зеркала. Главный максимум ДН зеркала ориентирован перпендикулярно фронту плоской волны, отраженной от поверхности зеркала, т. е. раскрыву зеркала. КНД зеркала возрастает пропорционально площади раскрыва зеркала S .

Коэффициент направленного действия зеркальной антенны определяется выражением

$$\text{КНД} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \cdot \text{КИП} \cdot K_p, \quad (6.2)$$

где S – площадь раскрыва зеркала;

λ – длина волны;

K_p – коэффициент перехвата мощности, определяемый выражением

$$K_p = \frac{P_3}{P_{об}}, \quad (6.3)$$

где $P_{об}$ – мощность, излученная облучателем;

P_3 – мощность, излученная облучателем и попавшая на зеркало.

КИП – коэффициент использования поверхности – параметр, определяемый взаиморасположением облучателя и зеркала. Численно это есть отношение плотности потока мощности в направлении главного максимума ДН зеркала при произвольном амплитудном и фазовом распределении поля на раскрыве к плотности потока мощности при равномерном амплитудном и фазовом распределении. Очевидно, во втором случае плотность потока мощности будет больше, так как при этом все элементы Гюйгенса на раскрыве

возбуждены с одинаковыми амплитудами и фазами и поля их складываются синфазно в дальней зоне на оси зеркала. Для такого раскрыва КИП = 1. При всех других амплитудных и фазовых распределениях поля на раскрыве КИП < 1.

Произведение $КИП \cdot K_p$ называется коэффициентом эффективности зеркальной антенны – $K_{эф}$. Чем больше ширина главного лепестка ДН облучателя, тем больше уровень поля на краю раскрыва зеркала Δ , тем более равномерное распределение амплитуд на раскрыве и больше КИП. Однако при этом увеличивается часть мощности, излучаемой облучателем, которая попадает за пределы раскрыва зеркала, и уменьшается коэффициент перехвата мощности. В связи с этим при увеличении Δ величина $K_{эф}$ сначала растет за счет увеличения КИП, а затем, достигнув максимума, уменьшается за счет уменьшения K_p . Так же меняется и КНД при увеличении Δ . Это иллюстрируется графиками на рис. 6.4.

Величина $\Delta_{опт}$, соответствующая максимуму КНД, зависит от отношения фокусного расстояния f к диаметру зеркала D . Обычно применяются зеркала с величиной $f / D = 0,3...0,6$. В этом случае $\Delta_{опт} = 0,25...0,35$.

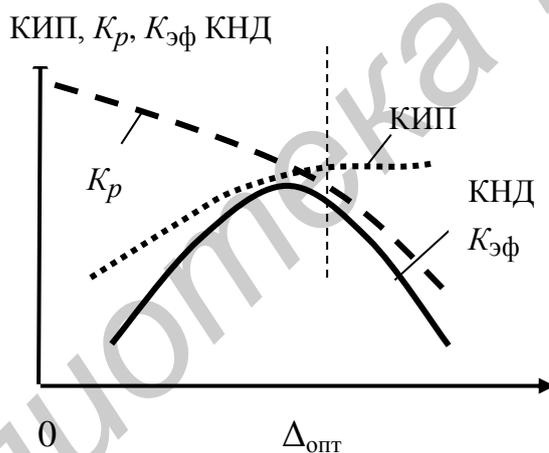


Рис. 6.4. Зависимость КНД от амплитудного распределения поля на раскрыве зеркала

При оптимальной величине Δ ширина главного лепестка ДН определяется выражением

$$2\theta_{0,5} = (60...70)^\circ \frac{\lambda}{D}. \quad (6.4)$$

Максимальный уровень боковых лепестков составляет $-23...-24$ дБ.

Примечание. При известном значении уровня боковых лепестков $F_{бм}$, его значение в децибелах определяется по формуле $F_{бм} \text{ (дБ)} = 20 \cdot \lg F_{бм}$.

Диаграмма направленности зеркальной антенны определяется общим выражением

$$F(\theta, \varphi) = F_1(\theta)F_2(\theta, \varphi), \quad (6.5)$$

где $F_1(\theta) = (1 + \cos\theta)/2$ – диаграмма направленности элементарного излучателя Гюйгенса;

$F_2(\theta, \varphi)$ – множитель системы излучателей, определяемый амплитудным и фазовым распределением на раскрыве зеркала.

При неравномерном амплитудном распределении поля на круглом раскрыве и осесимметричной ДН облучателя расчет множителей системы можно выполнить по следующей приближенной формуле:

$$F_2(\theta) = \Delta \Lambda_1(\Psi) + \frac{1-\Delta}{n+1} \Lambda_{n+1}(\Psi), \quad (6.6)$$

где Δ – уровень подставки в амплитудном распределении на краю раскрыва зеркала;

$n = 1, 2, 3$ – определяет скорость спада амплитудного распределения от центра раскрыва к краю;

$$\Psi = \frac{\pi D}{\lambda} \sin\theta;$$

$\Lambda_1(\Psi), \Lambda_{n+1}(\Psi)$ – лямбда-функции порядка $m = 1$ и $m = n+1$.

Параметры зеркальной антенны зависят от положения облучателя относительно фокуса. При смещении облучателя из фокуса меняются амплитудное и фазовое распределения поля на раскрыве зеркала. В большей степени на параметры зеркальной антенны влияет фазовое распределение. Рассмотрим, к каким изменениям параметров антенны ведет смещение облучателя из фокуса.

Смещение облучателя в фокальной плоскости. Фокальной называется плоскость, проходящая через фокус и параллельная плоскости раскрыва. На рис. 6.5 показана зеркальная антенна, в которой облучатель смещен вдоль оси x на величину x_0 .

В этом случае расстояние R_1 от точки расположения облучателя до верхнего края зеркала (точки N_1) меньше, чем расстояние R_2 – от точки расположения облучателя до нижнего края зеркала (точки N_2). Поэтому фаза поля на раскрыве в точке N_2 отстает, а в точке N_1 – опережает фазу поля в центре раскрыва. Фазовое распределение на раскрыве становится близким к линейному (см. рис. 6.5). В результате главный максимум ДН зеркала отклоняется в сторону уменьшения фазы на раскрыве, т. е. в сторону, противоположную смещению облучателя. На рис. 6.5 показан угол отклонения облучателя α и угол отклонения главного максимума ДН зеркала β от фокальной оси.

Отношение β/α называется коэффициентом редукции $K_{ред}$. Этот коэффициент меньше единицы, т. к. при смещении облучателя в фокальной плоскости на раскрыве появляется не только линейное фазовое распределение, но и кубическое, которое приводит к противоположному смещению главного максимума ДН зеркала и возрастанию боковых лепестков. Однако если β не более 2...3 значений ширины главного лепестка ДН зеркала, величина $K_{ред}$

близка к единице. Перемещение ДН антенны в пространстве за счет смещения облучателя называется электромеханическим сканированием.

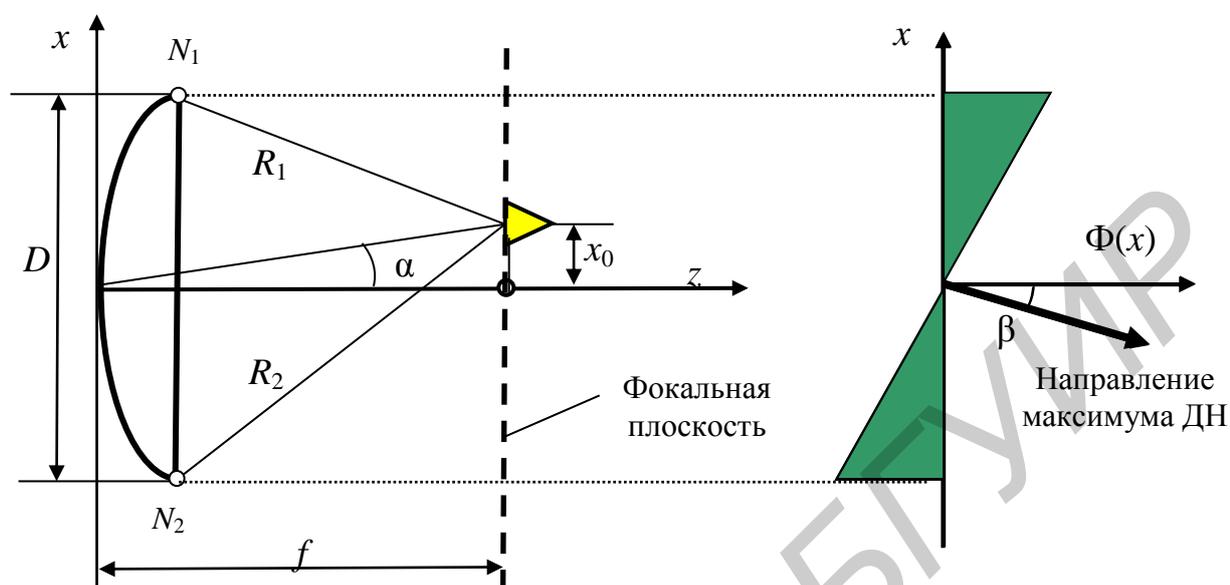


Рис. 6.5. Смещение облучателя из фокуса в фокальной плоскости

Смещение облучателя вдоль фокальной оси. На рис. 6.6 показано смещение облучателя вдоль фокальной оси (оси z) на величину z_0 .

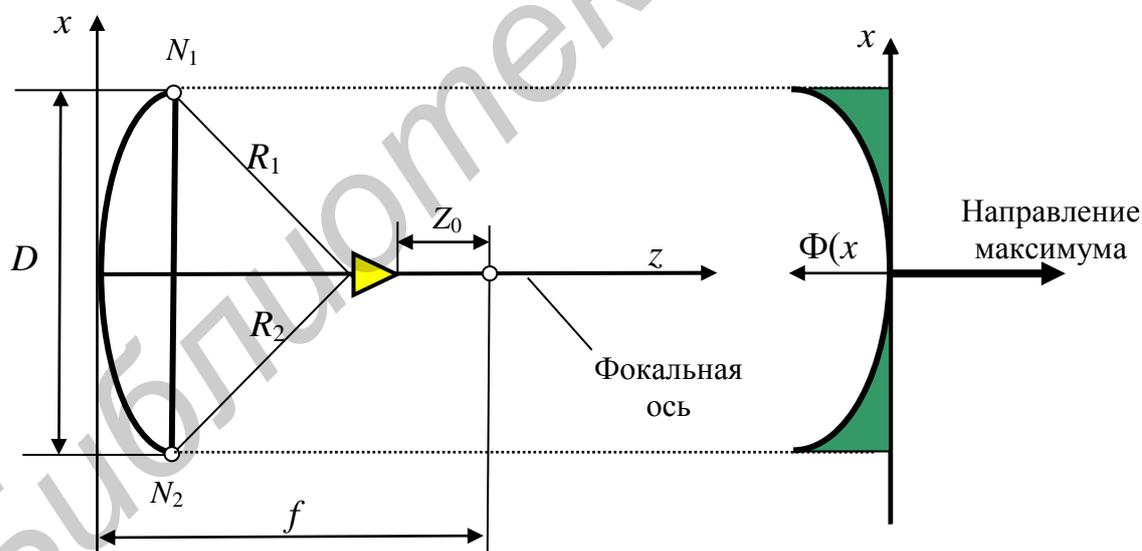


Рис. 6.6. Смещение облучателя вдоль фокальной оси

При этом в точках N_1 и N_2 фазы поля на раскрыве будут одинаковыми, но будут отставать от фазы поля в центре раскрыва и фазовое распределение на раскрыве будет близко к квадратичному. В результате КИП и КНД уменьшатся, главный лепесток ДН расширится, направление главного максимума в пространстве не изменится, уровень боковых лепестков возрастет.

Зеркальные антенны с отражателями в виде вырезок из параболоида вращения. В зеркальной антенне с параболоидом полного профиля облучатель расположен в максимуме поля волны, отраженной от зеркала. Это приводит к тому, что часть мощности волны, отраженной от зеркала, попадает в облучатель и в линию, возбуждающую облучатель. В результате ухудшается согласование облучателя с линией передачи. Это явление называется реакцией зеркала на облучатель. Одним из способов уменьшения реакции зеркала является применение в качестве зеркала несимметричной вырезки из параболоида вращения. Кроме того, вырезки из параболоида вращения используются для формирования диаграмм направленности с разной шириной главного лепестка в двух ортогональных плоскостях. На рис. 6.7 показана несимметричная внеосевая вырезка (заштрихована).

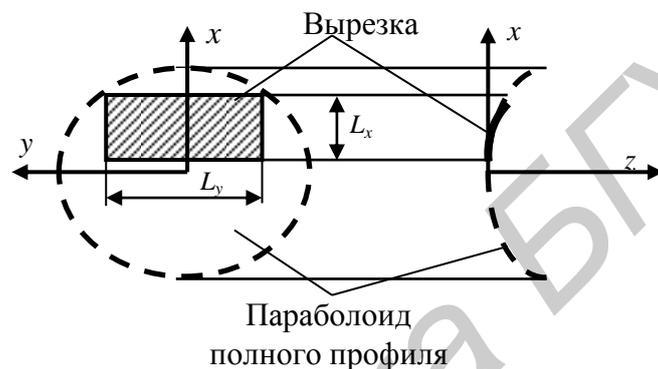


Рис. 6.7. Несимметричная внеосевая вырезка из параболоида вращения

На рис. 6.8 показана симметричная осевая вырезка из параболоида вращения. На рис. 6.9 показаны ход лучей в зеркальной антенне с несимметричной внеосевой вырезкой из параболоида вращения и диаграмма направленности облучателя.

Форма контура вырезки может быть прямоугольной, эллиптической, овальной. Обычно она соответствует постоянному на контуре уровню поля облучателя. Для обеспечения максимума КНД этот уровень выбирается либо приблизительно 0,3 от максимума в центре раскрыва, либо -10 дБ по отношению к максимуму. На рис. 6.7 и 6.8 показаны размеры вырезки вдоль осей X и Y – L_x и L_y .

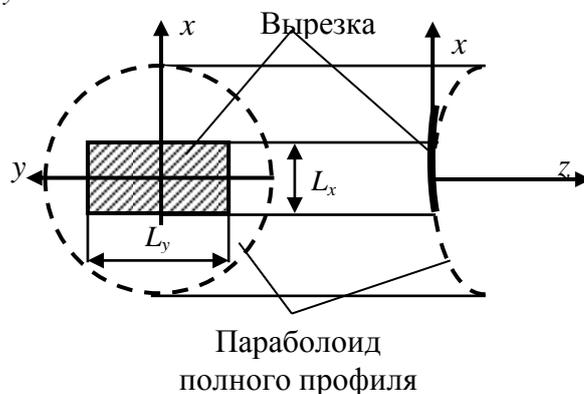


Рис. 6.8. Симметричная вырезка из параболоида вращения

На рис. 6.9 показаны точка O – вершина параболоида и точка F – фокус параболоида. Как видно, все лучи волны, отраженной от зеркала, проходят мимо облучателя.

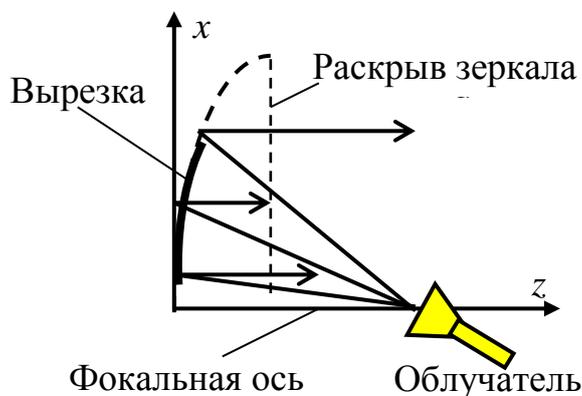


Рис. 6.9. Ход лучей в антенне с внеосевой вырезкой из параболоида вращения

На раскрытие зеркал в виде вырезов из параболоида вращения (поверхность S на рис. 6.9) фазовое распределение равномерное, амплитудное распределение делается комбинированным, спадающим к краям зеркала до уровня Δ , и, по возможности, симметричным относительно центра раскрытия. Это достигается выбором ширины главного лепестка диаграммы направленности облучателя и ориентацией главного максимума диаграммы направленности относительно фокальной оси зеркала. Поскольку расстояния от фокуса до нижней и верхней кромок вырезки разные, не удастся сделать амплитудное распределение точно симметричным относительно центра раскрытия. Асимметрия амплитудного распределения приводит к некоторому расширению главного лепестка диаграммы направленности антенны и к росту боковых лепестков. Несимметричные вырезки обычно используются, если размер раскрытия не превосходит $(50-60)\lambda$.

Вырезки из параболоида вращения применяются, если ширина главного лепестка в двух плоскостях различается не более чем в 4–5 раз.

Параболоцилиндрическая антенна (ПЦА). ПЦА используется, если ширина главного лепестка в двух плоскостях различается более чем в 4–5 раз. В такой антенне в качестве зеркала применяется параболический цилиндр. Схематически антенна показана на рис. 6.10.

Параболический цилиндр образуется при параллельном перемещении прямой (образующей параболического цилиндра) по параболе (направляющей параболического цилиндра). Плоскость yz на рис. 6.10 называется плоскостью образующей – в ней цилиндр не имеет криволинейного профиля. Плоскость xz называется плоскостью направляющей, или плоскостью профиля. В этой плоскости профиль цилиндра параболический. В отличие от параболоида

вращения параболический цилиндр имеет фокальную линию, а не точку фокуса. На рис. 6.10 показаны: f – фокусное расстояние цилиндра (фокусное расстояние параболы – направляющей цилиндра); L_x , L_y – размеры раскрыва цилиндра в плоскости профиля и в плоскости образующей.

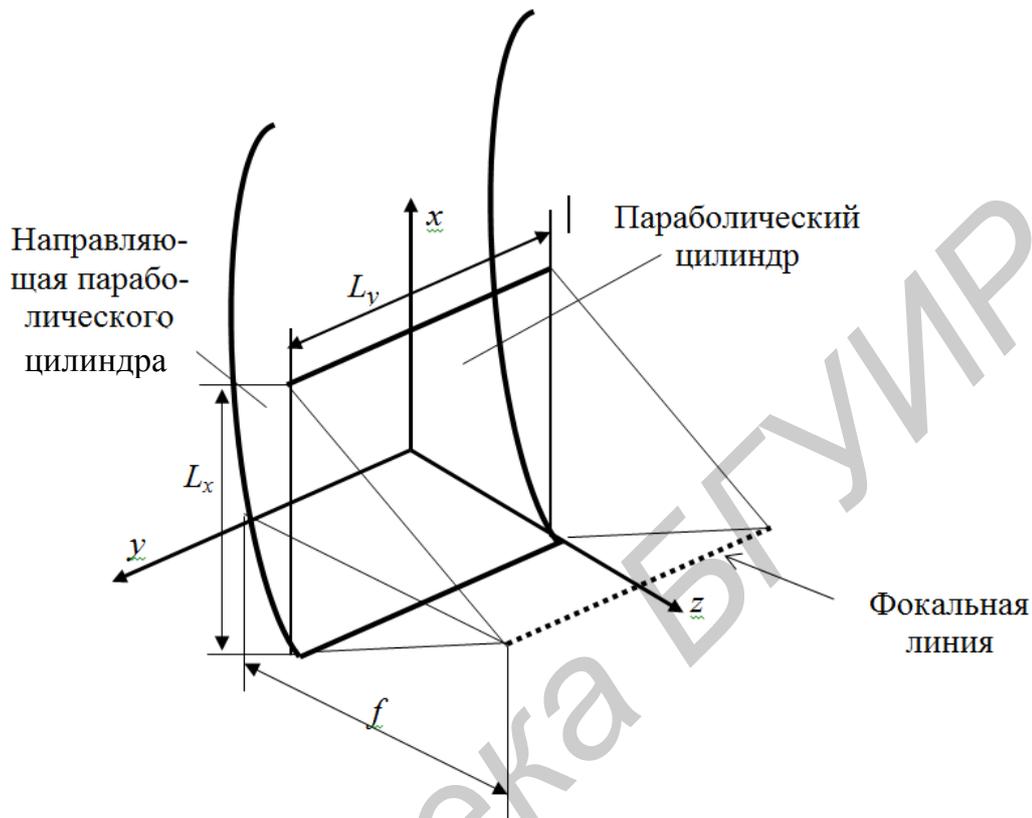


Рис. 6.10. Параболический цилиндр

В качестве облучателя цилиндра используются линейные антенны (антенные решетки, секториальные рупорные антенны), излучающие волны с цилиндрическим фронтом. Причем в плоскости образующей (yz) зеркало (параболический цилиндр) не изменяет диаграмму направленности облучателя, а только изменяет направление главного максимума на 180° . В плоскости профиля (xz) происходит трансформация цилиндрического фронта волны облучателя в плоский. В результате на раскрыве зеркала фазовое распределение становится равномерным, если облучатель расположен на фокальной линии.

Амплитудное распределение в плоскости профиля делается комбинированным, спадающим к краям раскрыва до уровня Δ путем подбора размеров облучателя. В плоскости образующей амплитудное распределение такое же, как на облучателе вдоль оси y .

В целом амплитудно-фазовое распределение – разделяющееся по осям x и y – одинаковое. Поэтому диаграмма направленности в плоскости yz такая же, как у облучателя в этой плоскости, с максимумом, ориентированным вдоль оси z (за счет отражения от зеркала). В плоскости xz диаграмма направленности такая же, как у линейной антенны длиной L_x с комбинированным амплитудным и равномерным фазовым распределениями.

Пересчет диаграммы направленности облучателя в плоскости xz в амплитудное распределение на раскрыве зеркала в этой плоскости производится аналогично зеркальной антенне с параболоидом полного профиля с учетом того, что в цилиндрической волне облучателя амплитуда поля в зависимости от расстояния r меняется по закону $1/\sqrt{r}$.

Параболоцилиндрические антенны для уменьшения реакции зеркала на облучатель также делаются с внеосевыми вырезками.

Сканирование в параболоцилиндрических антеннах осуществляется в плоскости образующей (yz) за счет использования в линейном облучателе вдоль оси y линейного фазового распределения.

Двухзеркальные антенны. Однозеркальная антенна имеет существенный недостаток, который проявляется особенно ощутимо, если фокусное расстояние значительно больше длины волны. Недостаток заключается в том, что к облучателю необходимо подводить возбуждающую линию большой волновой длины, идущую к передатчику или к приемнику. При больших волновых размерах антенны эта линия получается большой длины, находится в поле волны, отраженной от зеркала, затеняет часть раскрыва, на ней происходит рассеяние поля, что ведет к росту боковых лепестков. Кроме того, в сканирующих зеркальных антеннах перемещение облучателя относительно фокуса требует перемещения и линии, что ведет к усложнению конструкции антенны. Для устранения этого недостатка используют двухзеркальные антенны.

Двухзеркальная антенна Кассегрена состоит из трех основных элементов: главного зеркала (рефлектора) – параболоида вращения полного профиля, вспомогательного зеркала (контррефлектора) – гиперboloида полного профиля и облучателя. В качестве облучателя используются рупорные антенны, антенны бегущей волны, антенные решетки.

На рис. 6.11 показан ход лучей в антенне. Принцип работы антенны заимствован из оптики и заключается в следующем. Гиперboloид имеет два фокуса. Дальний фокус (точка F_1) совмещается с фазовым центром облучателя, излучающего сферическую волну. Ближний фокус совмещается с фокусом параболоида (точка F). Волна, излученная облучателем, отражается от гиперboloида и падает на поверхность параболоида. Причем лучи волны, отраженной от гиперboloида, идут как бы из ближнего фокуса гиперboloида, т. е. из фокуса параболоида. Поэтому после отражения от поверхности параболоида лучи становятся параллельными его фокальной оси и на раскрыве параболоида (поверхности S) устанавливается равномерное фазовое распределение поля, как в однозеркальной антенне с облучателем в ее фокусе. В двухзеркальной антенне линия передачи, возбуждающая облучатель, не находится в поле волны, отраженной от параболоида, и существенно короче, чем в однозеркальной антенне. Зеркальные антенны с большими волновыми размерами (диаметр параболоида $D > 50\lambda$), как правило, строятся по двухзеркальной схеме Кассегрена. В такой антенне сканирование

осуществляется наклоном гиперboloида и не связано с перемещением линии передачи или ее части.

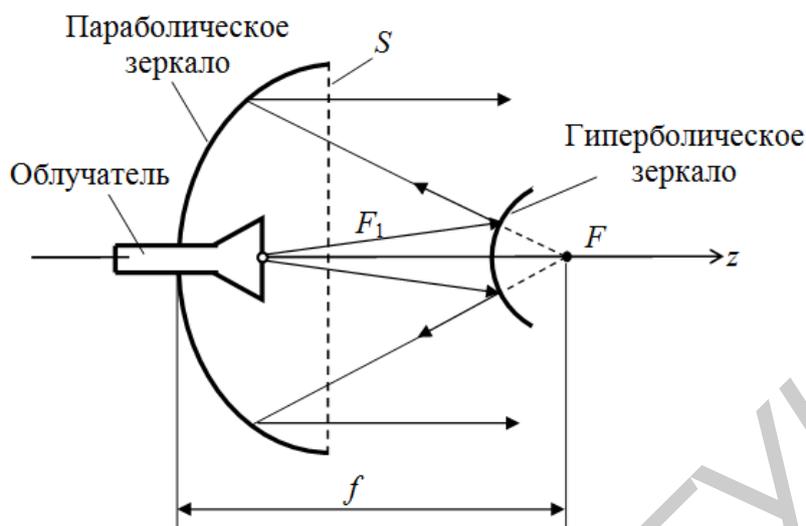


Рис. 6.11. Антенна Кассегрена

Двухзеркальная антенна Грегори отличается от антенны Кассегрена только конструкцией вспомогательного зеркала (рис. 6.12). В качестве его используется эллипсоид вращения полного профиля. Эллипсоид имеет два фокуса. Ближний (точка F_1) совмещается с фазовым центром облучателя, дальний (точка F_2) – с фокусом параболоида.

На рис. 6.12 показан пунктиром эллипсоид вращения полностью, а его часть, используемая в качестве вспомогательного зеркала, выделена жирной линией.

Лучи сферической волны, излученной облучателем, после отражения от эллипсоида проходят через его ближний фокус, т. е. через фокус параболоида. Следовательно, на раскрытие параболоида фазовое распределение будет равномерным.

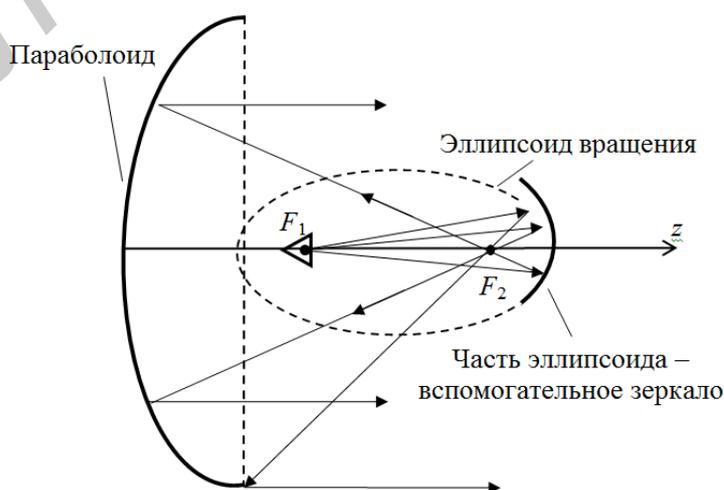


Рис. 6.12. Двухзеркальная антенна Грегори

Продольный размер антенны, построенной по схеме Грегори, больше, чем антенны, построенной по схеме Кассегрена. Поэтому практически всегда двухзеркальная антенна строится по схеме Кассегрена.

Облучатели зеркальных антенн. В качестве облучателей зеркал, выполненных в виде параболоидов вращения, применяют слабонаправленные антенны, обладающие однонаправленным излучением (в сторону зеркала). При этом облучатель должен создавать в пределах угла раскрыва зеркала сферическую или близкую к ней волну.

Диаграмма направленности облучателя должна обеспечивать требуемое амплитудное распределение в раскрыве при малом переливании энергии через края зеркала, по возможности обладать осевой симметрией и минимальным уровнем боковых и задних лепестков. Структура излучаемого облучателем поля должна быть такова, чтобы было незначительным поле с поперечной поляризацией. Желательно иметь малые размеры облучателя, чтобы уменьшить его экранирующее действие (теневой эффект) на поле, излучаемое зеркалом; элементы крепления облучателя также не должны существенно искажать отраженное зеркалом поле.

Диапазонные свойства параболической антенны в основном зависят от облучателя, поэтому от него требуется широкая полоса пропускаемых частот как по направленным свойствам, так и по входному сопротивлению.

Большое значение имеет электрическая прочность облучателя, которая должна быть достаточной для пропуска полной рабочей мощности радиосистемы без опасности пробоя.

Некоторые из наиболее распространенных конструкций облучателей параболических антенн показаны на рис. 6.13–6.15.

Вибраторный облучатель, питаемый от коаксиальной линии (рис. 6.13, а), используется обычно в дециметровом и длинноволновой части сантиметрового диапазона и состоит из активного вибратора и контррефлектора в виде диска. Переход от коаксиальной линии к симметричному вибратору осуществляется с помощью симметрирующего стакана. Фазовый центр облучателя находится между вибратором и контррефлектором, а диаграмма направленности близка к осесимметричной. При необходимости одновременной работы на двух ортогональных поляризациях или создания круговой поляризации используются крестообразные (турникетные) вибраторы.

Вибраторы, питаемые с помощью волноводов, – волноводно-вибраторные облучатели (рис. 6.13, б), применяют на волнах короче 10 см. Вибраторы укрепляются на металлической пластине, которая перпендикулярна вектору E волны в волноводе и таким образом не влияет на его излучение. Вибраторы возбуждаются полем, выходящим из открытого конца волновода. Ближний к раскрыву волновода вибратор берется несколько короче полуволны, а дальний – несколько длиннее полуволны. Этим обеспечивается однонаправленное излучение на зеркало. Фазовый центр облучателя расположен между

вибраторами. Размер узкой стенки волновода уменьшается к концу для того, чтобы ослабить затенение зеркала облучателем.

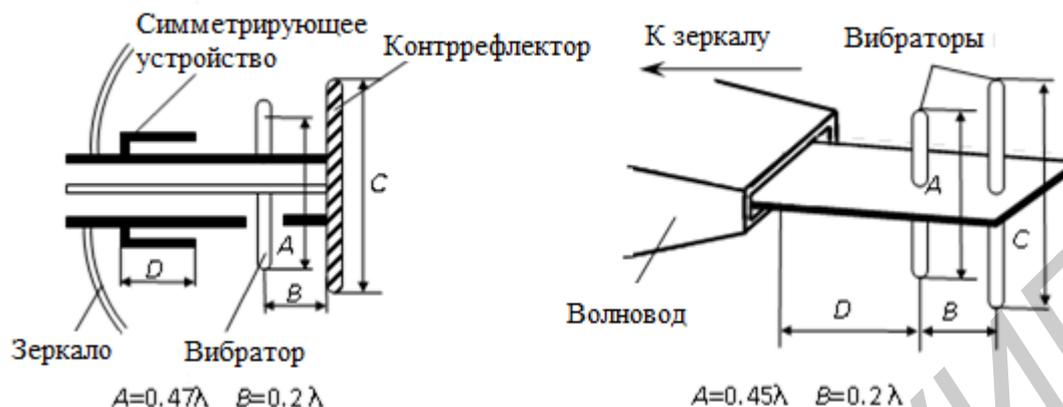


Рис. 6.13. Вибраторные облучатели, питаемые коаксиальным фидером (а) и прямоугольным волноводом (б)

Общим недостатком вибраторных облучателей является узкополосность, связанная с резонансными свойствами вибраторов.

Щелевые облучатели параболических антенн применяются на сантиметровых волнах при небольших мощностях излучения. В качестве примера на рис. 6.14 показан двухщелевой облучатель Катлера. Он представляет собой прямоугольный волновод, который заканчивается прямоугольным резонатором с двумя щелями, излучающими волну в сторону зеркала. Для согласования волновода с облучателем используется плавный переход и реактивный настроечный штырь. Расстояние между щелями подбирается с таким расчетом, чтобы ДН облучателя была одинаковой в E - и H -плоскостях, отсутствовали боковые лепестки, а главный лепесток был достаточно широким.

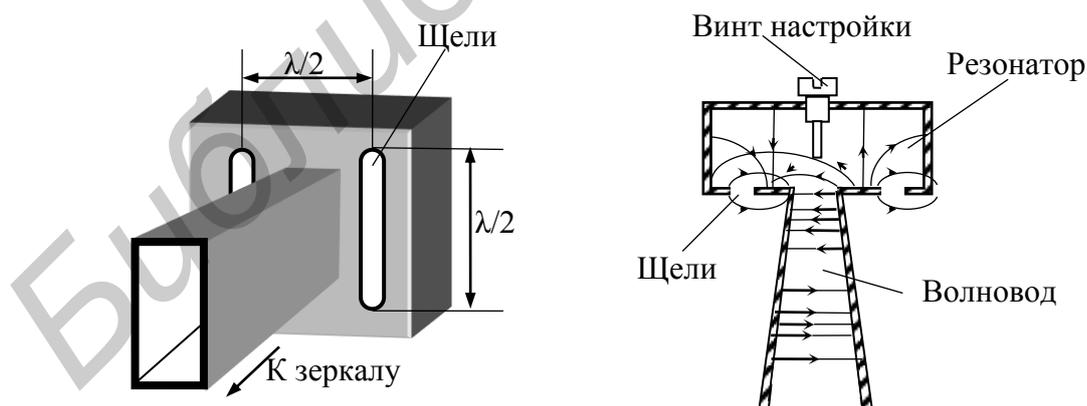


Рис. 6.14. Двухщелевой облучатель

Двухщелевой облучатель имеет хорошую сферическую фазовую характеристику направленности и низкий уровень обратного излучения. Поперечные размеры облучателя малы, что обеспечивает малое затенение.

Недостатки такого облучателя – ограниченная мощность, которую можно пропустить через него без электрического пробоя между краями щелей, а также его узкая рабочая полоса частот (около 3 %).

Волноводные и рупорные облучатели представляют собой либо открытый конец волновода для мелких зеркал, либо небольшой рупор (пирамидальный либо конический) для глубоких, присоединяемый к волноводу (рис. 6.15, а, б).

Такие облучатели просты по конструкции и обладают целым рядом достоинств, благодаря которым они получили наиболее широкое распространение в современных зеркальных антеннах СВЧ-диапазона, а именно:

1. Рупорные облучатели с прямоугольным раскрытием позволяют получать требуемую ширину ДН путем подбора величины раскрытия и угла при вершине рупора.

2. Использование в качестве облучателя конического рупора с гофрированной внутренней поверхностью (рис. 6.15, в) совместно с установкой в его раскрытие диэлектрической линзы специального профиля позволяет довести КПД зеркальной антенны до значений, близких к 0,9.

3. Волноводные и рупорные облучатели имеют линейную поляризацию, однако с помощью простых устройств можно получить эллиптическую поляризацию.

4. Рупорные облучатели являются широкополосными по согласованию, т. е. входное сопротивление с изменением частоты меняется мало. Однако необходимо учитывать, что с изменением частоты будут меняться электрические размеры, а следовательно, ДН и КНД антенны.

5. Рупорные облучатели характеризуются также низким уровнем боковых лепестков, высоким значением КПД и максимальной мощности, пропускаемой антенной системой.

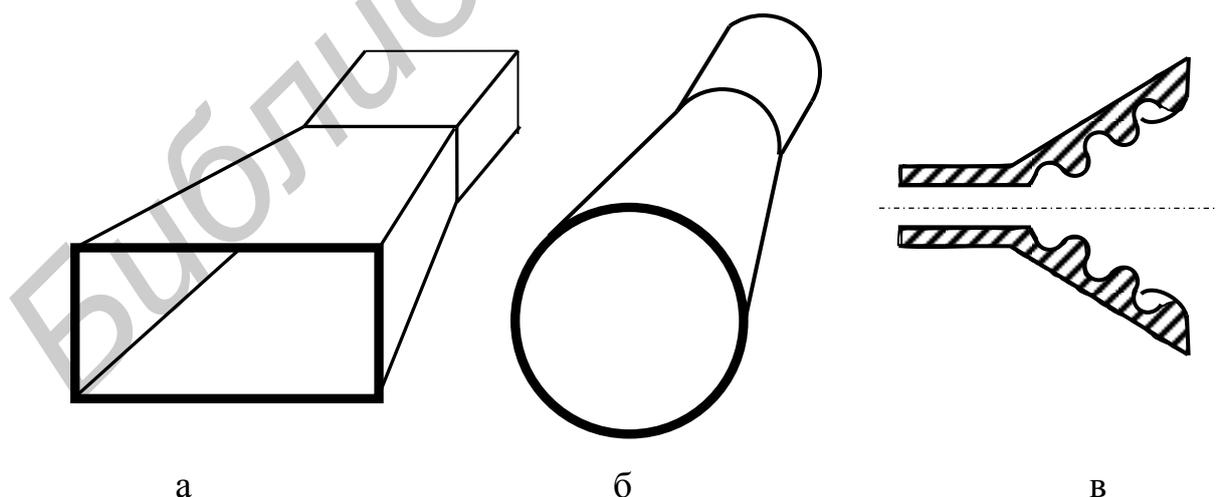


Рис. 6.15. Рупорные облучатели

Недостатками рупорных облучателей являются сравнительно большое затенение зеркала как самим рупором, так и поддерживающими его

конструкциями и питающим волноводом, а также некоторая несферичность фазовых характеристик направленности, приводящая к дополнительным фазовым ошибкам на раскрыве зеркала.

Линейные облучатели используются для зеркальных антенн в виде параболических цилиндров (см. рис. 6.10) и представляют собой линейные антенны длиной, равной длине образующей зеркала. В плоскости xz диаграмма направленности таких облучателей должна обеспечивать необходимое амплитудное распределение в раскрыве параболического цилиндра. Кроме того, в раскрыве облучателя должно формироваться специальное амплитудно-фазовое распределение вдоль оси y , обеспечивающее необходимую форму диаграммы направленности всей антенны в плоскости yz . В качестве линейных облучателей могут использоваться волноводные многощелевые решетки, секториальные рупоры, вибраторные линейные решетки или сегментно-параболические антенны.

Последовательность выполнения работы

1. Изучить настоящее учебно-методическое пособие, ознакомиться с измерительной установкой и конструкцией исследуемой антенны. Сделать эскиз антенны с указанием основных размеров.

2. Перед включением стенда установить регулятор напряжения диода Ганна генератора на нуль, аттенюатор, регулирующий уровень мощности генератора, – на максимум затухания, микроамперметр снять с блокировки и установить предел измерения тока 15 или 30 мкА.

3. Включить измерительную установку в сеть и настроить ее на заданную частоту. Для этого необходимо:

– установить напряжение питания диода Ганна 10–11 В по вольтметру на панели генератора;

– по шкале на волноводе генератора и градуировочному графику установить заданную частоту;

– включить индикаторный прибор в сеть и подключить к нему выход детекторной секции, открыть аттенюатор генератора;

– совместить оси передающей и приемной антенн с учетом поляризации поля, отрегулировать положение антенн в пространстве по максимуму показаний индикатора и установить аттенюатором генератора такой уровень мощности, чтобы стрелка микроамперметра отклонялась во вторую половину шкалы;

– с помощью короткозамыкающего поршня детекторной секции добиться максимального отклонения стрелки индикатора, регулируя при этом уровень мощности генератора таким образом, чтобы при установке антенны в направлении главного максимума ток детектора не превышал значения 30 мкА;

– смещая зеркало вдоль фокальной оси и ориентируясь по показаниям индикатора, установить облучатель в фокус.

4. Измерить диаграмму направленности антенны при установке облучателя в фокус. Для этого установить риску начала отсчета на стойке исследуемой антенны напротив деления 0° шкалы и снять зависимость тока индикатора от угла поворота

антенны вокруг оси стойки. Интервал изменения угла выбирать в зависимости от скорости и характера изменения тока.

Результаты измерений оформить в виде таблицы. Пронормировать ДН и построить в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности.

5. Исследовать вопросы сканирования в зеркальной антенне, для чего снять зависимость угла β от α (см. рис. 6.5). Угол α изменять в пределах $0 \dots 9^\circ$ с интервалом 3° . Построить график зависимости коэффициента редукции $K_{\text{ред}} = \beta/\alpha$ от угла α .

6. Снять диаграммы направленности антенны при смещении облучателя из фокуса вдоль фокальной оси для трех значений $z_0 = 0,5\lambda; 1,0\lambda; 1,5\lambda$ (см. рис. 6.6). Результаты измерений оформить в виде таблицы. Пронормировать ДН и построить в прямоугольной системе координат. Определить ширину диаграмм направленности.

7. Снять зеркало и измерить ДН облучателя зеркальной антенны. Построить ДН облучателя в полярной системе координат.

8. Определить КНД зеркальной антенны методом сравнения. В качестве эталонной антенны взять облучатель, а его КНД рассчитать по выражению (6.1), приняв $\text{КИП} = 0,8; K_p = 1$. При измерении токов эталонной и исследуемой антенн мощность генератора должна быть неизменной.

9. Измерить коэффициент эллиптичности зеркальной антенны, определить ее поляризацию.

10. Теоретически рассчитать ширину главного лепестка ДН зеркальной антенны при установке облучателя в фокус и сравнить с полученной экспериментально.

11. Теоретически рассчитать КНД зеркальной антенны по формуле (6.1), полагая $\text{КИП} = 0,8$ и $K_p = 0,9$. Сравнить рассчитанное значение КНД с полученным экспериментально.

12. Сделать выводы по всем пунктам задания: о виде ДН зеркальной антенны и облучателя, о зависимости ДН и КНД от размеров антенны и положения облучателя относительно фокуса и т. д.

Измерительная установка и методические указания к работе. Источником высокочастотного сигнала для исследуемой антенны 3 является СВЧ-генератор на диоде Ганна трехсантиметрового диапазона волн 1 с подключенной к нему передающей рупорной антенной 2. В качестве исследуемой антенны 3 используется однозеркальная антенна с облучателем в виде E -секториального рупора на основе прямоугольного волновода 23×10 мм. Диаметр зеркала $D = 500$ мм, фокусное расстояние $f = 150$ мм, размеры раскрытия облучателя 23×18 мм.

Сигнал, принятый исследуемой антенной, подается на волноводную детекторную секцию 4 и далее на индикатор 5 (микроамперметр постоянного тока). Детекторная секция представляет собой отрезок прямоугольного волновода с установленным в нем СВЧ-детектором. Подвижный

короткозамыкающий поршень на конце волновода служит для настройки детекторной секции на частоту генератора. Поскольку вольт-амперная характеристика детектора близка к квадратичной (если ток детектора не превышает величину 25–30 мкА), сигнал на индикаторном приборе пропорционален мощности или квадрату напряженности электрического поля в приемной антенне.

Конструкция исследуемой антенны позволяет:

- снять зеркало и измерить ДН облучателя;
- сместить зеркало вдоль фокальной оси (см. рис. 6.6), не меняя положения облучателя;
- повернуть зеркало вокруг оси x , не меняя положения облучателя, что приближенно эквивалентно смещению облучателя в фокальной плоскости.

Измерение характеристик и параметров зеркальной антенны производится в режиме приема.

Отчет должен содержать:

1. Название и цель работы.
2. Структурную схему установки, перечень использованных приборов, схематические рисунки исследованных антенн.
3. Экспериментальные графики ДН в прямоугольных координатах, результаты измерения и приближенную теоретическую оценку параметров ДН и КНД.
4. Выводы по всем пунктам работы.

Примечание. Результаты измерения ДН можно обработать на компьютере с использованием специальной программы. Описание программы находится на рабочем столе.

Контрольные вопросы

1. Назначение и классификация антенн. Зоны электромагнитного поля антенн.
2. Принцип работы апертурных антенн. Элемент Гюйгенса. ДН и КНД элемента Гюйгенса.
3. Устройство, принцип работы и свойства однозеркальной антенны.
4. Амплитудное и фазовое распределения на раскрыве зеркала при установке облучателя в фокус.
5. Диаграмма направленности зеркальной антенны. Оценка уровня боковых лепестков.
6. Коэффициент направленного действия. Зависимость КНД, КИП, K_p , $K_{эф}$ от уровня подставки в амплитудном распределении на раскрыве зеркала.
7. Влияние положения облучателя относительно фокуса зеркала на характеристики и параметры антенны.
8. Зеркальные антенны с отражателями в виде вырезов из параболоида вращения. Принцип работы, достоинства и недостатки, области применения.

9. Параболоцилиндрическая зеркальная антенна. Конструкция, свойства, области применения.

10. Устройство, принцип работы двухзеркальной антенны Кассегрена.

11. Устройство, принцип работы двухзеркальной антенны Грегори.

12. Требования, предъявляемые к облучателям зеркальных антенн.

13. Типы облучателей зеркальных антенн. Устройство, принцип работы, достоинства и недостатки, применение различных типов облучателей.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №7

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НАГРУЗОК И МЕТОДИКА ИХ СОГЛАСОВАНИЯ С ЛИНИЯМИ ПЕРЕДАЧИ

Цель работы: освоение методики измерения полных сопротивлений и проводимостей нагрузок и параметров реактивных диафрагм в волноводе с помощью волноводной измерительной линии. Изучение методов согласования и расчета согласующих устройств для различных нагрузок.

Основные теоретические сведения

Режимы работы линий передачи с нагрузкой. В реальных условиях волновод всегда входит в состав тракта СВЧ и является нерегулярным. Трактом сверхвысоких частот называют совокупность устройств СВЧ, сочлененных определенным образом и выполняющих различные функции (ввод энергии в тракт, вывод энергии, согласование, ответвление, деление и суммирование сигналов и т. д.). Любое из таких устройств, представляющее собой нерегулярность в волноводе, называется нагрузкой и приводит к появлению в линии, кроме основной волны, бегущей к нагрузке (падающая или прямая волна), дополнительной волны, распространяющейся от конца линии к генератору (отраженная или обратная волна), а также множества волн высших типов (рис. 7.1).



Рис. 7.1. Линия передачи

С практической точки зрения основной интерес представляет учет влияния нерегулярных элементов (нагрузок) на распространение волны основного (низшего) типа, т. к. реальные тракты проектируются, как правило, с учетом существования в них одномодового режима.

При такой постановке задачи любую линию передачи можно заменить эквивалентной длинной линией, а нерегулярности – их эквивалентными сопротивлениями в виде сосредоточенных элементов и включений. Тогда можно использовать при анализе линий передачи конечной длины основные понятия теории длинных линий. В этом случае напряжению и току в длинной линии U и I можно поставить в соответствие электрическую E и магнитную H напряженности поля, а распределенным емкости и индуктивности – абсолютные диэлектрическую $\epsilon\epsilon_0$ и магнитную $\mu\mu_0$ проницаемости. Напряжение и ток в случае однородной длинной линии без потерь в любом ее

сечении z (см. рис. 7.1) можно представить в виде суммы падающей и отраженной волн:

$$\dot{U} = \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{отр}}(z) = \dot{U}_{m \text{ пад}} e^{j\beta z} + \dot{U}_{m \text{ отр}} e^{-j\beta z}, \quad (7.1)$$

$$\dot{I} = \dot{I}_{\text{пад}}(z) + \dot{I}_{\text{отр}}(z) = \frac{1}{Z_B} (\dot{U}_{m \text{ пад}} e^{j\beta z} - \dot{U}_{m \text{ отр}} e^{-j\beta z}),$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_B}$ – фазовая постоянная;

λ_B – длина волны в линии;

Z_B – волновое сопротивление линии.

Комплексная амплитуда падающей волны $\dot{U}_{\text{пад}}(z)$ определяется мощностью генератора. Отношение комплексных амплитуд напряжения отраженной $\dot{U}_{\text{отр}}(z)$ и падающей волн $\dot{U}_{\text{пад}}(z)$ в данном сечении линии z зависит от нагрузки и называется коэффициентом отражения по напряжению:

$$\dot{\Gamma}(z) = \frac{\dot{U}_{\text{отр}}(z)}{\dot{U}_{\text{пад}}(z)} = \frac{U_{m \text{ отр}}}{U_{m \text{ пад}}} e^{j2\beta z} = \dot{\Gamma}_H e^{j2\beta z}. \quad (7.2)$$

Здесь комплексная величина

$$\dot{\Gamma}_H = |\Gamma_H| e^{j\varphi_H} \quad (7.3)$$

является коэффициентом отражения от нагрузки в сечении $z = 0$ (где включена нагрузка линии).

С учетом выражения (7.2) напряжение и ток в линии можно представить в виде

$$\dot{U}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) + \dot{U}_{\text{отр}}(z) = \dot{U}_{\text{пад}}(z) [1 + \dot{\Gamma}(z)], \quad (7.4)$$

$$\dot{I}(z) = \frac{1}{Z_B} [\dot{U}_{\text{пад}}(z) - \dot{U}_{\text{отр}}(z)] = \frac{\dot{U}_{\text{пад}}(z)}{Z_B} [1 - \dot{\Gamma}(z)].$$

Важным параметром, характеризующим режим в длинной линии, является сопротивление $Z(z)$, равное отношению комплексных амплитуд напряжения и тока в данном сечении линии:

$$Z(z) = \frac{U(z)}{I(z)} = Z_B \frac{1 + \dot{\Gamma}(z)}{1 - \dot{\Gamma}(z)} = R(z) + jX(z), \quad (7.5)$$

или в нормированном (приведенном к волновому сопротивлению линии) виде:

$$Z^*(z) = \frac{\dot{Z}(z)}{Z_B} = R^*(z) + jX^*(z) = \frac{1 + \dot{\Gamma}(z)}{1 - \dot{\Gamma}(z)}. \quad (7.6)$$

Проводимость $\dot{Y}(z)$ в данном сечении линии при этом определяется как

$$\dot{Y}(z) = \frac{1}{\dot{Z}(z)} = \frac{1}{Z_B} \frac{1 - \dot{\Gamma}(z)}{1 + \dot{\Gamma}(z)} = G(z) + jB(z), \quad (7.7)$$

$$Y^*(z) = \frac{1}{Z^*(z)} = G^*(z) + jB^*(z) = \frac{1 - \dot{\Gamma}(z)}{1 + \dot{\Gamma}(z)}.$$

Из выражений (7.6) и (7.7) с учетом (7.2) можно получить

$$\dot{\Gamma}(0) = \frac{Z^*(0) - 1}{Z^*(0) + 1} = \frac{Z_H^* - 1}{Z_H^* + 1}. \quad (7.8)$$

Таким образом, в каждом сечении z существует простая и однозначная связь (7.6), (7.7) между параметрами $\dot{\Gamma}(z)$ и $\dot{Z}(z)$ или $\dot{Y}(z)$, характеризующими существующий в длинной линии режим.

На практике для определения коэффициента отражения широко используется экспериментально определенное распределение амплитуды результирующего напряжения (или тока) вдоль линии. Амплитуда результирующего напряжения в сечении z , удаленном от нагрузки к генератору на расстояние $|z|$, равна модулю напряжения (7.4), который в линии без потерь с учетом (7.2) и (7.3) определяется выражением

$$U_m(z) = U_{m \text{ пад}} \sqrt{1 + |\Gamma_H|^2 + 2|\Gamma_H| \cos(2\beta z - \varphi_H)}. \quad (7.9)$$

На рис. 7.2 представлена зависимость нормированной по отношению к амплитуде падающей волны амплитуды $U_m(z)$ от координаты z .

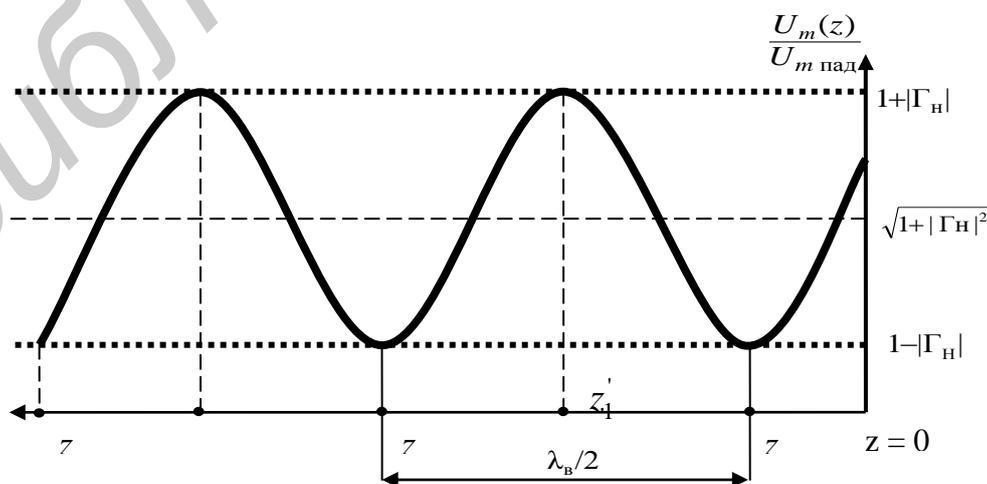


Рис. 7.2. Распределение напряжения вдоль линии

Как видно из рис. 7.2, эта зависимость имеет периодический характер. Напряжение достигает минимума, равного $1 - |\Gamma_H|$, в точках, где $\cos(2\beta z_n - \varphi_H) = -1$, при

$$2\beta z_n = (2n + 1)\pi + \varphi_H, \quad (7.10)$$

и максимума, равного $1 + |\Gamma_H|$, когда $\cos(2\beta z_n' - \varphi_H) = 1$, при

$$2\beta z_n = 2n\pi + \varphi_H, \quad (7.11)$$

где $n = 0, 1, 2, \dots$ – порядковый номер минимума или максимума, отсчитанного от нагрузки линии. Расстояние между соседними минимумами или максимумами одинаково и равно половине длины волны в данной линии.

Отношение максимального и минимального значений амплитуды напряжения называется коэффициентом стоячей волны (КСВ или K_c):

$$КСВ = \frac{U_{m \max}}{U_{m \min}} = \frac{1 + |\Gamma_H|}{1 - |\Gamma_H|}. \quad (7.12)$$

Помимо КСВ используют обратную ему величину, называемую коэффициентом бегущей волны (КБВ, или K_b):

$$КБВ = \frac{1}{КСВ} = \frac{1 - |\Gamma_H|}{1 + |\Gamma_H|}. \quad (7.13)$$

По известному значению КСВ или КБВ можно определить модуль коэффициента отражения:

$$|\Gamma_H| = \frac{КСВ - 1}{КСВ + 1} = \frac{1 - КБВ}{1 + КБВ}. \quad (7.14)$$

Аргумент коэффициента отражения от нагрузки ($z = 0$) можно найти из (7.9):

$$\varphi_H = 2\beta z_1 - \pi, \quad (7.15)$$

где z_1 – координата ближайшего к нагрузке минимума.

Рассмотренные выше параметры характеризуют режим распространения волны в длинной линии.

Если $Z_H^* = 1$, т. е. $Z_H = Z_B$, то согласно (7.8) $|\Gamma_H| = 0$. Согласованная с линией нагрузка, сопротивление которой равно волновому сопротивлению линии, не создает отраженной волны и поглощает всю мощность падающей волны. Линия с согласованной нагрузкой ведет себя подобно бесконечной регулярной линии: в ней существует режим бегущей волны, характеризуемый параметрами $Z'(z) = 1$, $|\Gamma| = 0$, $КСВ = 1$, $КБВ = 1$.

Если $Z_H = jX_H$ (сопротивление нагрузки реактивно), $Z_H = 0$ (короткое замыкание) или $Z_H = \infty$ (холостой ход), то величина $|\Gamma| = 1$, т. е. нагрузки полностью отражают падающую волну. В линии с такими нагрузками

устанавливается режим стоячей волны, характеризуемый параметрами $Z^*(z) = jX^*(z)$, $|\Gamma| = 1$, $KCB = \infty$, $KBB = 0$.

Режимы бегущей и стоячей волн являются предельными. В общем случае в линии существует так называемый смешанный режим, для которого $Z_n^* = R_n^* \pm jX_n^*$, $0 < |\Gamma| < 1$, $1 < KCB < \infty$, $1 > KBB > 0$.

На рис. 7.3 показаны типичные графики распределения напряжения вдоль линии при различных значениях Γ , получаемые из выражения (7.9), для передающей линии без потерь.

Таким образом, перечислим основные причины, в силу которых при проектировании трактов СВЧ стремятся достичь возможно лучшего согласования, т. е. приблизить КСВ к идеальной величине, равной единице, а $|\Gamma|$ – к нулю.

Мощность, поступающая в нагрузку, P_n равна разности мощностей падающей $P_{пад}$ и отраженной $P_{отр}$ волн.

Поскольку

$$P_{пад} = \frac{1}{2} \frac{|U_{пад}|^2}{Z_b};$$

$$P_{отр} = \frac{1}{2} \frac{|U_{отр}|^2}{Z_b} = \frac{1}{2} \frac{|U_{пад}|^2}{Z_b} |\Gamma|^2, \quad (7.16)$$

то

$$P_n = P_{пад} - P_{отр} = P_{пад} (1 - |\Gamma|^2), \quad (7.17)$$

т. е. уровень полезного сигнала в нагрузке снижается.

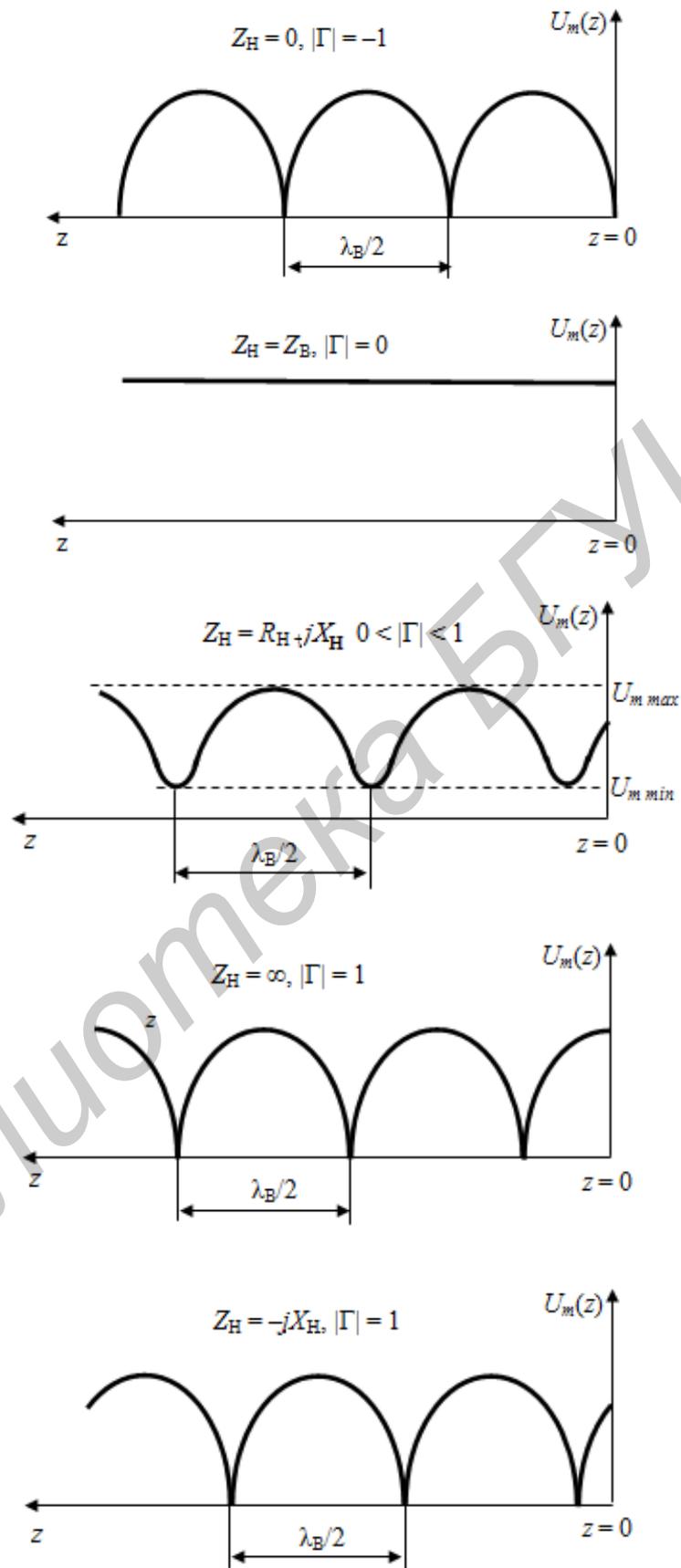


Рис. 7.3. Распределение напряжения в линии для различных нагрузок

Электрическая прочность линии при рассогласованной нагрузке. Пробой в линии с рассогласованной нагрузкой возникает тогда, когда напряженность поля в максимуме стоячей волны становится равной пробивной напряженности, или $|U_m|_{\max} = U_{\text{проб}}$. Так как напряжение в максимуме превышает напряжение падающей волны в $(1+|\Gamma|)$ раз, то мощность, при которой возникает пробой, равна

$$P_{\text{проб}} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{проб}}^2}{Z_{\text{в}}} \frac{1-|\Gamma|}{1+|\Gamma|} = \frac{1}{2} \frac{U_{\text{проб}}^2}{Z_{\text{в}}} \text{КСВ}. \quad (7.18)$$

Эта мощность максимальна при $\text{КСВ} = 1$ и снижается в КСВ раз при рассогласованной нагрузке.

Затухание линии передачи. При отсутствии отражения от нагрузки потери в линии равны

$$L = 10 \lg e^{2\alpha l} = 8,68 \alpha l \quad [\text{дБ}], \quad (7.19)$$

где α – постоянная затухания;

l – длина линии.

Подключение к линии несогласованной нагрузки приводит к увеличению затухания:

$$L = 10 \lg \frac{1-|\Gamma|^2 e^{-4\alpha l}}{e^{-2\alpha l} (1-|\Gamma|^2)} \quad [\text{дБ}]. \quad (7.20)$$

Влияние нагрузки на работу генератора СВЧ. Согласование играет особенно важную роль для нормальной работы источников СВЧ-колебаний. При изменении сопротивления нагрузки в большинстве случаев наблюдается изменение как мощности, так и частоты генерируемых колебаний (затягивание частоты). Чем лучше согласован СВЧ-тракт, тем выше стабильность частоты генератора.

Кроме рассмотренных, существуют и другие причины, которыми обеспечивается режим согласования, например улучшение частотных, шумовых и других характеристик.

Для определения параметров эквивалентных схем, необходимых при расчете временных, амплитудных и частотных характеристик различных СВЧ-устройств, а также для согласования узлов и элементов линий передачи необходимо знать их полное сопротивление или проводимость, уметь их измерить.

Принцип измерения сопротивления нагрузки. Принцип измерения основан на связи между сопротивлением нагрузки и распределением напряжения или

напряженности поля вдоль волновода (см. рис. 7.2), которое характеризуется модулем и фазой коэффициента отражения:

$$Z_H^* = \frac{Z_H}{Z_B} = \frac{1 + \dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{\Gamma}_H}. \quad (7.21)$$

Таким образом, зная распределение напряженности вдоль волновода, можно определить $|\Gamma_H|$, КСВ и φ_H и соответственно величину полного сопротивления нагрузки:

$$Z_H^* = \frac{\text{КСВ} - j(\text{КСВ}^2 - 1)\sin\left(\frac{\varphi_H}{2}\right)\cos\left(\frac{\varphi_H}{2}\right)}{\text{КСВ}^2\sin^2\left(\frac{\varphi_H}{2}\right)\cos^2\left(\frac{\varphi_H}{2}\right)},$$

$$\varphi_H = 4\pi \frac{\Delta z}{\lambda_B}. \quad (7.22)$$

Непосредственное измерение $|\Gamma_H|$ связано с некоторыми сложностями, определяемыми необходимостью физического «разделения» падающей и отраженной волн в линии передачи, поэтому на практике для нахождения Z_H^* используют значение коэффициента стоячей волны КСВ, определяемое с помощью измерительной линии.

Измерительная волновая линия. Измерительная линия – один из наиболее употребляемых на практике измерительных приборов в СВЧ-диапазоне (рис. 7.4).

В центре широкой стенки волновода 1 измерительной линии прорезана узкая продольная щель 2, вдоль которой перемещается проволочный зонд 3. Щель имеет длину в несколько полуволн, чтобы можно было находить несколько максимумов и минимумов стоячей волны. Зонд измерительной линии переходит в коаксиальную линию 4, смонтированную на передвижной каретке. СВЧ-детектор 6, установленный в боковом отводе, согласуется с коаксиальной линией подвижным поршнем 5. Настройка линии на частоту волны, распространяющейся в волноводе, осуществляется перемещением поршня до получения максимального тока индикатора, подключенного к детектору через блокировочный конденсатор 7. Для отсчета координаты зонда на линии имеется шкала с нониусом, предусмотрено также изменение степени погружения зонда в волновод для регулировки чувствительности.

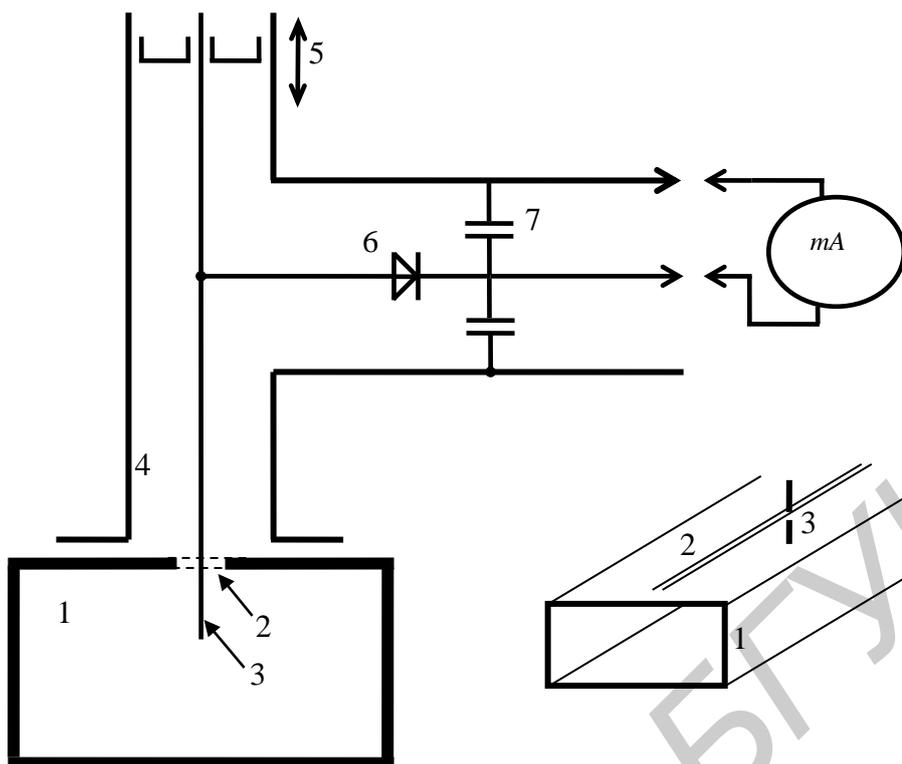


Рис. 7.4. Устройство измерительной линии

Измерение параметров $|\Gamma_H|$, КСВ и φ_H с помощью измерительной линии.

При передвижении зонда с детектором вдоль волновода непосредственно измеряется выпрямленный ток детектора (не высокочастотное напряжение и не напряженность высокочастотного поля). Зависимость между током детектора I_d и приложенным высокочастотным напряжением $|\dot{U}|$ не является линейной и однозначной. Вместе с тем опыт показывает, что для стандартных СВЧ-детекторов, установленных в линии, эта зависимость приближается к квадратичной, если ток не превышает величину 20–25 мкА, т. е.

$$I_d = aU^2,$$

и тогда

$$\text{КСВ} = \frac{|U|_{\max}}{|U|_{\min}} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \sqrt{\frac{I_{d \max}}{I_{d \min}}}. \quad (7.23)$$

Модуль коэффициента отражения $|\dot{\Gamma}_H|$, если это необходимо, определяется далее из выражения

$$|\dot{\Gamma}_H| = \frac{\text{КСВ} - 1}{\text{КСВ} + 1}. \quad (7.24)$$

Для определения фазового угла φ_H необходимо в соответствии с выражением (7.22) найти расстояние Δz от нагрузки до ближайшего минимума,

который обычно находится вне пределов рабочего участка линии. Это затруднение может быть устранено с помощью опыта короткого замыкания, поясняемого на рис. 7.5.

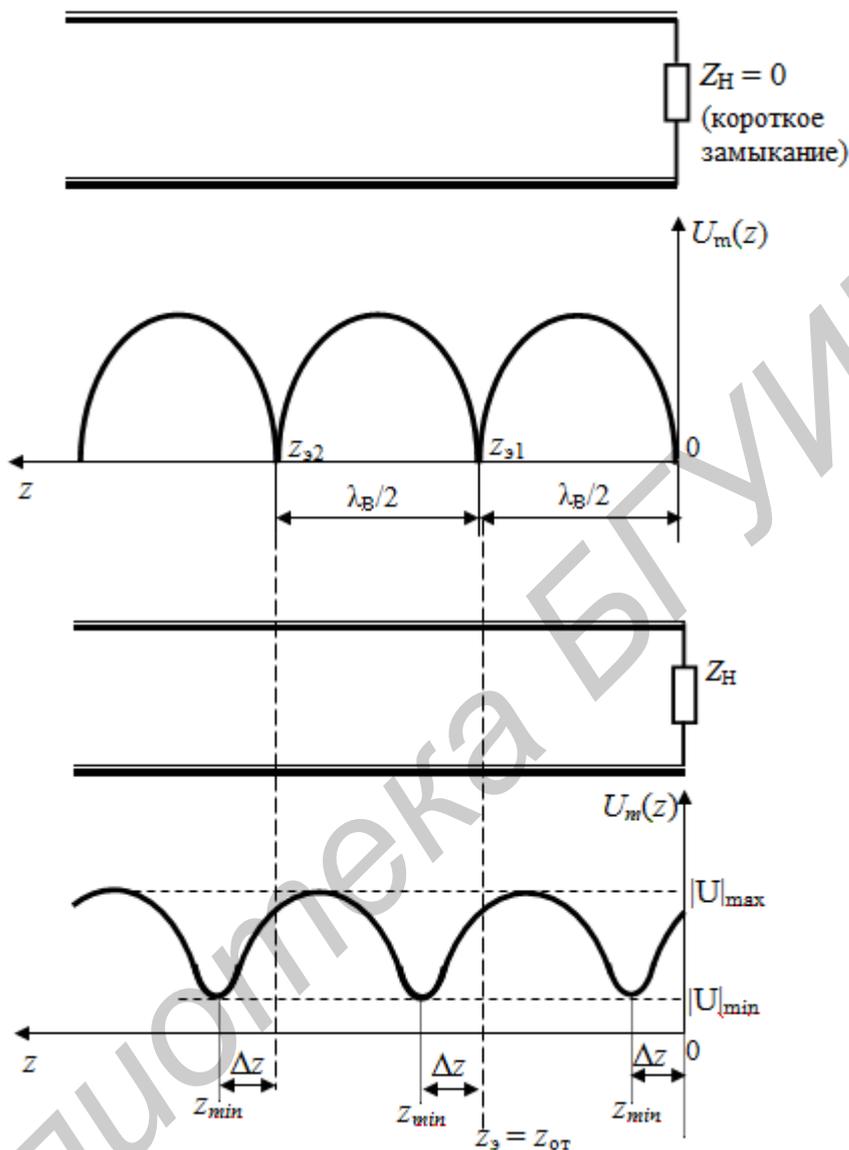


Рис. 7.5. Определение полного сопротивления нагрузки

Поскольку коэффициент отражения и входное сопротивление изменяются вдоль линии периодически, то входное сопротивление в сечениях, отстоящих на целое число полуволн от конца волновода, будет равно сопротивлению нагрузки. Положение этих сечений, называемых эквивалентными сечениями линии, совпадает с минимумами стоячей волны при коротком замыкании. Определив координату одного из эквивалентных сечений (обычно ближайшего к нагрузке) и приняв ее за точку отсчета (опорную точку) z_{OT} , можно найти искомое расстояние:

$$\Delta z = z_0 - z_{min} \cdot \quad (7.25)$$

Используя найденные экспериментально величины КСВ или $|\Gamma_H|$ и φ_H , по выражениям (7.21), (7.22) можно найти Z_H^* .

Круговая диаграмма полных сопротивлений и проводимостей. Практически при измерениях входных сопротивлений вместо довольно громоздкого аналитического расчета нормированной величины сопротивления нагрузки по формулам (7.21), (7.22) используют круговую диаграмму Вольперта (КДВ).

Принцип построения КДВ основан на совмещении на комплексной плоскости векторной диаграммы токов и напряжений в линии передачи без потерь, построенной в соответствии с (7.4) и показанной на рис. 7.6. Принцип построения КДВ с координатной сеткой полных нормированных сопротивлений, построенной по выражению (7.6), показан на рис. 7.7.

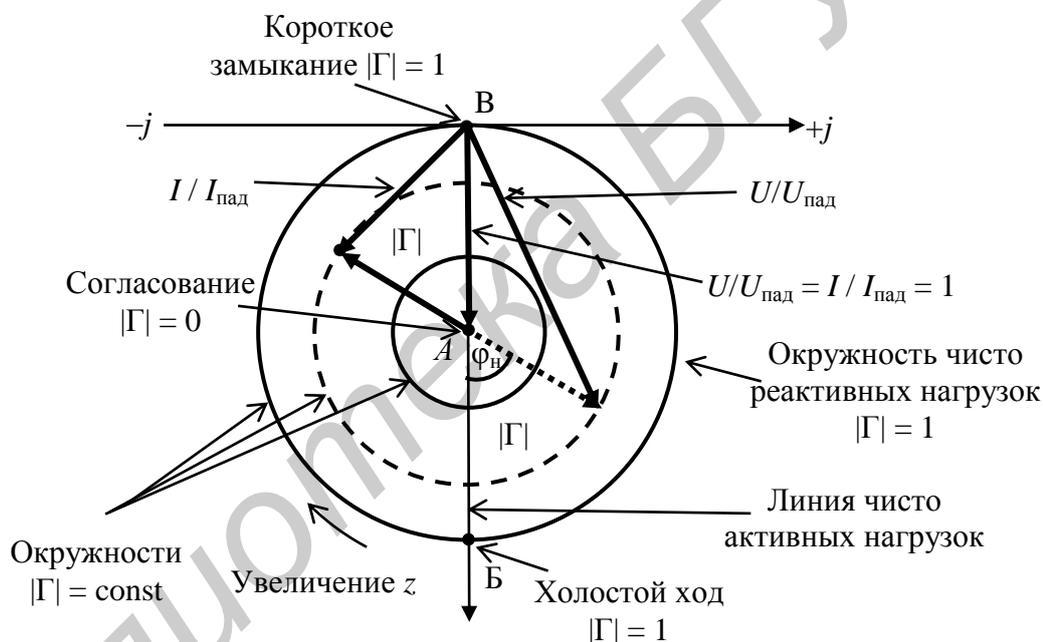


Рис. 7.6. Векторная диаграмма напряжений и токов линии без потерь

Векторная диаграмма (см. рис. 7.6) показывает зависимость напряжения и тока в линии от координаты z . При увеличении z , т. е. при движении вдоль линии от нагрузки к генератору, вектор $|\dot{\Gamma}|$, располагавшийся в сечении нагрузки под углом φ_H к действительной оси, равномерно вращается по часовой стрелке. Сумма единичного вектора с вращающимся вектором $|\dot{\Gamma}|$ дает нормированное напряжение в данной точке линии, их разность – нормированный ток в той же точке. Таким образом, окружности на рис. 7.6 являются геометрическими местами концов векторов напряжения и тока. Радиусам окружностей, показанных на этом рисунке, соответствует величина

модуля коэффициента отражения. Максимальная величина радиуса при пассивной нагрузке равна единице. Полный оборот по окружности происходит при перемещении вдоль линии на половину длины волны. На рисунке отмечены также наиболее характерные точки и линии диаграммы с дополнительными пояснениями.

Итак, в пределах плоскости большого круга этой диаграммы с единичным радиусом укладываются все физически возможные режимы работы длинной линии, т. е. все возможные значения $0 < \varphi_H < 2\pi$, $0 < |\dot{\Gamma}| < 1$ или $1 < \text{КСВ} < \infty$, каждому из которых соответствует определенное значение входного сопротивления в данном сечении линии передачи.

Координатная сетка полных сопротивлений (см. рис. 7.7) представляет собой два семейства взаимно ортогональных окружностей постоянных активных входных сопротивлений $R^* = \text{const}$ и постоянных реактивных входных сопротивлений $X^* = \text{const}$.

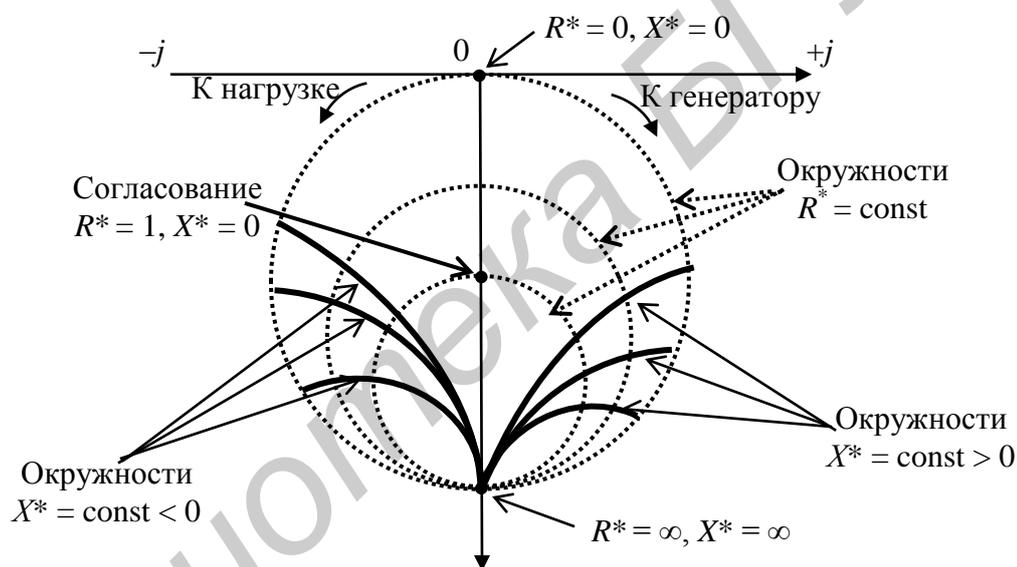


Рис. 7.7. Координатная сетка полных сопротивлений

После того как сетка линий $R^* = \text{const}$ и $X^* = \text{const}$ нанесена на плоскость векторной диаграммы, величины напряжений и токов можно из рассмотрения исключить и вести анализ эквивалентных схем, используя R^* , X^* и $|\dot{\Gamma}|$, φ_H (или КСВ , $\frac{\Delta z}{\lambda_B}$).

За начало отсчета обычно принимают точку $R^* = X^* = 0$, т. е. минимум стоячей волны напряжения. Шкалу для отсчета угла φ_H или соответствующего ему расстояния в длинах волн $\frac{\Delta z}{\lambda_B}$ наносят вне большой окружности.

Увеличению расстояния рассматриваемого сечения от нагрузки соответствует движение по окружности $KCB = \text{const}$ в направлении по часовой стрелке. Поэтому на КДВ делают надписи «к генератору» и «к нагрузке», соответствующие направлению отсчета углов.

В окончательном виде круговая диаграмма полных сопротивлений в полярной системе координат показана на рис. 7.8. Эта диаграмма является универсальной и пригодной для расчетов любых линий передачи, работающих на волне одного типа.

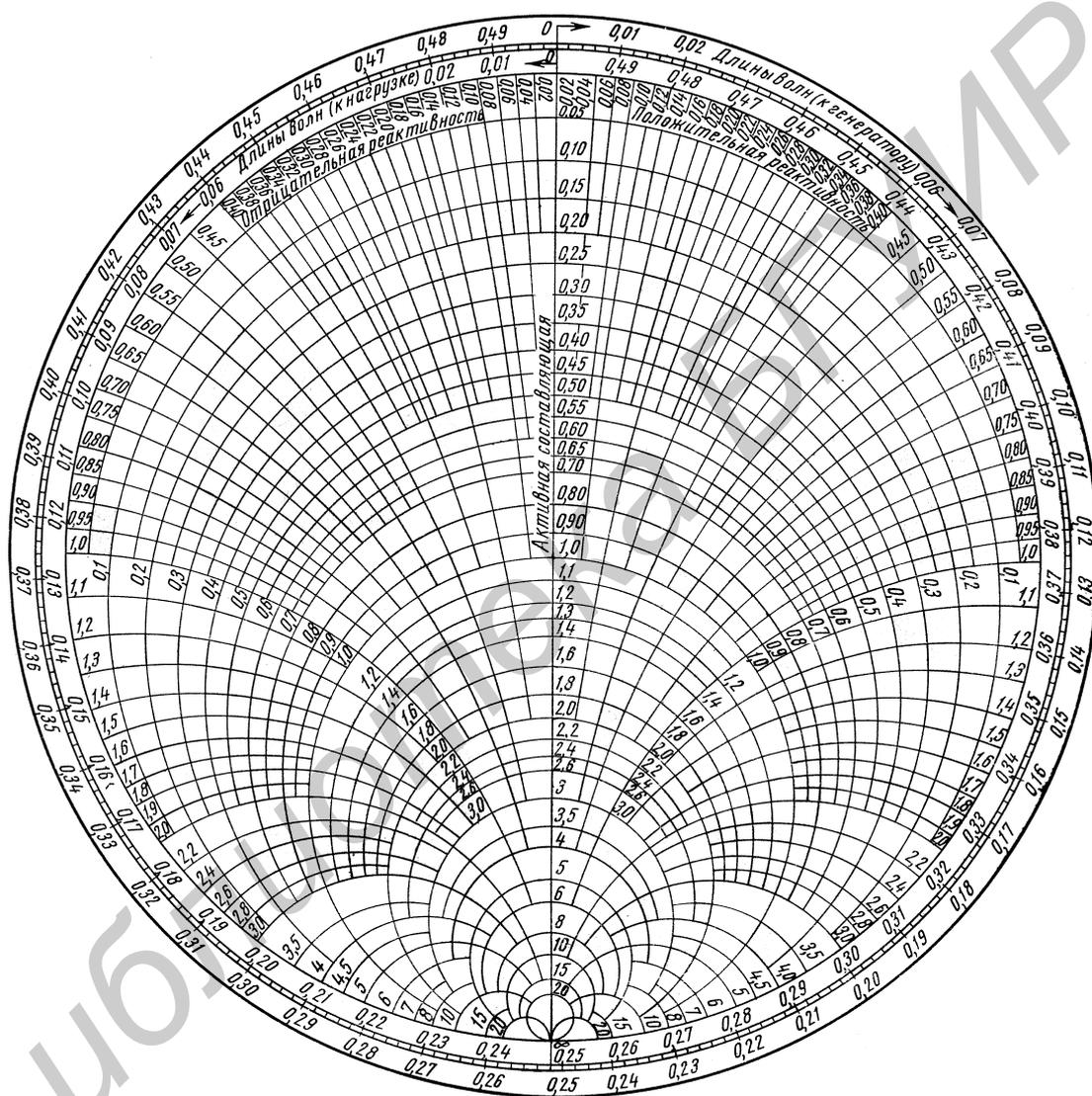


Рис. 7.8. Круговая диаграмма Вольперта

Круговая диаграмма полных сопротивлений одновременно является круговой диаграммой полных проводимостей. Переход от сопротивления к проводимости соответствует повороту по круговой диаграмме на угол 180° .

Следовательно, точки, соответствующие Z_H^* и $Y_H^* = \frac{1}{Z_H^*}$, лежат на

противоположных концах диаметра окружности $KCB = \text{const}$ ($|\dot{\Gamma}| = \text{const}$) с центром в начале координат.

Определение полного сопротивления нагрузки по измеренным значениям KCB и $\frac{\Delta z}{\lambda_B}$ с помощью круговой диаграммы поясняет рис. 7.9. Так как положение точки А соответствует координате минимума z_{\min} , сопротивление нагрузки $Z_H^* = R_H^* + jX_H^*$ можно определить, смещая точку А по окружности измеренного значения KCB на угол, соответствующий значению относительного расстояния $\frac{L_{\min}}{\lambda_B}$ в сторону нагрузки, или $\frac{\Delta z}{\lambda_B}$ в сторону генератора, т. е. до совмещения с эквивалентным сечением (точка Б). Окружности нормированных активного и реактивного сопротивлений, проходящие через эту точку, дают численные значения R_H^* и X_H^* . Для определения нормированной проводимости этой же нагрузки необходимо переместить точку Б по окружности KCB на угол 180° в точку В.

Кроме рассмотренного выше определения сопротивления нагрузки, КДВ позволяет быстро и с приемлемой для большинства практических применений точностью решать многие другие задачи при проектировании СВЧ-трактов (определение входного сопротивления линии с нагрузкой, расчет согласующих устройств и т. д.).

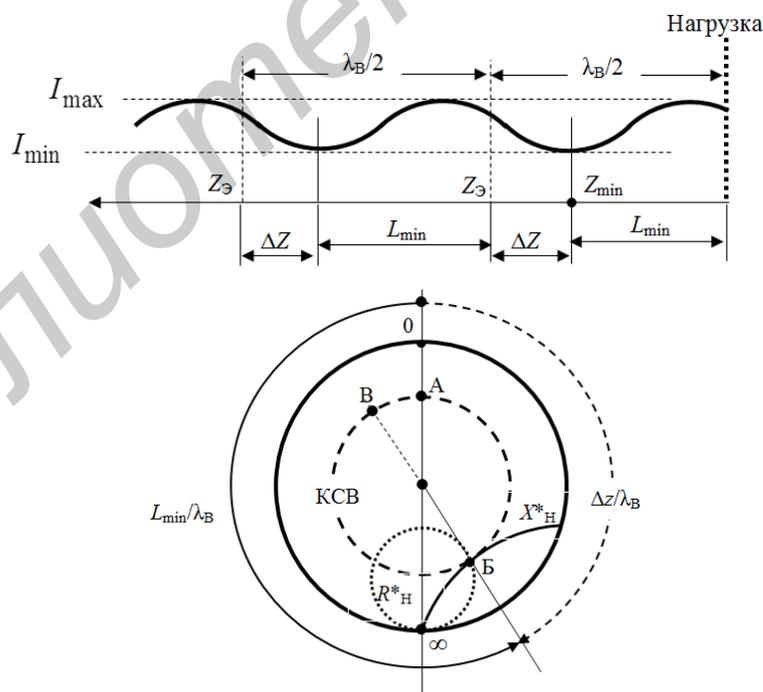


Рис. 7.9. Определение Z_H^* по КДВ

Согласование линий передачи. Обеспечение согласования является одной из наиболее типичных задач техники СВЧ. Эта задача решается с помощью

согласующего устройства (рис. 7.10), включаемого между генератором и нагрузкой, двумя различными методами:

- путем поглощения отраженной волны в согласующем устройстве;
- путем создания в линии передачи еще одной отраженной от согласующего устройства волны, равной по амплитуде и противоположной по фазе, и компенсирующей отражение от нагрузки.



Рис. 7.10. Согласующее устройство в линии передачи с произвольной нагрузкой

Первый метод основан на применении развязывающих ослабителей, мостовых схем или невзаимных устройств (ферритовых вентилях и циркуляторов). При использовании этих устройств согласование достигается ценой резкого снижения КПД всей системы, т. к. часть высокочастотной мощности безвозвратно рассеивается в виде тепла в поглотителе.

Согласующее устройство второго типа обычно состоит из реактивных элементов и практически не вносит потерь. Такой согласующий четырехполюсник является трансформатором полных сопротивлений, который преобразует сопротивление $Z_{\text{ВГ}}$ (см. рис. 7.10) в сопротивление $Z_{\text{АВ}} = Z_{\text{В}}$, что и обеспечивает режим бегущей волны.

Качество согласования характеризуется не только величиной КСВ на некоторой частоте, но и полосой частот, в пределах которой эта величина обеспечивается. Типичные зависимости КСВ от частоты для различных согласующих устройств показаны на рис. 7.11.

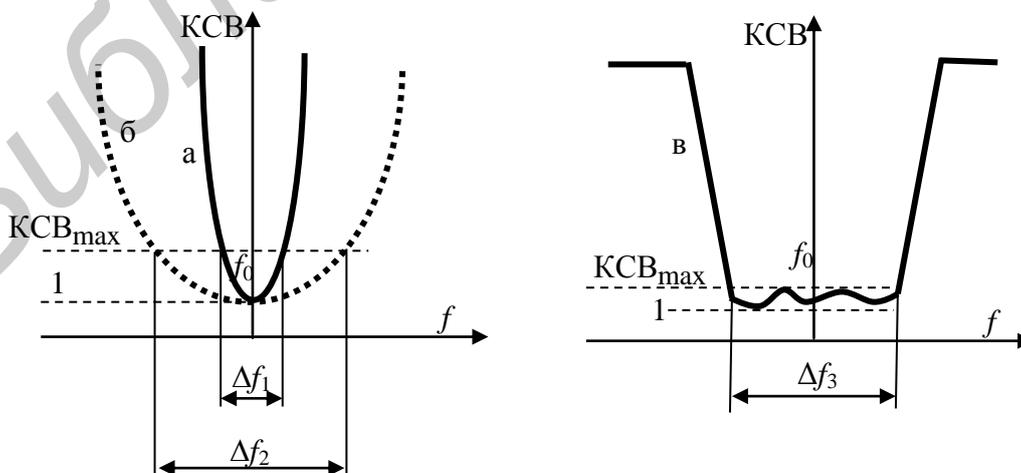


Рис. 7.11. Частотные характеристики узкополосного (а) и широкополосного (б, в) согласующих устройств

При узкополосном согласовании (кривая «а» рис. 7.11) ширина рабочей полосы частот Δf_1 (обычно несколько процентов от f_0) может оказаться недостаточной. Под широкополосным согласованием (кривые «б»; «в» рис. 7.11) обычно подразумевают случай, когда величина КСВ остается ниже заданного предельного уровня в полосе частот $\Delta f/f_0$ не менее 10 % от средней частоты. Требуемая полоса частоты доходит иногда до октавы и более.

Способы узкополосного согласования. Целью узкополосного согласования нагрузки с линией передачи является обеспечение режима бегущей волны только на одной фиксированной частоте f_0 . При этом полосой согласования называют некоторый интервал частот, включающий f_0 , в котором выполняется условие $KCB \leq KCB_{\max}$.

Одним из способов узкополосного согласования является использование компенсирующей неоднородности, которая представляет собой реактивный элемент, обладающий индуктивной или емкостной проводимостью, и устанавливается на расстоянии L от нагрузки (рис. 7.12, а).

Проводимость нагрузки $Y_H^* = G_H^* + jB_H^*$ отрезком длиной линии L трансформируется в проводимость $Y_{AB}^* = G_B^* + jB_B^*$, активная часть которой равна волновой проводимости линии. Реактивная часть проводимости Y_{AB}^* компенсируется путем параллельного включения в линию (см. рис. 7.12, а) равной по величине и противоположной по знаку реактивной проводимости $-jB^*$. В результате входная проводимость в сечении а–б становится чисто активной и равной волновой проводимости линии, т. е. линия нагружается на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, что соответствует идеальному согласованию.

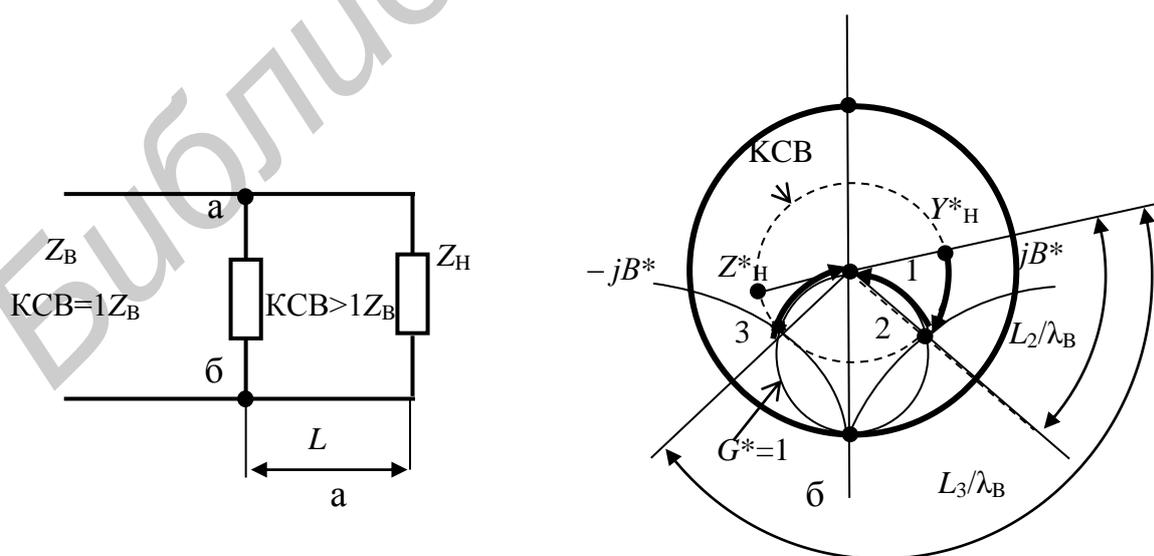


Рис. 7.12. Согласование компенсирующей проводимостью:
а – схема согласования; б – расчет согласования по КДВ

Для расчета согласующего элемента и трансформирующего отрезка линии можно применить круговую диаграмму Вольперта (см. рис. 7.12, б). Полагая нормированную проводимость Y_H^* известной, наносят ее на круговую диаграмму (точка 1 на рис. 7.12, б). Поскольку в линии без потерь амплитуда отраженной волны одинакова в любом ее сечении на отрезке L , т. е. $KCB = \text{const}$, то все сопротивления, которые может иметь линия при заданном сопротивлении нагрузки, должны лежать на окружности $KCB = \text{const}$. Поскольку для согласования требуется единичная активная входная проводимость, то согласующая реактивность должна быть помещена в сечении линии, где $G^* = 1$. На круговой диаграмме (см. рис. 7.12, б) имеются две точки 2 и 3, соответствующие пересечению окружности $KCB = \text{const}$ с окружностью $G^* = 1$, расположенные на расстояниях $\frac{L_2}{\lambda_B}$ и $\frac{L_3}{\lambda_B}$ от нагрузки. Зная длину волны в линии λ_B , несложно определить расстояния L_2 и L_3 , куда следует включить компенсирующую чисто реактивную проводимость, противоположную по знаку входной проводимости в данном сечении линии.

В качестве компенсирующих неоднородностей в волноводной технике широко применяются реактивные штыри и диафрагмы, а также короткозамкнутые отрезки линий.

Реактивные диафрагмы и штыри в волноводе. Волноводные диафрагмы – тонкие металлические пластинки, размещаемые в плоскости поперечного сечения волновода и уменьшающие при этом линейные размеры этого сечения (см. рис. 7.13). Толщина диафрагмы выбирается значительно меньше длины волны и ограничивается лишь механической прочностью пластины. Эквивалентная схема бесконечно тонкой диафрагмы представляет собой реактивную проводимость, шунтирующую линию передачи. Диафрагмы являются реактивными элементами, т. к. почти не вносят в тракт дополнительных потерь, но создают значительное местное поле за счет возбуждения нераспространяющихся высших типов волн. Тип реактивности, ее величина и частотная зависимость параметров определяются размерами, формой и местом включения диафрагмы в поперечном сечении прямоугольного волновода.

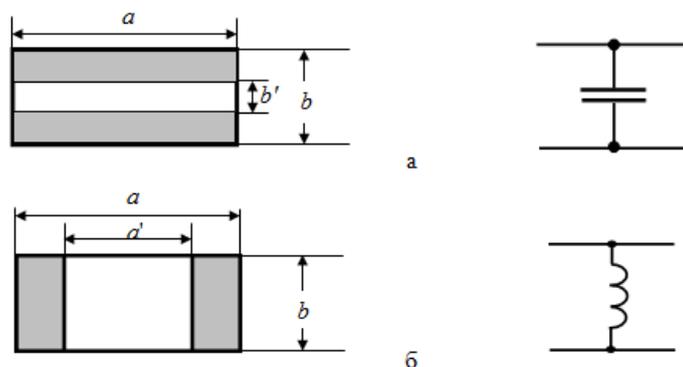


Рис. 7.13. Диафрагмы в волноводе:
а – емкостная; б – индуктивная

Наиболее широкое применение в технике СВЧ нашли симметричные емкостные (рис. 7.13, а) и индуктивные (рис. 7.13, б) диафрагмы. Емкостная диафрагма вызывает концентрацию электрического высокочастотного поля волны H_{10} , что эквивалентно емкости и, наоборот, индуктивная диафрагма влияет в основном на высокочастотное магнитное поле при волне типа H_{10} , что эквивалентно индуктивности, шунтирующей волновод.

Для приближенного (без учета толщины) расчета эквивалентной нормированной проводимости описанных выше симметричных диафрагм могут быть использованы следующие выражения, полученные с учетом высших типов волн:

$$B_C^* \approx \frac{4b}{\lambda_B} \ln \operatorname{cosec} \frac{\pi b'}{2b}, \quad (7.26)$$

$$B_L^* \approx -\frac{\lambda_B}{a} \operatorname{ctg}^2 \frac{\pi a'}{2a}, \quad (7.27)$$

где a, b – размеры широкой и узкой стенок волновода;
 a', b' – высота и ширина диафрагм.

Индуктивная диафрагма в отличие от емкостной не снижает электрическую прочность волновода, т. к. вынесена из области максимального электрического поля. Поэтому такую диафрагму целесообразно применять в трактах высокой мощности. Емкостная диафрагма имеет слабее выраженную зависимость проводимости от размеров окна, что позволяет более точно обеспечить необходимое для согласования значение b' . В связи с этим при небольших уровнях мощности целесообразнее использовать емкостную диафрагму.

Примером компенсирующей неоднородности, имеющей большое практическое значение, является металлический стержень (штырь), введенный в волновод через широкую стенку (рис. 7.14, а).

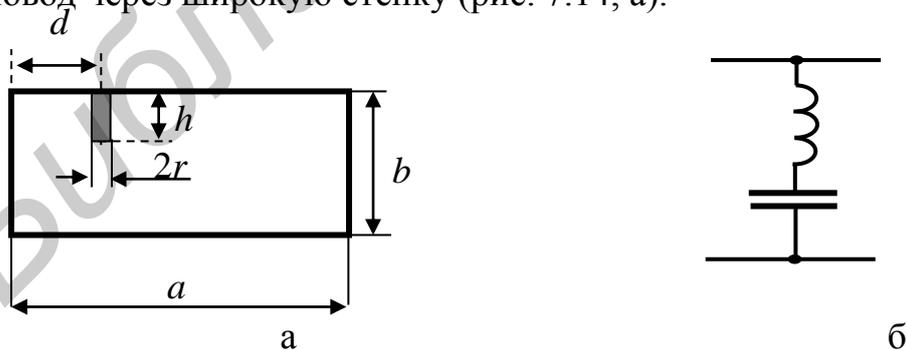


Рис. 7.14. Штырь в прямоугольном волноводе (а) и его эквивалентная схема (б)

Схемой замещения такого штыря является реактивная проводимость, нормированная величина которой зависит от длины штыря h , его радиуса r и места расположения на широкой стенке волновода d (см. рис. 7.14, а).

Как показывает практика, при длине штыря $h < \frac{\lambda}{4}$ и его диаметре $2r$, много меньшем $\frac{\lambda}{4}$, реактивная проводимость имеет емкостный характер. В случае большой длины необходимо учитывать его индуктивность. Эквивалентная схема штыря показана на рис. 7.14, б. При длине штыря, близкой к $\frac{\lambda}{4}$, происходит резонанс последовательного типа; волновод оказывается закороченным. Дальнейшее увеличение длины штыря приводит к тому, что его эквивалентная реактивная проводимость приобретает индуктивный характер.

Возможность плавной регулировки длины штыря при настройке согласующих устройств является его существенным преимуществом как согласующего элемента перед реактивными диафрагмами.

Способы широкополосного согласования. Способ частотной компенсации основан на взаимной компенсации частотных изменений сопротивления нагрузки и согласующих элементов. Осуществляется путем выбора длины и волнового сопротивления шлейфов. По известной частотной зависимости комплексного сопротивления линии в заданном сечении параметры шлейфа выбираются такими, чтобы максимально компенсировать реактивное сопротивление линии.

Способ согласования с помощью нескольких реактивных элементов основан на применении двух и более неоднородностей, имеющих заданное положение в линии.

Способ ступенчатого трансформатора основан на применении ступенчатого соединения отрезков линии одинаковой длины с различными сопротивлениями.

Принцип неоднородной линии заключается в плавной трансформации сопротивления линии передачи к сопротивлению нагрузки. Осуществляется с помощью плавных переходов.

Последовательность выполнения работы

1. Изучить настоящее учебно-методическое пособие и состав аппаратуры, входящей в измерительный стенд.

2. Перед включением стенда установить регулятор выходного напряжения БП на нуль, аттенюатор Атт – на максимум затухания, микроамперметр снять с блокировки и установить предел измерения тока 15 или 30 мкА.

3. Включить измерительную установку и настроить ее на заданную частоту. Для этого необходимо:

- ✓ установить напряжение питания СВЧ-генератора 10...11 В по вольтметру на БП;
- ✓ установить короткозамыкающим поршнем генератора по градуировочному графику заданную частоту;
- ✓ настроить измерительную линию двумя ручками на вертикальной стойке по максимуму тока детектора;
- ✓ по окончании настройки аттенуатором установить такой уровень мощности, чтобы при смещении зонда в максимум поля стрелка измерительного прибора ИП отклонялась во вторую половину шкалы, но не более чем на 25 мкА. Такой уровень мощности необходимо устанавливать при выполнении каждого пункта задания.

4. Подключить к измерительной линии короткозамыкающую заглушку ($Z_H = 0$) и измерить длину волны в волноводе как удвоенное расстояние между соседними минимумами напряженности поля $\lambda_B = 2(z_{\alpha_1} - z_{\alpha_2})$ (см. рис. 7.5).

5. Зафиксировать координату ближайшего к выходному фланцу линии эквивалентного сечения $z_{\alpha} = z_{от}$.

6. Снять короткозамыкающую заглушку и измерить полное сопротивление открытого волновода. Для этого необходимо найти координату ближайшего к нагрузке минимума z_{min} , ток детектора в минимуме $I_{д min}$, ток детектора в максимуме $I_{д max}$. Результаты измерений занести в табл.7.1. В эту же таблицу занести результаты измерений по пп. 7 и 8.

7. Произвести измерения в соответствии с п. 6 для поочередно подключаемых к линии согласованной нагрузки и рупорной антенны. Перед каждым следующим измерением рекомендуется вернуть зонд в опорную точку.

8. Для измерения реактивной проводимости емкостной и индуктивной диафрагм в регулярном волноводе их необходимо установить между выходным фланцем линии и согласованной нагрузкой и повторить измерения по п. 6. Записать размеры исследованных диафрагм.

Таблица 7.1

Вид нагрузки	z_{min}	$I_{д min}$	$I_{д max}$	Δz	$\frac{\Delta z}{\lambda_B}$	КСВ
1. Открытый волновод						
2. Согласованная нагрузка						
3. Рупорная антенна						
4. Емкостная диафрагма						
5. Индуктивная диафрагма						

9. Снять зависимость проводимости $jB_{шт}$ реактивного штыря с размерами d и r (см. рис. 7.14) в волноводе от его длины h . Для измерений волноводная секция со штырем также включается между выходом

измерительной линии и согласованной нагрузкой. Глубина погружения штыря в волновод изменяется от максимальной $h_{\max} = b = 10$ мм до нуля с шагом, равным удвоенному шагу резьбы. Результаты измерений занести в табл. 7.2.

Таблица 7.2

h , мм	0	2	4	6	8	10
z_{\min}						
$I_{д \min}$						
$I_{д \max}$						
КСВ						
$jB_{шт}$						

10. По круговой диаграмме полных сопротивлений и экспериментальным данным (табл. 7.1) определить входные нормированные сопротивления и проводимости исследованных нагрузок. Результаты расчета свести в табл. 7.3.

Таблица 7.3

Вид нагрузки	$\frac{R_H}{Z_B}$	$\frac{X_H}{Z_B}$	$\frac{G_H}{Y_B}$	$\frac{B_H}{Y_B}$
1. Открытый конец волновода				
2. Согласованная нагрузка				
3. Рупорная антенна				
4. Емкостная диафрагма				
5. Индуктивная диафрагма				

11. Для нагрузки в виде открытого волновода рассчитать входное сопротивление по выражению (7.22), сравнить с определенным по круговой диаграмме.

12. Используя размеры исследованных реактивных диаграмм и выражения (7.26)–(7.27), рассчитать их нормированные проводимости, сравнить экспериментальные и расчетные результаты.

13. По результатам измерения параметров реактивного штыря в волноводе (см. табл. 7.2) построить зависимость $jB_{шт} = \varphi(h)$. Дать пояснения.

Отчет должен содержать

1. Название и цель лабораторной работы.
2. Структурную схему измерительной установки с указанием использованных измерительных приборов, их параметров.
3. Результаты измерения параметров исследованных нагрузок, сведенные в таблицы.
4. Необходимые расчеты входных сопротивлений и проводимостей в соответствии с заданием.
5. Анализ полученных результатов, выводы по работе.

Контрольные вопросы

1. Режимы распространения волны в линии передачи.
2. Параметры, характеризующие режим распространения волны, их связь с величиной нагрузки на конце линии.
3. Распределение поля вдоль линии передачи для различных нагрузок.
4. Принцип определения сопротивления нагрузки с помощью измерительной линии.
5. Круговая диаграмма полных сопротивлений, характерные линии и точки на КДВ.
6. Определение полных сопротивлений и проводимостей нагрузок по КДВ.
7. Применение круговой диаграммы полных сопротивлений.
8. Методы согласования линий передачи с нагрузкой.
9. Способы узкополосного согласования
10. Методика расчета узкополосного согласующего устройства с использованием компенсирующей реактивности.

Лабораторная работа №8

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИИ РАДИОВОЛН НА ОТВЕРСТИИ В НЕПРОЗРАЧНОМ ЭКРАНЕ

Цель работы: экспериментальное исследование дифракции электромагнитных волн на непрозрачном экране и измерение диаграммы направленности плоской апертуры.

Общие теоретические сведения

На процессы распространения радиоволн (РРВ) существенное влияние оказывают свойства не всего окружающего пространства, а лишь ограниченной области между источником и приемником излучения. Область пространства, которая эффективно участвует в процессе передачи энергии электромагнитной волны (ЭМВ) из одной точки свободного пространства в другую, называется существенной зоной, или областью пространства при РРВ.

В реальных условиях существенная зона может содержать неоднородности в виде препятствий различной формы (здания, холмы, горы и т. п.) с отличающимися от окружающего пространства электромагнитными характеристиками. Взаимодействие электромагнитного поля (ЭМП) с такими неоднородностями возбуждает в них вынужденные колебания свободных и связанных зарядов и приводит к возникновению во внешнем пространстве вторичного поля (рассеянная и отраженная волна) с частотой колебаний, определяемой частотой первичного поля. Часть энергии падающей волны переходит в объем неоднородности, образуя ЭМП прошедшей (преломленной) волны. Результирующее поле вне области неоднородности представляет собой векторную сумму первичного и рассеянного полей и называется внешним полем дифракции, а поле прошедшей волны – внутренним полем дифракции.

Таким образом, при падении ЭМВ на неоднородность произвольных размеров и формы наряду с отражением и преломлением имеет место более сложное явление, называемое дифракцией. К дифракционным задачам относятся анализ РРВ в неоднородных направляющих системах, прохождение ЭМВ через отверстия в экранах, огибание радиоволнами различных препятствий, явления отражения и поглощения, возбуждение поверхностных ЭМВ и распространение их в неоднородных средах.

Область пространства, эффективно участвующая в передаче энергии радиоволн. Помещенная в свободном пространстве изотропная антенна излучает энергию во всех направлениях, и, следовательно, во всех точках окружающего пространства вектор Пойнтинга (численно характеризующий плотность потока мощности) имеет конечное значение. Траектория распространения радиоволны, или луч, представляет собой линию, касательная к которой в каждой точке совпадает с направлением вектора Пойнтинга. Луч указывает только направление движения волны, но никак не характеризует процессы, происходящие в пространстве.

Вопрос о форме пространства, эффективно участвующего в передаче энергии, допускает аналитическое решение на основе принципа волновой

оптики – принципа Гюйгенса – Кирхгофа. Согласно этому принципу каждая точка фронта распространяющейся волны (созданной некоторым первичным источником) является источником новой вторичной сферической волны. Поле в пункте наблюдения можно определить путем векторного суммирования полей всех вторичных источников. Каждый вторичный излучатель (элемент поверхности волнового фронта, или элемент Гюйгенса) обладает направленностью излучения, максимум которого совпадает с внешней нормалью к поверхности в центре каждой элементарной площадки.

Границы существенной области пространства проще всего определить, исследуя дифракцию сферической волны на отверстии в бесконечном непрозрачном экране с использованием принципа Гюйгенса – Френеля.

Пусть между источником первичного поля A и точкой наблюдения B на расстоянии $l = l_1 + l_2$ помещен перпендикулярно линии AB непрозрачный для радиоволн экран Q . В экране образовано круглое отверстие радиусом b , центр которого совмещен с линией AB (рис. 8.1).

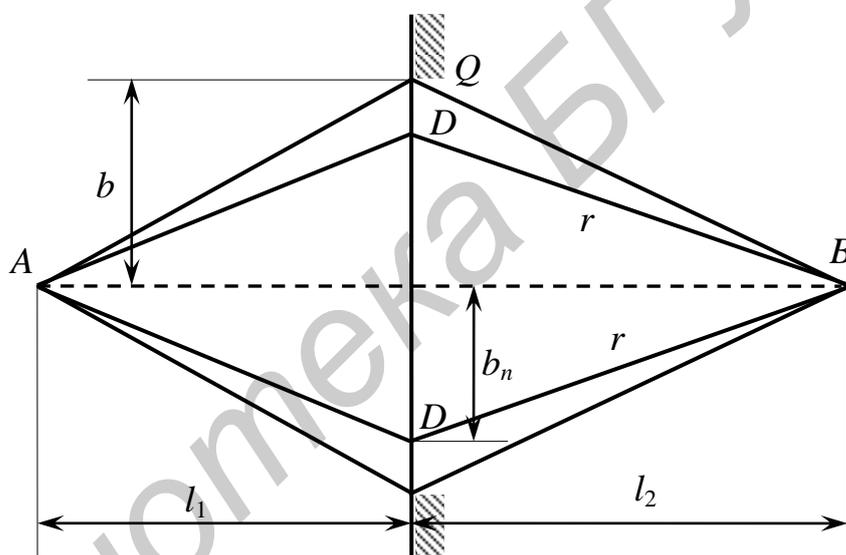


Рис. 8.1. Дифракция на отверстии

Напряженность поля в точке наблюдения B определяется как векторная сумма полей элементов Гюйгенса, находящихся в пределах площади отверстия. Фронт волны в пределах отверстия в общем случае может иметь произвольную форму поверхности S . Если поверхность S представляет собой плоскость (случай облучения экрана плоской волной; $l_1 \rightarrow \infty$), то нормальная составляющая напряженности искомого поля Ψ (электрического или магнитного) в точке B имеет вид

$$\Psi = \frac{j}{\lambda} \int \cos(\vec{n}, \vec{r}) \Psi_s \frac{e^{-jkr}}{r} dS, \quad (8.1)$$

где λ – длина волны;

\vec{n} – внешняя нормаль к плоскости экрана;
 \vec{r} – орт-вектор луча от точки интегрирования до точки наблюдения B ;
 Ψ_s – значение нормальной составляющей напряженности поля (электрической или магнитной) на поверхности S ;
 S – площадь отверстия в экране;
 r – расстояние от точки интегрирования до точки наблюдения B .

В общем случае, когда поверхность S имеет произвольную форму, аналитическая формулировка принципа Гюйгенса получает вид, известный под названием формулы Кирхгофа:

$$\Psi = -\frac{1}{4\pi} \int_S \left[\Psi_s \frac{\partial}{\partial n} \frac{e^{-jkr}}{r} - \frac{e^{-jkr}}{r} \frac{\partial \Psi_s}{\partial n} \right] dS. \quad (8.2)$$

Из этой формулы следует, что для определения поля в точке B в общем случае необходимо знать не только значение Ψ_s на поверхности S , но и значение производной от Ψ_s по нормали к поверхности. Следует отметить, что интегрирование должно производиться по всей поверхности S , включая и те ее элементы, которые «не видны» из точки B .

Зоны Френеля. Принцип Гюйгенса позволяет определить область, существенную при РРВ. Пусть в точке A помещен изотропный источник ЭМП (рис. 8.2), формирующий на расстоянии l_1 сферическую волну, фронт которой характеризуется поверхностью S радиусом l_1 .

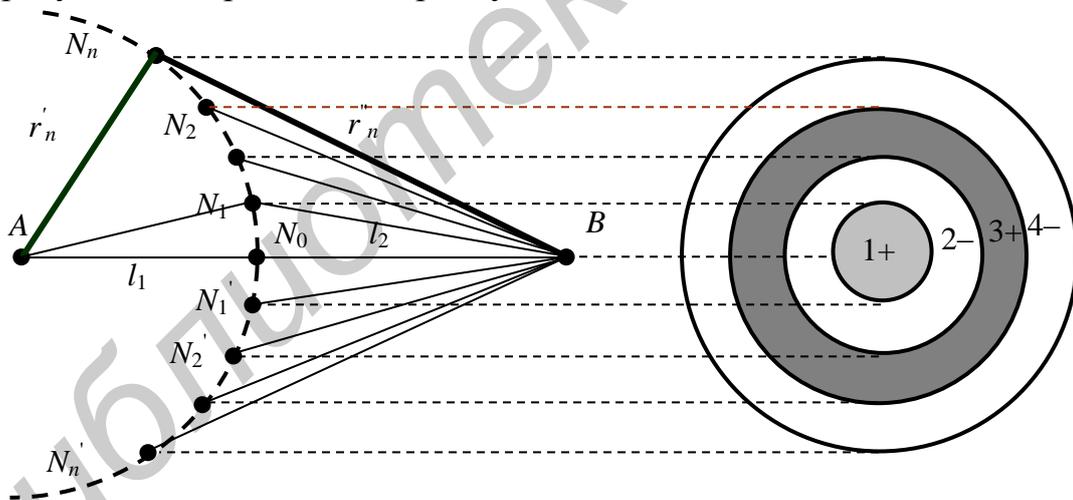


Рис. 8.2. Формирование зон Френеля

Зная значения Ψ_s и $\partial \Psi_s / \partial n$ на поверхности S при известной мощности излучателя в точке A , можно с помощью выражения (8.2) определить поле в точке B . Для уяснения метода Френеля проведем из точки B семейство прямых, пересекающих сферу S в точках $N_n N_n'$, удаленных от точки B на расстояния, кратные половине длины волны λ . Это семейство образует конические поверхности, пересекающие плоскость рисунка по прямым BN и BN_1' ; BN_2 и

$BN_2' \dots BN_n$ и BN_n' , для которых

$$BN_n = BN_n' = l_2 + n \frac{\lambda}{2}. \quad (8.3)$$

Пересечения конических поверхностей со сферой образуют систему концентрических окружностей. Вид на эти окружности со стороны точки B показан на рис. 8.3. Участки, заключенные между соседними окружностями, получили название зон Френеля. Первая зона Френеля представляет собой часть сферы, ограниченную окружностью, а зоны высших порядков представляют собой кольцевые области на поверхности сферы.

Виртуальные источники вторичных волн (элементы Гюйгенса), расположенные в пределах первой зоны Френеля, радиус которой b_1 , характеризуются тем, что создаваемые ими фазы колебаний в точке B отличаются от фазы, создаваемой центральным виртуальным излучателем (точка N_0), не более чем на π , т. к. разности хода в $\lambda/2$ соответствует фазовый сдвиг $\varphi = 180^\circ$. Фазы колебаний, создаваемых элементами Гюйгенса второй зоны радиусом b_2 , отличаются от фазы колебаний в окрестности точки N_0 не более чем на 2π . Чередующиеся изменения фазы в каждой последующей зоне Френеля условно отмечаются на рис. 8.3 знаком «+» для нечетных и знаком «-» для четных зон.

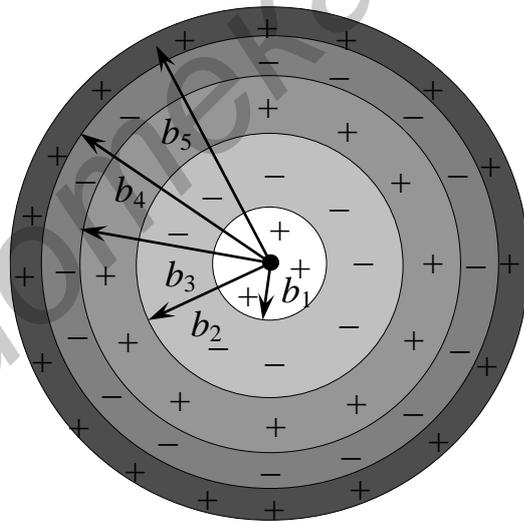


Рис. 8.3. Зоны Френеля

Радиусы зон Френеля b_n (см. рис. 8.3) зависят от расстояний l_1 и l_2 и длины волны источника ЭМП. При выполнении условий $l_1 \gg \lambda$ и $l_2 \gg \lambda$ радиус зон Френеля с порядковым номером n определяется выражением

$$b_n \approx \sqrt{\frac{n l_1 l_2 \lambda}{l_1 + l_2}}, \quad (8.4)$$

а площади всех зон, которые в первом приближении можно считать одинаковыми:

$$S_F \gg \frac{\pi \lambda l_1 l_2}{l_1 + l_2}. \quad (8.5)$$

При точной оценке площади зон Френеля различаются. Однако чем выше порядковый номер зоны, тем ближе площади соседних зон Френеля. В связи с этим элементы Гюйгенса достаточно высоких номеров создают в точке B одинаковые амплитуды поля, но отличаются по фазе на π и поэтому компенсируют друг друга.

Существенная и минимальная зоны при РРВ. При наличии на трассе РРВ (линия AB , см. рис. 8.1) экрана Q напряженность поля в точке B будет зависеть от расстояния $AB = l_1 + l_2$, места его расположения на трассе РРВ и радиуса отверстия b в экране. Если оставить $l_2 = \text{const}$ и увеличивать b , начиная с нулевого значения, то напряженность поля Ψ в точке B будет изменяться, претерпевая осцилляцию, согласующуюся с последовательным открытием зон Френеля. Осциллирующий характер зависимости дифракционного поля от радиуса отверстия в экране объясняется изменением разности фаз полей источников Гюйгенса в точке B . Явление дифракции принято характеризовать дифракционным множителем

$$\dot{F} = \frac{\Psi}{\Psi_0}, \quad (8.6)$$

где Ψ_0 – напряженность поля в точке B при $b \rightarrow \infty$, что соответствует отсутствию экрана Q .

Качественный вид зависимости модуля дифракционного множителя от площади отверстия в экране показан на рис. 8.4.

При изменении расстояния от точки приема до экрана (l_1) и сохранении расстояния $AB = l_1 + l_2$ согласно (8.4) радиусы зон Френеля будут изменяться. Огибающие, соединяющие концы радиусов зон Френеля с одинаковыми порядковыми номерами, но в разных сечениях, на плоскости чертежа образуют систему конфокальных эллипсов с фокусами в точках передачи и приема (рис. 8.5), т. к. $r_{1n} + r_{2n} = r'_{1n} + r'_{2n} = l_1 + l_2 + n(\lambda/2)$ при $n = \text{const}$.

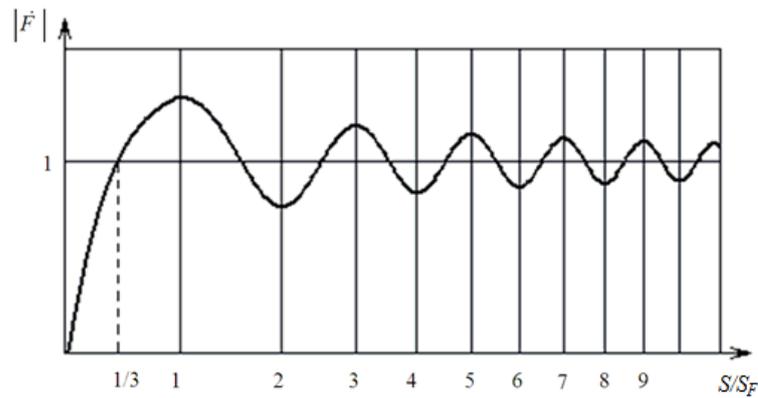


Рис. 8.4. Зависимость модуля дифракционного множителя от размера отверстия экрана

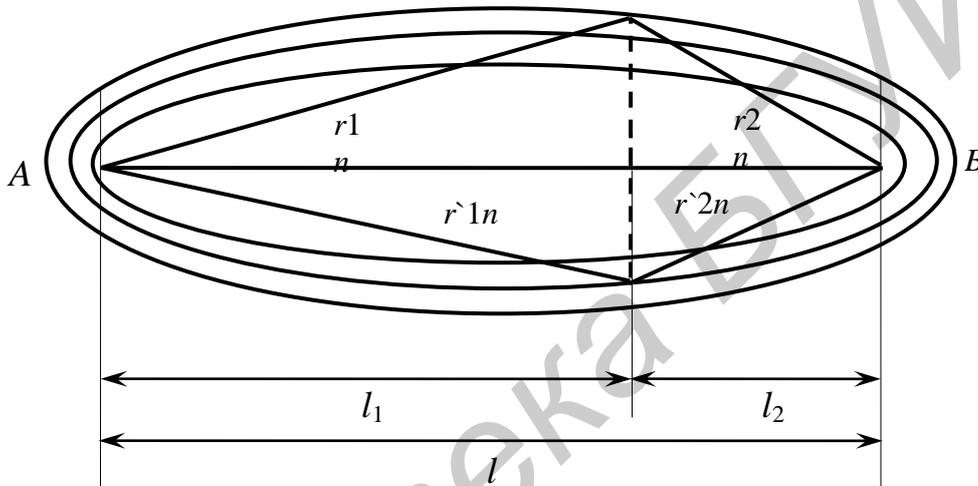


Рис. 8.5. Длины путей отраженных волн

В пространстве для каждой зоны Френеля получаются эллипсоиды вращения, образованные вращением эллипса вокруг линии терминала AB . Амплитуда осцилляции с ростом относительной площади отверстия в экране S/S_F убывает (см. рис. 8.4). Объясняется это тем, что для более удаленных от центра отверстий элементов Гюйгенса амплитуды волн уменьшаются из-за направленности их излучения и увеличения расстояний r_{1n} и r_{2n} . При $n = 8...12$ амплитуда осцилляции становится меньше 20 %. Отверстия такого радиуса характеризует размер области пространства, существенной при РРВ.

Помимо существенной зоны используется понятие минимальной зоны, определяемой размерами отверстия минимальной площади, при котором модуль дифракционного множителя равен 1. Это условие выполняется при $n = 1/3$ (см. рис. 8.4). Существенная область пространства при РРВ в однородной среде представляет собой эллипсоид вращения с фокусами в точках передачи и приема, являющийся геометрическим местом точек, для которых выполняется условие (см. рис. 8.1):

$$\Delta r_{\max} = ADB - AB = (4...6)\lambda. \quad (8.7)$$

Минимальная область пространства представляет собой эллипсоид вращения, конфокальный эллипсоиду существенной области, и является геометрическим местом точек, для которых

$$\Delta r_{\max} = ADB - AB = (1/6)\lambda. \quad (8.8)$$

В реальных условиях расстояние AB всегда много больше λ и эллипсоиды оказываются сильно вытянутыми. В пределе, когда $\lambda \rightarrow 0$, они вырождаются в прямые линии, что соответствует представлениям геометрической оптики.

Виды дифракции на отверстии. Решение уравнения (8.2) упрощается при следующих допущениях:

- плоский экран выполнен из идеально проводящего (непрозрачного) материала;
- экран облучается плоской монохроматической волной длиной λ , и отверстие в нем имеет прямоугольную форму площадью $S = a \cdot b$ (рис. 8.6);
- фронт падающей волны параллелен плоскости экрана.

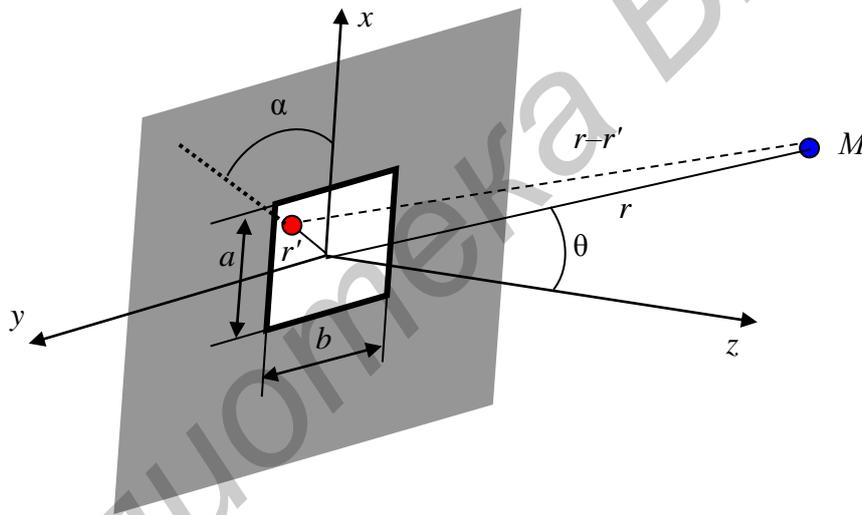


Рис. 8.6. Пояснения к дифракции на прямоугольном отверстии

Наиболее полезными практическими случаями являются:

- дифракция Фраунгофера, когда $r \geq \frac{2a^2}{\lambda}$ и $r \geq \frac{2b^2}{\lambda}$;
- дифракция Френеля, когда $r < \frac{2a^2}{\lambda}$ и $r < \frac{2b^2}{\lambda}$.

Дифракция Фраунгофера. Решение уравнения (8.2) может быть получено на основе метода Гюйгенса в приближении Кирхгофа. Приближение Кирхгофа состоит в том, что на поверхности экрана и отверстия в нем распределение поля соответствует представлениям геометрической оптики, когда поле в пределах отверстия равно полю падающей волны и отсутствует на затененной

поверхности экрана. Отраженная волна от «освещенной» области экрана не оказывает влияния на источник ЭМП.

Поле излучения элемента Гюйгенса в дальней зоне $r \gg \lambda$ имеет вид

$$\begin{cases} \dot{E}_m \approx \frac{jkE_m^S S}{4\pi} (1 + \cos\theta) (\bar{\theta}_0 \cos\alpha - \bar{\alpha}_0 \sin\alpha) \frac{e^{-jkr}}{r}; \\ \dot{H}_m \approx \frac{jkE_m^S S}{4\pi Z_0} (1 + \cos\theta) (\bar{\theta}_0 \cos\alpha - \bar{\alpha}_0 \sin\alpha) \frac{e^{-jkr}}{r}, \end{cases} \quad (8.9)$$

где $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число;

E_m^S – амплитуда поля падающей волны в плоскости отверстия S ;

ΔS – площадь элемента Гюйгенса;

Z_0 – характеристический импеданс среды, заполняющей отверстие ($Z_0 = 120\pi$ для свободного пространства);

$\bar{\theta}_0, \bar{\alpha}_0$ – угловые орт-векторы.

Согласно методу Гюйгенса поле в точке наблюдения B определяется путем векторного интегрирования всех элементов Гюйгенса по площади отверстия S . Результат интегрирования дает

$$\dot{E}_m(\theta, \alpha) = \frac{jk A \cdot a \cdot b e^{-jkr}}{2\pi r} (\bar{\theta}_0 \cos\alpha - \bar{\alpha}_0 \sin\alpha) f(\theta, \alpha) \cdot F(u) \cdot F(v), \quad (8.10)$$

где $\dot{A} = A e^{jv}$ – комплексная амплитуда напряженности электрического поля на отверстии;

$f(\theta) = 0,5(1 + \cos\theta)$ – функция направленности элемента Гюйгенса (в плоскости $\alpha = \text{const}$, представляет собой кардиоиду) и интегралы Френеля

$$F(u) = \sin(u)/u;$$

$$F(v) = \sin(v)/v.$$

Здесь:

$$u = 0,5ka \sin\theta \cos\alpha;$$

$$v = 0,5kb \sin\theta \cos\alpha.$$

Излучение отверстия в область $z > 0$ удобно характеризовать при помощи функции излучения:

$$F(\theta, \alpha) = \frac{E_m^B(\theta, \alpha)}{E_{\max}^B} = f(\theta) F(u) F(v), \quad (8.11)$$

где E_{\max}^B – максимальное значение напряженности поля B , наблюдаемое при $\theta = 0$.

Множитель $f(\theta, \alpha)$, входящий в (8.11), характеризует направленность элемента Гюйгенса, а интегралы $F(u)$ и $F(v)$ отображают эффект наложения локальных волн, создаваемых всеми элементами Гюйгенса на отверстии S . Так как при $a \gg \lambda$ ($b \gg \lambda$) эти множители изменяются гораздо быстрее, чем

функция $f(\theta, \alpha)$, то они получили название интерференционных множителей. Функции $F(u)$ и $F(v)$ имеют ряд экстремумов (лепестков). При $u = 0$ и $v = 0$ эти функции имеют первый и главный всплеск. Ширина лепестка зависит как от геометрических размеров отверстия экрана (a и b), длины волны λ , так и от углового положения точки наблюдения (относительно нормали к плоскости экрана). При соотношениях $a/\lambda \rightarrow \infty$ и $b/\lambda \rightarrow \infty$ угловая ширина главного лепестка стремится к нулю. На рис. 8.7 приведены диаграммы $|F(u)|$ в декартовой (рис. 8.7, а) и полярной (рис. 8.7, б) системах координат при $\alpha = 0$. Величина $2\theta_0$ характеризует угловую ширину «луча». Нули функций $|F(u)|$ и $|F(v)|$ определяются из условий

$$\frac{1}{2}ka \sin\theta_0 = \pm m\pi; \quad \frac{1}{2}kb \sin\theta_0 = \pm m\pi, \quad (8.12)$$

где $m = 1, 2, 3, \dots$

Дифракция Френеля. По мере приближения точки наблюдения B к экрану условия (8.9) нарушаются и волновой процесс на отверстии имеет более сложный характер. При $d_1 \gg l$ и $d_2 \gg l$ волновой процесс получил название дифракции Френеля.

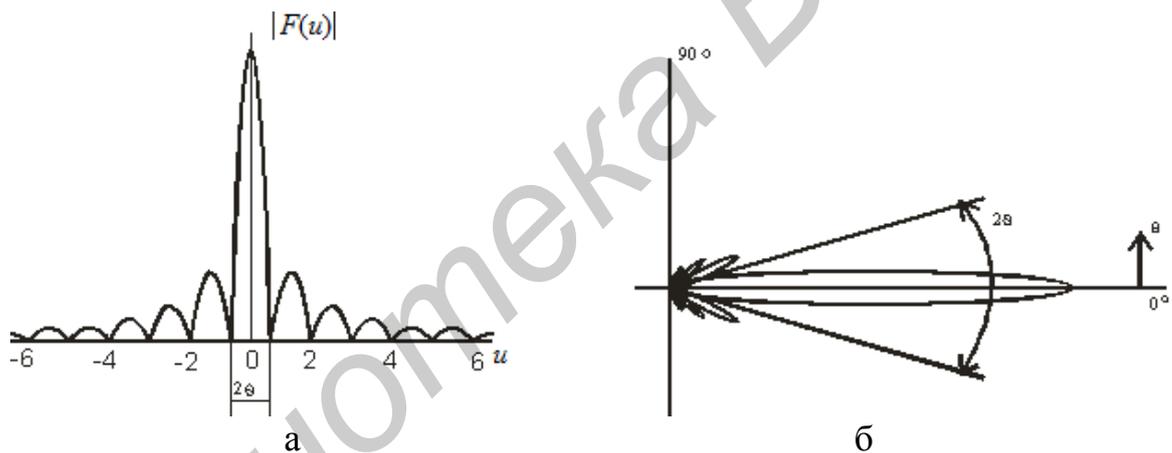


Рис. 8.7. Диаграмма модуля интерференционного множителя в декартовой (а) и полярной (б) системах координат

В этом случае результат интегрирования выражается через специальные функции, называемые интегралами Френеля:

$$\begin{aligned} \dot{E}_m^s(x, y, z) &= \frac{j}{2} \dot{E}_m^0(z) [C(u) - jS(u)] \Big|_{u_1}^{u_2} [C(v) - jS(v)] \Big|_{v_1}^{v_2}; \\ \dot{H}_m^s(x, y, z) &= \frac{j}{2} \dot{H}_m^0(z) [C(u) - jS(u)] \Big|_{u_1}^{u_2} [C(v) - jS(v)] \Big|_{v_1}^{v_2}, \end{aligned} \quad (8.13)$$

где $u_{1,2} = \sqrt{\frac{k}{2z}} \left(x \pm \frac{a}{2} \right)$; $v_{1,2} = \sqrt{\frac{k}{2z}} \left(x \pm \frac{b}{2} \right)$ – вспомогательные переменные;

$$C(u) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^u \cos(t^2) dt; S(u) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^u \sin(t^2) dt - \text{интегралы Френеля};$$

\dot{H}_m^0, \dot{E}_m^0 – напряженности поля падающей волны.

График зависимости интегралов Френеля для положительных значений параметра u представлен на рис. 8.8.

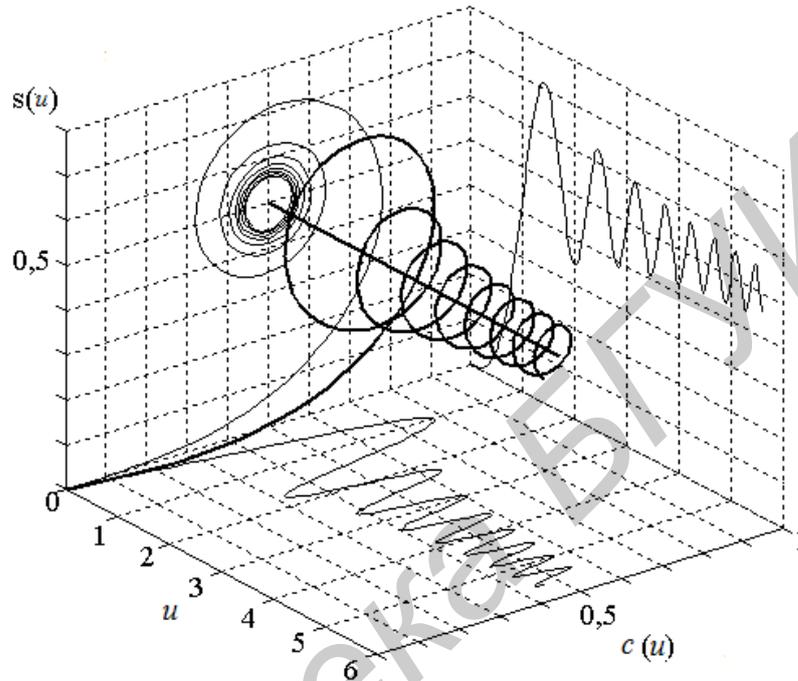


Рис. 8.8. Спираль Корню и ее проекции

При $u \rightarrow \infty$ интегралы $C(u)$ и $S(u)$ стремятся к значению 0,5. Интегралы Френеля являются нечетными функциями:

$$C(u) = -C(u); S(u) = -S(u). \quad (8.14)$$

Для характеристики поля дифракции удобно ввести дифракционный множитель:

$$\dot{F}(u, v) = \frac{\dot{E}_m^S}{\dot{E}_m^0} = \frac{\dot{H}_m^S}{\dot{H}_m^0}, \quad (8.15)$$

который согласно (8.14) выражается как

$$\dot{F}(u, v) = \dot{F}(u)\dot{F}(v) = \left[\frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{2}} \Phi(u) \right] \left[\frac{e^{-j\pi/4}}{\sqrt{2}} \Phi(v) \right], \quad (8.16)$$

где $\dot{\Phi}(u) = [C(u_2) - jS(u_2)][C(u_1) - jS(u_1)]$,

$$\dot{\Phi}(v) = [C(v_2) - jS(v_2)][C(v_1) - jS(v_1)]. \quad (8.17)$$

Например, для определения $\Phi(u)$ необходимо вычислить разность двух значений $C(u)$ и $S(u)$. Наглядность этим действиям придает диаграмма, на которой нужные комплексные числа представлены в виде радиусов-векторов. Это так называемая спираль Корню (рис. 8.9): по осям декартовой системы координат отложены $C(u)$ и $S(u)$, а кривая соединяет точки, отвечающие равным аргументам этих функций (значения u) нанесены на самой кривой). Для вычисления $\Phi(u)$ необходимо выбрать точки, соответствующие значениям u_1 и u_2 , и соединить их с началом координат. Полученные таким образом радиусы-векторы изображают комплексные числа, а их разность изображается результирующим вектором, соединяющим точки u_1 и u_2 .

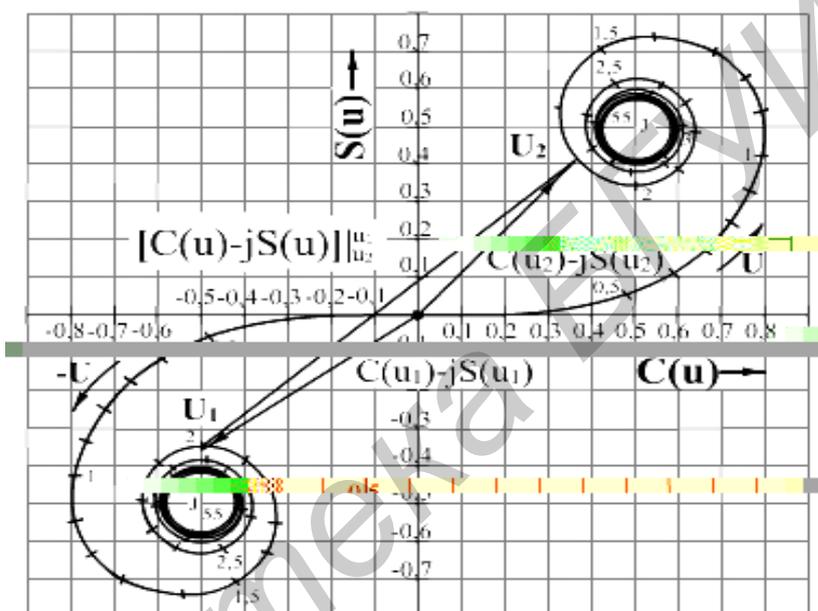


Рис. 8.9. Спираль Корню

Согласно (8.17) можно исследовать дифракционный множитель в соответствующей плоскости. Полагая, что $v = 0$, $u \rightarrow \text{var}$, исследуют поле в плоскости E , а при $u = 0$, $v \rightarrow \text{var}$ – в плоскости H .

Если значения параметров $|u|$ или $|v|$ велики, то точки лежат вблизи фокусов спирали Корню. При симметричном расположении отверстия относительно линии возрастания AB (см. рис. 8.5) и $u, v \rightarrow \infty$, согласно (8.17), (8.18), получим

$$\dot{\Phi}(u) = \dot{\Phi}(v) = \sqrt{2} e^{-j\frac{\pi}{4}} \quad (8.18)$$

и $\dot{F}(u, v) = 1$.

Для дифракции на поглощающей полуплоскости, расположенной, например, в плоскости E , с помощью выражений (8.17), (8.18) имеем

$$\dot{F}(u, v) = 1, \quad F(u) = \frac{e^{j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{2} - C(u) - j \left[\frac{1}{2} - S(u) \right] \right], \quad (8.19)$$

где $u = x_0 \sqrt{\frac{2(l_1 + l_2)}{\lambda l_1 l_2}}$ берется со знаком «+», если расстояние от кромки экрана до линии визирования $x_0 > 0$, и со знаком «-», если $x_0 < 0$ (рис. 8.10).

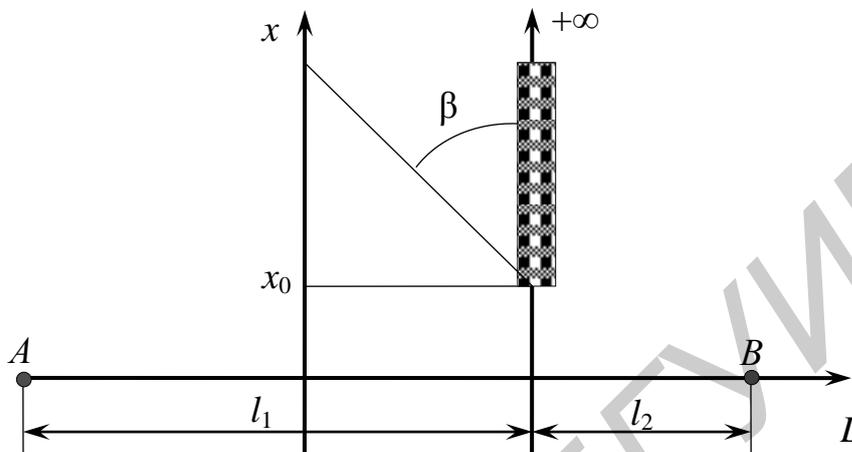


Рис. 8.10. Пояснения к определению дифракционного множителя

На рис. 8.11 представлены зависимости модуля (рис. 8.11, а)

$$|\dot{F}(u)| = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{\left[\frac{1}{2} - C(u)\right]^2 + \left[\frac{1}{2} - S(u)\right]^2} \quad (8.20)$$

и фазы (рис. 8.11, б)

$$\varphi = \frac{\pi}{4} - \text{arctg} \left[0,5 \frac{1 - 2S(u)}{1 - 2C(u)} \right] \quad (8.21)$$

дифракционного множителя для поглощающей полуплоскости.

Как видно из рис. 8.11, в освещенной области ($x_0 > 0$) наблюдаются осцилляции амплитуды и фазы, которые объясняются интерференцией прямой волны с волной, отраженной краем экрана. В области тени ($x_0 < 0$) обе эти величины изменяются монотонно.

Любой поворот плоскости экрана, при котором не меняется проекция этого экрана на плоскость, перпендикулярную трассе, не вызывает изменения ослабления. Если проекция края экрана на плоскость, перпендикулярную трассе, не горизонтальна, а повернута на некоторый угол β (см. рис. 8.10), то при расчете поля величину x_0 следует отсчитывать по перпендикуляру к проекции экрана. Электрические свойства экрана практически не влияют на величину ослабления.

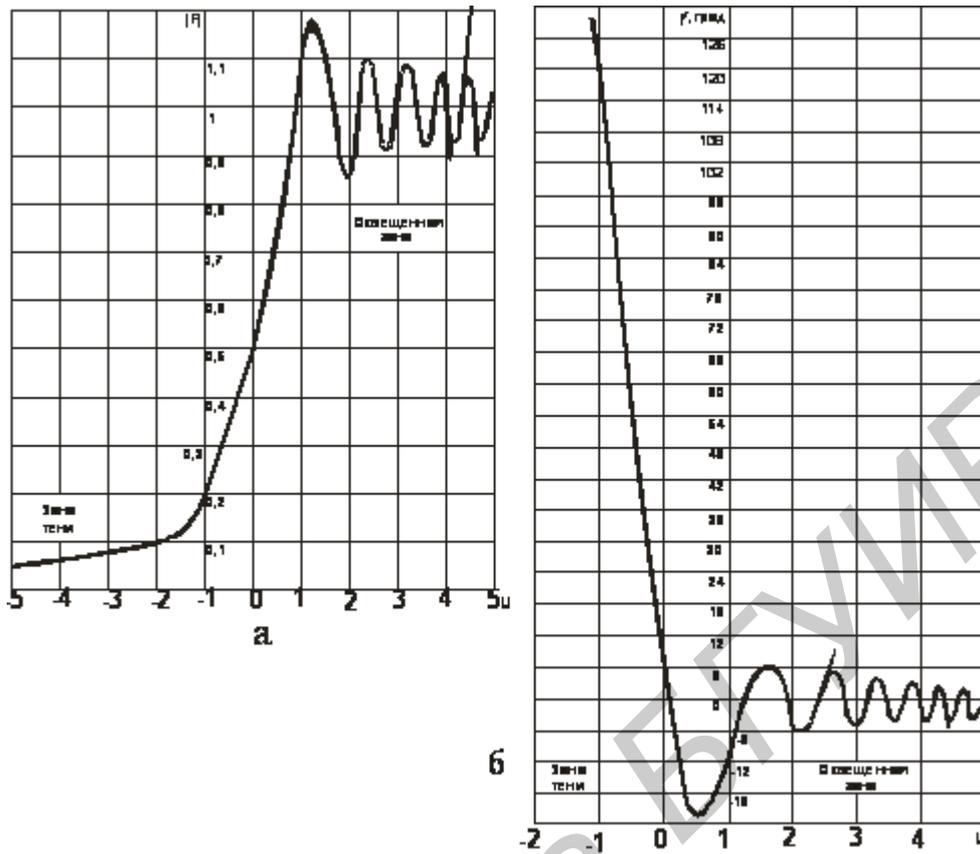


Рис. 8.11. Модуль (а) и фаза (б) дифракционного множителя

На рис. 8.12 представлены расчетные зависимости модуля дифракционного множителя $|F(u)|$ для различных значений дифракционного параметра $d = d/\lambda z$ и размеров бесконечной щели с толщиной d в экране. На рис. 8.13 даны результаты расчета $|F(u)|$ для фиксированного значения размеров отверстия, но для различных расстояний Z от экрана до точки наблюдения. С помощью этих рисунков можно проследить за изменением вида дифракции. Штриховые линии на рис. 8.12 и 8.13 соответствуют представлению геометрической оптики.

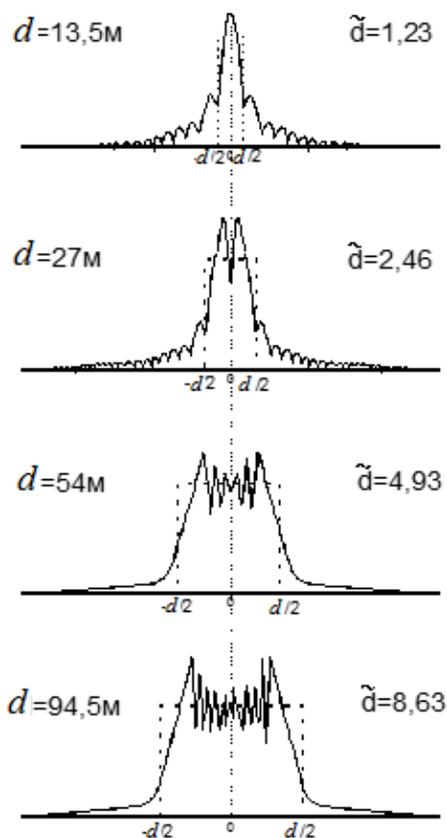


Рис. 8.12. Расчетные зависимости модуля дифракционного множителя

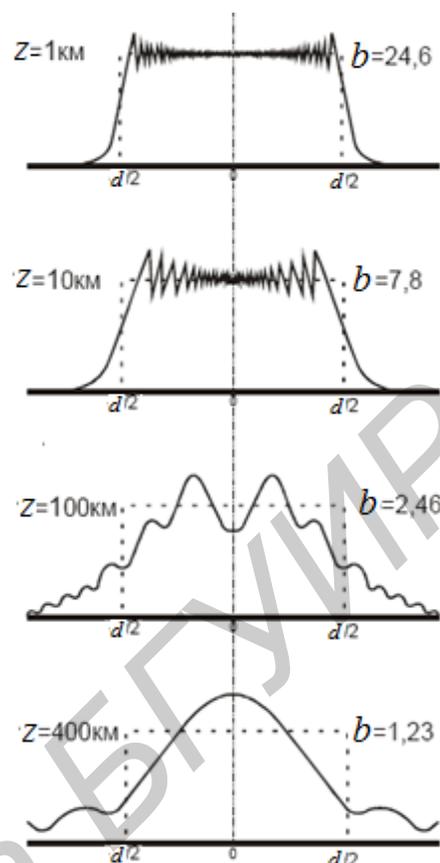


Рис. 8.13. Результаты расчета $|u|$

Последовательность выполнения работы

1. Ознакомиться со структурной схемой, аппаратурой и элементами измерительной установки, описанием приборов и инструкцией по эксплуатации СВЧ-генератора.

2. Проверить правильность соединения блоков, установки непрозрачных экранов.

3. Установить заданную частоту колебаний СВЧ, перемещая короткозамыкающий поршень на генераторе СВЧ. Установку частоты производить на основе калибровочного графика.

4. Включить источник питания и настроить детекторную секцию на рабочую частоту по максимальным показаниям тока микроамперметра 10.

5. Проверить устойчивость генерации СВЧ-мощности. Для этого необходимо в небольших пределах плавно изменять напряжение на источнике питания.

6. Установить оптимальное значение напряжения, при котором показания микроамперметра максимальны.

7. Установить необходимый уровень излучаемого сигнала с помощью аттенюатора 4.

8. При снятом экране 6 перемещать экран 7 вдоль направляющих с величиной смещения x_0 , задаваемой преподавателем, и фиксировать показания прибора 10.

9. Произвести измерения, аналогичные п. 8, при симметричном смещении двух экранов 6 и 7 относительно линии визирования.

10. Установить между экранами фиксированное расстояние и снять характеристику направленности щелевой диафрагмы, перемещая излучающую секцию по дуге окружности. В процессе проведения измерений необходимо ориентировать плоскость излучающей поверхности антенны по нормали к радиусу дуги окружности в каждой контрольной точке.

11. Построить экспериментальные зависимости $(I/I_{\max})^{1/2} = f(x)$ по пп. 8, 9.

12. Сравнить результаты экспериментального и теоретического исследований, полученные при выполнении пп. 10 и 11. Сделать выводы.

13. Рассчитать диаграмму направленности щелевой диафрагмы, пользуясь выражением (8.12).

14. Построить экспериментальную зависимость $(I/I_{\max})^{1/2} = f(\theta)$, полученную в п. 10.

15. Сравнить результаты экспериментального и теоретического исследования, полученные при выполнении пп. 14 и 15.

16. Повторить измерения по пп. 8–10 для ортогональной поляризации излучаемого и принимаемого сигналов.

17. Сравнить результаты для двух поляризаций с теоретическими. Сделать выводы.

Измерительная установка

Структурная схема измерительной установки приведена на рис. 8.14. Напряжение постоянного тока с регулируемого источника питания 1 подается на генератор сверхвысокой частоты 2. Изменением напряжения питания добиваются устойчивой работы СВЧ-генератора. Для уменьшения влияния рассогласования в тракте передачи последовательно с генератором СВЧ включен ферритовый вентиль 3. Формирование ЭМП в плоскости экранов Q 6 и 7 обеспечивает рупорная антенна 5, мощность излучения которой регулируется с помощью аттенюатора 4.

Электромагнитная волна после дифракции на поглощающих экранах 6 и 7 поступает в приемную антенну 8. Энергия поля дифракции измеряется с помощью микроамперметра 10. Для преобразования СВЧ-поля в постоянный ток служит детекторная секция 9.

Перемещая экраны 6 и 7 вдоль направляющих, можно регулировать величину зазора $2x_0$ и соответственно интенсивность ЭМП в точке приема.

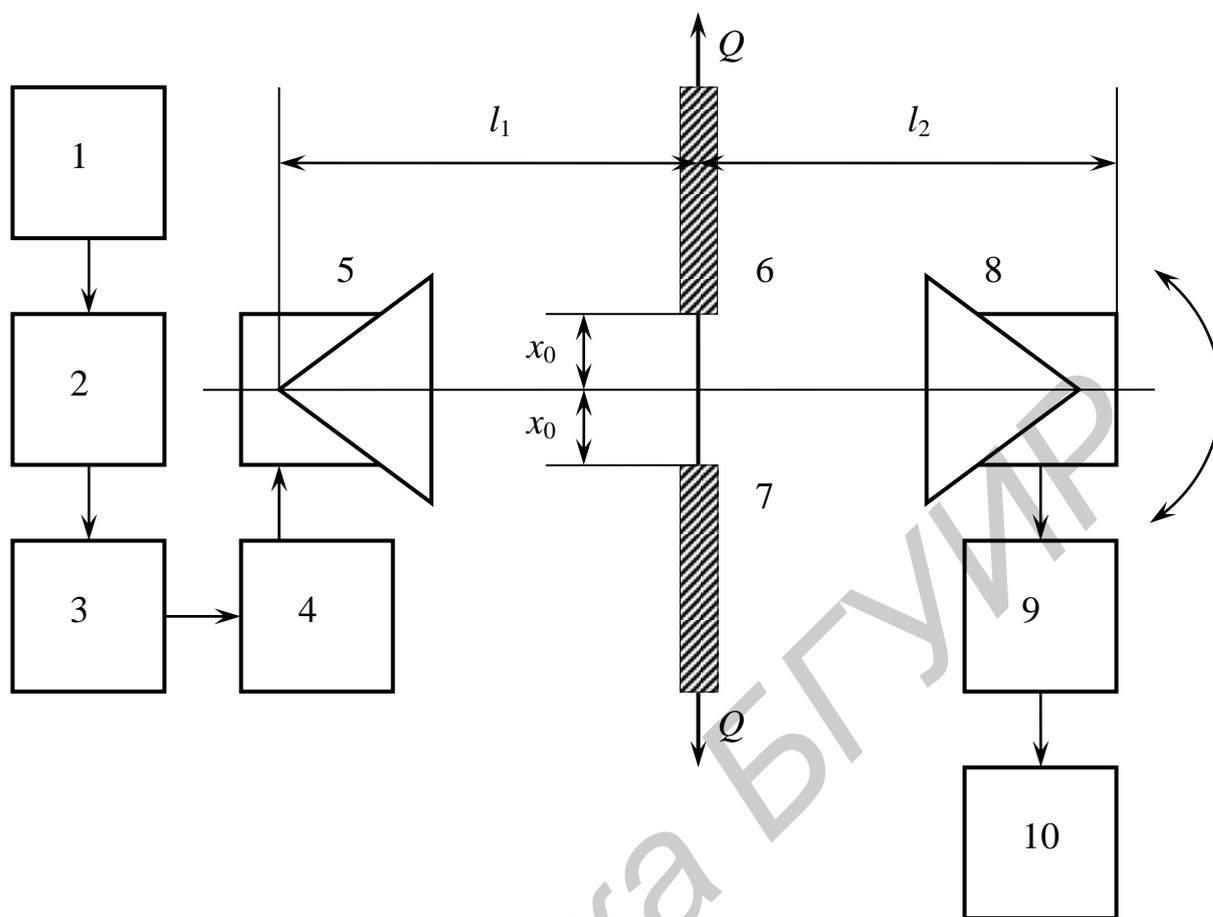


Рис. 8.14. Структурная схема измерительной установки

Конструкция измерительной установки предусматривает возможность проведения измерений с одним экраном (6 или 7), а также возможность перемещения приемника (передатчика) по дуге окружности с центром в плоскости экрана на линии визирования. Кроме этого, имеется возможность изменения расстояния l_1 , а также амплитудно-фазового распределения поля в плоскости экранов путем замены передающей антенны 5.

Отчет должен содержать

1. Цель лабораторной работы.
2. Структурную схему экспериментальной установки.
3. Результаты экспериментальных и теоретических исследований.
4. Выводы.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается различие геометрической и физической оптики?
2. Как определяются параметры и характеристики области пространства существенной зоны для РРВ? По каким критериям ограничиваются ее геометрические размеры?

3. Как определяется минимальная зона при РРВ?
4. В чем состоит сущность метода Гюйгенса – Кирхгофа? Как он реализуется при решении внутренних и внешних задач электродинамики?
5. Почему волновой фронт в однородной среде перемещается от источника излучения?
6. Как объяснить приближенность соотношений (8.4) и (8.5)?
7. Как определить радиус зон Френеля в точке расположения источника и приемника излучения?
8. В чем состоит существенное различие дифракций Френеля и Фраунгофера?
9. Поясните методику расчета полей дифракции в зоне Френеля и в зоне Фраунгофера.
10. Что называется дифракционным множителем? Как экспериментально определить дифракционный множитель?
11. Чем обусловлен осциллирующий характер дифракционного множителя? Почему изменяется период пульсаций?
12. Чему равно максимальное значение модуля дифракционного множителя при дифракции на полуплоскости и отверстии в экране?
13. Что называют зонами Френеля?
14. Как можно пояснить происхождение спирали Корню?
15. Как влияет поляризация источника ЭМП на дифракционные явления в случае проводящего и поглощающего экранов?
16. Какими параметрами характеризуется диаграмма направленности отверстия в поглощающем экране?

Лабораторная работа №9 АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА СИНТЕЗА ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Цель работы: исследование технологии построения логических элементов с использованием учебно-лабораторного стенда (УЛС) «Кристалл-11Ц»: порядок включения, настройки, функциональные возможности УЛС.

Основные теоретические сведения

УЛС «Кристалл-11Ц» работает с питанием от источника с выходным напряжением от 8 до 15 В. Имеет следующие особенности эксплуатации:

- при выполнении лабораторных работ использовать только провода, входящие в комплект поставки;
- не подавать на входы/выходы УЛС напряжения выше 5 В;
- обязательно устанавливать УЛС на твердую, ровную поверхность (например стол).

Вид передней панели стенда представлен на рис. 9.1. Низкие логические уровни нужны для объединения нескольких стендов.

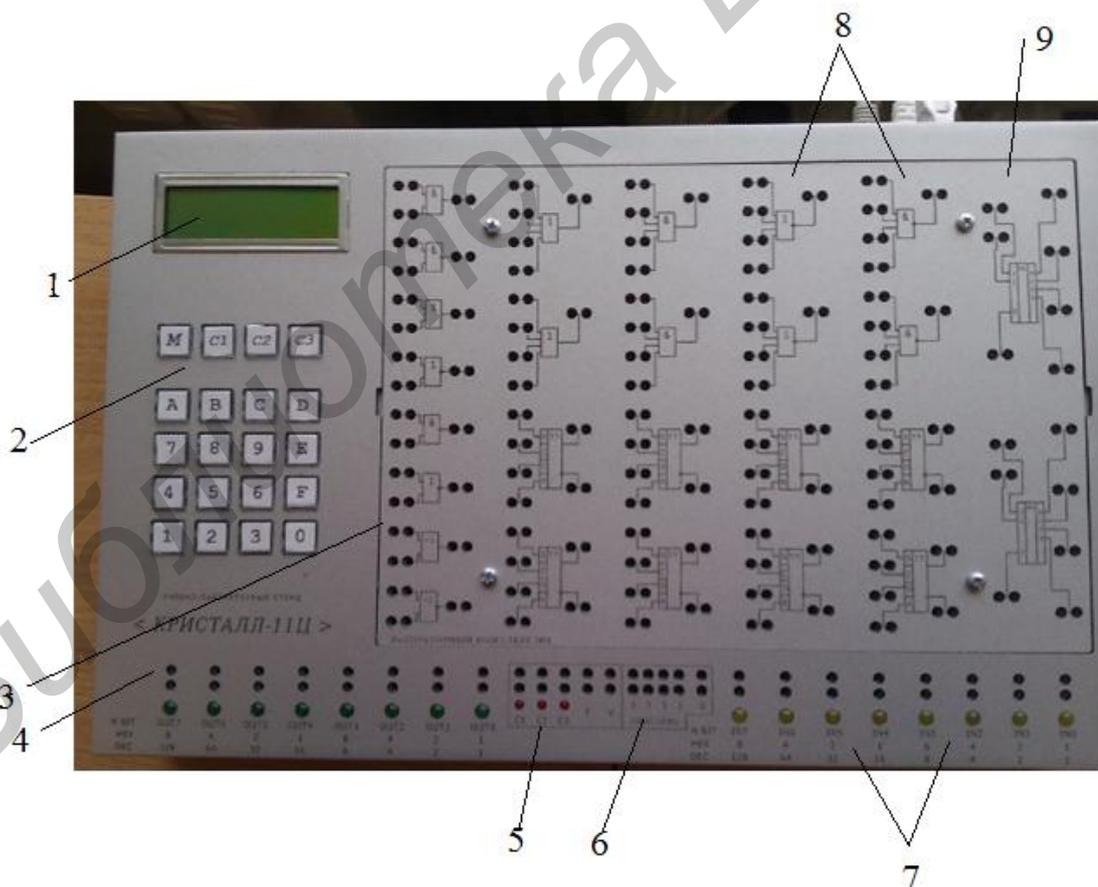


Рис. 9.1. Внешний вид УЛС «Кристалл-11Ц»

Здесь:

1 – информационный экран;

2 – клавиатура:

«М» – кнопка входа в меню, последовательное нажатие переключает пункты меню:

«С1» – запуск генератора синхроимпульсов;

«С2» – запуск генератора с заданным количеством импульсов;

«С3» – запуск переключателя, ручной ввод импульса;

3 – рабочая область для сменных панелей лабораторных комплексов.

4 – разъемы выходных сигналов внутреннего генератора стенда со светодиодной индикацией;

5 – разъемы подключения выходных сигналов С1, С2, С3 и генераторов (со светодиодной индикацией) и входных сигналов для частотомера и вольтметра;

6 – разъемы подключения выходных сигналов высоких логических уровней (4 пары) и низких логических уровней (2 пары);

7 – разъемы выходных сигналов собранной схемы (8 пар) со светодиодной индикацией;

8 – разъемы для последовательного объединения стендов в сеть с помощью интерфейса RS-485 (до 30 штук) и УЛС;

9 – разъем питания.

Порядок настройки УЛС. При первом нажатии клавиши «М» входим в меню настройки генератора «С1». При помощи кнопок от 0 до F устанавливаем требуемую частоту.

При втором нажатии клавиши «М» входим в меню настройки синхросигнала «С2». При помощи кнопок от 0 до F выбираем длительность импульса синхросигнала «С2».

При третьем нажатии клавиши «М» входим в меню настройки количества импульсов синхросигнала «С3». При помощи кнопок от 0 до F устанавливаем требуемое количество импульсов (001...127).

При четвертом нажатии клавиши «М» входим в меню настройки выбора системы ввода числовых значений (двоичная BIN, шестнадцатеричная HEX, десятичная DEC). При помощи кнопок 1–3 выбирают требуемую систему вводимых значений.

При пятом нажатии клавиши «М» входим в рабочий режим УЛС. В рабочий режим УЛС может перейти автоматически, по истечении нескольких секунд бездействия клавиатуры.

При длительном нажатии клавиши «М» в верхней части экрана отображаются значения частотомера F и вольтметра U.

Последовательность действий при смене панелей (выполняется только преподавателем):

1. Открутить крепежные винты (при отключенном УЛС).

2. Аккуратно снять панель.

3. Включить питание. УЛС будет работать в тестовом режиме (можно самостоятельно проверить работоспособность УЛС, контактных разъемов, клавиатуры, индикацию).

4. Расположить новую панель над рабочей областью.

5. Закрутить крепежные винты.

6. После появления звукового сигнала нужно ввести номер установленной лабораторной панели УЛС (номер написан внизу панели). После нажатия кнопки для ввода номера рабочей панели (от 1 до 4), нажать кнопку «М». УЛС перезапустится, на экране появится информация о загрузке лабораторного комплекса.

7. УЛС готов к работе.

Примечание. В верхнем углу рабочей области находится концевой выключатель, при помощи которого УЛС определяет присутствие панели.

Управление импульсами. Длительность и количество импульсов для режимов генерации необходимо задать при входе в меню. Для запуска выработки импульсов необходимо нажать кнопку соответствующего режима. Отключение режима постоянных синхроимпульсов и переключателя осуществляется повторным нажатием на соответствующую кнопку. Выход из режима синхросигналов осуществляется автоматически.

Управление входными и выходными сигналами. В УЛС сигналы формируются отдельными элементами, причем обычно на схему подается входной сигнал с выхода предыдущего устройства. Отдельные элементы схемы могут быть подключены последовательно (отдельный выход элемента подключен к входу следующего элемента и т. д.) или параллельно (входы элементов подключены между собой параллельно, а выходы подключаются на вход следующих элементов).

Порядок прохождения сигналов для УЛС. Клавиатура – первоначальный источник сигналов. Вводимые значения накапливаются в выходном буфере (позиция 4 рис. 9.1), сигналы с которого подключаются на входы исследуемой схемы, расположенной на сменной панели УЛС, а выходные сигналы схемы подключаются к входному буферу (позиция 7 рис. 9.1), который показывает значение выходного сигнала собранной схемы. Каждый выход разъема пронумерован.

Для подачи уровней логических сигналов при двоичном (BIN) режиме ввода необходимо нажать кнопку, номер которой совпадает с номером входного разъема (при наборе используются кнопки от 0 до 7). Для изменения уровня сигнала на противоположное значение используется повторное нажатие кнопки. Каждый входной разъем снабжен индикатором для отображения уровня подаваемого сигнала. Если индикатор включен – на вход подается уровень логической единицы, выключен – уровень логического нуля.

Для подачи сигналов по тетрадам (по четыре бита сначала младших, затем старших разрядов) при шестнадцатеричном (HEX) режиме ввода, необходимо нажать кнопки от 0 до F – установиться младшая тетрада байта данных, при следующем нажатии – старшая тетрада.

Для подачи сигналов побайтно при десятичном (DEC) режиме ввода используются кнопки от 0 до 9, последовательным нажатием кнопок вводят

число от 0 до 255. При всех режимах подачи сигналов их значения на индикацию выводятся автоматически.

На разъемах выходных сигналов высокого уровня (позиция 6 рис. 9.1) всегда присутствует уровень логической единицы. Их удобно использовать при наличии постоянных, неменяющихся сигналов в исследуемой схеме.

На разъемах выходных сигналов низкого логического уровня (позиция 6 рис. 9.1) всегда присутствует уровень логического нуля. Его удобно использовать для сборки больших схем, когда понадобится использование нескольких УЛС. Для этого логические нули должны соединять все используемые в лабораторной работе УЛС и использоваться как общий провод.

Выходы сигналов построенной схемы необходимо соединять с входными разъемами УЛС (позиция 7 рис. 9.1). Индикаторы, соединенные с каждым выходом, отображают уровень пришедшего сигнала: логическая единица – индикатор включен, логический нуль – индикатор выключен.

Особенности стенда. УЛС содержит защиту от неверной сборки схемы. Основные настройки режимов работы УЛС: частоты генератора, номер лабораторного комплекса и т. д. сохраняются при выключенном УЛС. Схемы можно собирать при включенном УЛС. Если в триггерах не будет использован входной сигнал сброса, то возможно его неалгоритмическое срабатывание, т. к. при включении УЛС элементы устанавливаются в состояние нуля и на входах будут присутствовать не те значения, которые необходимы для работы триггеров (при включении питания установки триггеров в состояние нуля и единицы равновероятны).

Если светодиодный индикатор светит тусклее, то в схеме происходит замыкание, обычно это запараллеливание выходов элементов, когда на одном из них присутствует логический нуль (это примерно 0 В), а на другом – уровень логической единицы (примерно 5 В). Для объединения выходов элементов в один общий вход используются элементы «ИЛИ».

Для удобства работы входы и выходы логических элементов, а также входные и выходные разъемы спарены, т. е. имеют два контакта, на которых присутствует один и тот же сигнал. Это необходимо при построении сложных схем, в которых сигнал поступает с одного выхода на несколько входов.

В составе УЛС имеются логические элементы на 2 и 4 входа. В тех случаях, когда необходим элемент на 3 входа, нужно использовать элемент на 4 входа. Для этого на нужное количество входов подаются сигналы. Незадействованные входы необходимо подключать к уровню логической единицы или объединять с одним из входов, на которые подается сигнал.

Последовательность выполнения работы

1. Изучить порядок включения УЛС.
2. Освоить порядок настройки и порядок управления входными и выходными сигналами.
3. Сделать выводы о проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Как подключаются входы логических схем к генератору сигналов УЛС?
2. Особенности УЛС.
3. С каким питанием работает УЛС?
4. Как подключаются выходы логических схем к входам индикации учебно-лабораторного стенда?
5. Порядок включения УЛС.
6. Как осуществляется настройка выходных потенциальных и импульсных сигналов учебно-лабораторного стенда?

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №10 ИССЛЕДОВАНИЕ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ

Цель работы: исследование работы логических элементов, изучение принципов получения значений для выходного сигнала.

Основные теоретические сведения

В вычислительных машинах (ВМ) входная и выходная информация кодируется в двухбуквенном алфавите. Это связано прежде всего с тем, что в ВМ наибольшее распространение получила двоичная система счисления или системы счисления с другими основаниями, но с двоичным кодированием цифр. Кроме того, для хранения информации в ВМ чаще всего применяются элементы, имеющие два устойчивых состояния, и двоичное кодирование этих состояний является естественным.

Работу любой схемы ВМ можно представить следующим образом: на входы схемы поступает некоторая последовательность нулей и единиц, которая вызывает появление на выходах вполне определенной последовательности нулей и единиц. Такие схемы называются логическими.

Схемы, в которых значения выходных сигналов в текущий момент времени t однозначно определяются значениями входных сигналов в момент времени $t_1 \leq t$, называются комбинационными (рис. 10.1).

Реализуемый в этих схемах способ информации называется комбинационным, т. к. результат обработки информации зависит только от комбинации входных сигналов и вырабатывается сразу при подаче входной информации.

Схемы, в которых выходные сигналы определяются не только значениями входных сигналов в данный момент времени, но и состоянием схемы, зависящим от сигналов, поданных на ее входы в предыдущие моменты времени, называются цифровыми автоматами (рис. 10.2). Цифровой автомат содержит память, состоящую из запоминающих элементов – триггеров, элементов задержки, фиксирующих состояние, в котором он находится.

Сложные логические схемы ВМ состоят из соединенных между собой определенным образом простейших схем, называемых логическими элементами. Выходной сигнал логического элемента однозначно определяется комбинацией входных сигналов x_1, x_2, \dots, x_n , каждый из которых равен нулю или единице, и поэтому может быть представлен в виде некоторой функции $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, которая также принимает только два значения 0 и 1.

Функция $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$ называется переключательной (ПФ), или булевой функцией, если она так же, как и ее аргументы, может принимать только два значения 0 и 1. Любая переключательная функция может быть задана таблицей ее значений в зависимости от значений аргументов.

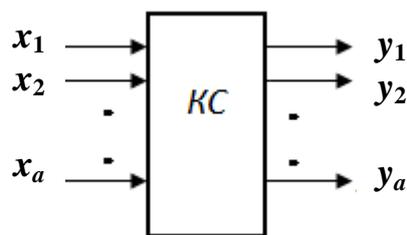


Рис. 10.1. Комбинационная схема

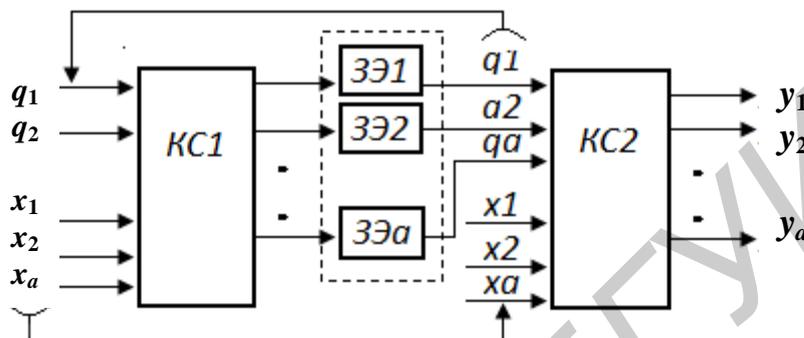


Рис. 10.2. Цифровой автомат

Технические вопросы, связанные с состоянием логических схем ЭВМ, можно решать с помощью аппарата математической логики, впервые использовавшей переключательные функции. Основные понятия алгебры логики были развиты Джорджем Булем.

В алгебре логики, называемой также исчислением высказываний, или булевой алгеброй, объектом исследования являются высказывания.

В алгебре логики производятся операции над символами, но не арифметические, а специальные логические операции. Кроме того, под символами понимаются не цифры, или числа, а высказывания.

Под высказыванием понимается всякое утверждение, которое может быть истинным или ложным. Поэтому в алгебре логики все высказывания делятся на два класса: истинные и ложные. Никакие другие утверждения не допускаются. Согласно принятым обозначениям истинному утверждению соответствует значение 1, а ложному – значение 0. Эти цифровые выражения истинных и ложных утверждений позволяют производить их алгебраический анализ, на котором основан систематический расчет логических схем. Отдельные высказывания принято обозначать латинскими буквами.

Например:

$$A = (2 \cdot 2) = 4$$

$B =$ Париж – столица Франции

$C =$ «трижды три – семь»

$D =$ Рим – столица Франции

$$A = 1,$$

$$B = 1,$$

$$C = 0,$$

$$D = 0.$$

Из одного или нескольких высказываний, принимаемых за простые, можно составить сложные высказывания. В алгебре логики содержание

простых высказываний не анализируются и они рассматриваются только с точки зрения их свойств быть либо истинными, либо ложными.

Алгебра логики позволяет решать следующие задачи:

1. Производить логический анализ схем, т. е. по имеющейся логической схеме составить описание ее работы с помощью логических выражений.

2. Выполнить синтез логической схемы, т. е. построить оптимальную логическую схему из простых схем.

3. Определить функционально полный набор логических элементов, т. е. такой набор, с помощью которого можно построить любую заранее заданную логическую схему.

Наиболее известными являются следующие функционально полные наборы переключательных функций и, следовательно, аналогичные им функционально полные наборы логических элементов: И, ИЛИ, НЕ; И, НЕ; ИЛИ, НЕ; И–НЕ (элемент Шеффера); ИЛИ–НЕ (элемент Пирса).

Законы и формулы для основной функционально полной системы ПФ:

1. Коммутативный, или переместительный закон:

$$a + b = b + a, \\ ab = ba. \quad (10.1)$$

2. Ассоциативный, или сочетательный закон:

$$a + b + c = (a + b) + c = a + (b + c), \\ abc = (ab)c = a(bc). \quad (10.2)$$

3. Дистрибутивный, или разделительный закон:

$$a(b + c) = ab + ac, \\ a + (bc) = (a + b)(a + c), \\ (a + b)(a + c) = aa + ab + ac + bc = a + ab + ac + bc = \\ = a(1 + b + c) + bc + a + bc. \quad (10.3)$$

4. Правило де Моргана:

$$\overline{a + b} = \overline{a} \overline{b}, \\ \overline{ab} = \overline{a} + \overline{b}. \quad (10.4)$$

Следствия:

$$\overline{\overline{ab}} = \overline{\overline{a + b}}, \\ a + b = \overline{\overline{a + b}}. \quad (10.5)$$

Соотношения (10.4) и (10.5) легко доказываются подстановкой (табл. 10.1).

Таблица 10.1

a	b	\overline{ab}	$\overline{a+b}$
0	0	1	1
0	1	1	1
1	0	1	1
1	1	0	0

Соотношения для дизъюнкции:

$$0 + 0 = 0,$$

$$1 + 0 = 1,$$

$$1 + 1 = 1,$$

$$0 + a = a,$$

$$1 + a = 1,$$

$$a + a = a,$$

$$a + a + a + \dots + a = a,$$

$$a + \overline{a} = 1.$$

Соотношения для конъюнкции:

$$0 \cdot 0 = 0,$$

$$0 \cdot 1 = 0,$$

$$1 \cdot 1 = 1,$$

$$0 \cdot a = 0,$$

$$1 \cdot a = a,$$

$$a \cdot a = a,$$

$$a \cdot a \cdot a \cdot \dots \cdot a = a,$$

$$a \cdot \overline{a} = 0.$$

Формулы для инверсии:

$$\overline{0} = 1,$$

$$\overline{1} = 0,$$

$$\overline{\overline{a}} = a.$$

Формулы для системы функций:

1. Первая операция поглощения (a поглощает b):

$$a + ab = a, \quad a(1 + b) = a. \quad (10.6)$$

2. Вторая операция поглощения (a поглощает $a + b$):

$$a(a + b) = a, \quad a \cdot a + a \cdot b = a + ab = a(1 + b) = a \cdot 1 = a. \quad (10.7)$$

3. Первая операция склеивания по переменной b :

$$ab + a\bar{b} = a, \quad a(b + \bar{b}) = a \cdot 1 = a. \quad (10.8)$$

4. Вторая операция склеивания по переменной b :

$$(a + b)(a + \bar{b}) = a, \\ a \cdot a + a \cdot b + a\bar{b} + b\bar{b} = a + ab + a\bar{b} + 0 = \\ = a + a(b + \bar{b}) = a + a \cdot 1 = a + a = a. \quad (10.9)$$

5. Операция развертывания – это операция, обратная первой операции склеивания:

$$a(b + \bar{b}) = ab + a\bar{b}. \quad (10.10)$$

6. Операция неполного склеивания:

$$ab + a\bar{b} = a + ab + a\bar{b}, \quad a + a(b + \bar{b}) = a. \quad (10.11)$$

Примечание. Используемые в формулах (10.1)–(10.11) символы a и b могут обозначать как отдельные переменные, так и функции.

Выражения, содержащие операции дизъюнкции и конъюнкции, можно преобразовать (раскрывать скобки, выносить общий множитель, переставлять местами члены и т. п.) по правилам обычной алгебры, считая формально дизъюнкцию операцией сложения, а конъюнкцию операцией умножения.

Правила для составления логических уравнений:

1. Строим таблицу истинности логической функции.

2. Для каждой строки таблицы истинности, в которой функция равна 1, составляется произведение буквенных изображений независимых переменных, и затем эти произведения складываются. Если значение независимой переменной равно нулю, берется отрицание буквенного изображения этой переменной.

Такой способ называется составлением уравнений по условиям истинности, или по единицам. Можно составлять уравнения и по условиям ложности или по нулям.

Переключательные функции (ПФ) одного и двух аргументов. Любая булева функция может быть задана таблицей ее значений в зависимости от значений переменных (аргументов), или таблицей истинности.

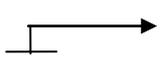
В табл. 10.2 приведены булевы функции одной переменной.

Таблица 10.2

x	$f_0(x)$	$f_1(x)$	$f_2(x)$	$f_3(x)$
0	0	0	1	1
1	0	1	0	1

Названия этих функций и их обозначения представлены в табл. 10.3.

Таблица 10.3

Функция	Название функции	Обозначение
$f_0 = 0$	Константа 0	 $f_0 = 0$
$f_1 = x$	Повторение	$x \circlearrowleft \longrightarrow f_1 = x$
$f_2 = \bar{x}$	Инверсия (функция НЕ)	$x \circlearrowleft \square \circlearrowright \longrightarrow f_2 = \bar{x}$
$f_3 = 1$	Константа 1	$+E \circlearrowleft \longrightarrow f_3 = 1$

Существуют четыре различные булевы функции одного аргумента. Способ технической реализации переключательной функции зависит от выбора физической величины, представляющей цифры 0 и 1. Если 1 представляется высоким потенциалом, а 0 – низким («земля»), то константы 0 и 1 реализуют подключение выхода к «земле» и к источнику питания +E соответственно, а переменная x – отрезком проводника.

По техническому выполнению эти функции тривиальны. Только переключательная функция-инверсия требует для реализации электронную схему, например, однокаскадный усилитель (или усилитель с нечетным числом каскадов).

Существует 16 различных переключательных функций двух аргументов, каждая из которых определена на четыре набора (табл. 10.4).

В число 16 переключательных функций входят функции, тождественно равные константам 1 и 0, переменным x_1 и x_2 и инверсиям этих переменных.

Таблица 10.4

Аргументы		Функции $f(x_1, x_2)$ и их названия															
x_1	x_2	f_0	f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6	f_7	f_8	f_9	f_{10}	f_{11}	f_{12}	f_{13}	f_{14}	f_{15}
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
0	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
—	—	Константа нуля	Конъюнкция (логическое И)	Запрет x_1	Повторение переменной x_1	Запрет x_2	Повторение переменной x_1	Сложение по модулю 2, неравнозначность	Дизъюнкция (логическое ИЛИ)	Стрелка Пирса, отрицание дизъюнкции	Эквивалентность, равнозначность	Инверсия x_2	Импликация x_2 в x_1	Инверсия x_1	Импликация x_1 в x_2	Штрих Шеффера, отрицание конъюнкции	Константа единицы

Рассмотрим некоторые переключательные функции двух аргументов. Значение функции $f_6(x_1, x_2)$ совпадает с таблицей сложения чисел по модулю 2, поэтому функция $f_6(x_1, x_2)$ называется суммой по модулю 2. Можно ввести функцию n аргументов, соответствующую сумме по модулю 2 одноразрядных чисел. Такая переключательная функция определяется следующим условием: она равна 1, если число аргументов, равных единице, нечетно, и равна 0, если число таких аргументов четно.

Основные соотношения для суммы по модулю 2 (\oplus):

$$1. x \oplus 0 = x.$$

$$2. x \oplus 1 = \bar{x}.$$

$$3. x \oplus x = 0.$$

$$4. x \oplus x \oplus x = x.$$

$$5. \underbrace{x \oplus x \oplus \dots \oplus x}_n = \begin{cases} x & \text{при } n \text{ нечетном} \\ 0 & \text{при } n \text{ четном} \end{cases}.$$

$$6. x_1 \oplus x_2 = x_2 \oplus x_1.$$

Справедливость этих соотношений доказывается подстановкой значений переменных 1 или 0.

Соотношение 5 представляет собой правило приведения подобных членов, а 6 – является коммутативным законом для сложения по модулю 2.

Таблица переключательной функции $f_1(x_1, x_2)$ совпадает с таблицей умножения двух одноразрядных чисел (см. табл. 10.4). Поэтому эту функцию называют произведением, или конъюнкцией, и обозначают x_1x_2 , x_1*x_2 , $x_1|x_2$, $x_1\wedge x_2$, $x_1\&x_2$.

Можно ввести функцию n аргументов, соответствующую произведению n одноразрядных двоичных чисел. Такая переключательная функция равна 1 только тогда, когда все ее аргументы равны 1.

Минимизация переключательных функций. Под минимизацией ПФ подразумевается преобразование ее алгебраического выражения с получением самой простой формы.

В соответствии с законами алгебры логики логические выражения, описывающие законы функционирования логических схем, можно преобразовывать (раскрывать скобки, выносить общий множитель, переставлять местами члены и т. п.) по правилам обычной алгебры. Это позволяет выполнять минимизацию ПФ, т. е. получать из сложной ПФ более простую форму, но сохраняющую закон функционирования сложной.

ПФ может быть представлена в:

- а) табличной форме – в виде таблицы истинности (табл. 10.5),
- б) канонической форме – в виде уравнения,
- в) в виде карты Карно – Вейча.

Таблица 10.5

a_1	a_2	$f(a_1, a_2)$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Таблица истинности устанавливает соответствие между всевозможными двоичными наборами значений аргументов и соответствующими двоичными значениями функции.

По таблице истинности строятся нормальные формы булевых функций – в виде дизъюнкции конstituент единицы:

$$f(a_1, a_2) = \overline{a_1}a_2 \vee a_1\overline{a_2}; \quad (10.12)$$

$$f(a_1, a_2, \dots, a_n) = \bigvee_j (\tilde{a}_1\tilde{a}_2 \dots \tilde{a}_n)_j.$$

Конституента единицы выражается через произведение всех аргументов, каждый из которых входит в произведение со знаком отрицания или без него.

Или конституента единицы $\tilde{a}_1\tilde{a}_2 \dots \tilde{a}_n$ – это конъюнктивный терм (минтерм), принимающий значение 1 на наборе, которому соответствует

значение функции $f(a_1, a_2, \dots, a_n) = 1$. Буквы \tilde{a}_j в терме $\tilde{a}_1 \tilde{a}_2 \dots \tilde{a}_n$ определяются соответствующим образом: $\tilde{a}_j = a_j$, если $\tilde{a}_j = 1$, и $\tilde{a}_j = \bar{a}_j$, если $\tilde{a}_j = 0$.

Чтобы записать в виде произведения конstituенту единицы, равную 1 на m -м наборе, можно воспользоваться следующим правилом:

1. Записать n -разрядное двоичное число (n – число аргументов), равное m , и произведение n переменных.

2. Над переменными, места которых совпадают с местами нулей в двоичном числе m , поставить знаки отрицания.

Пример. Запишем конstituенту, равную 1 на десятом наборе, число аргументов равно шести:

$$001010 \quad K_{10} = \bar{a}_1 \bar{a}_2 a_3 a_4 a_5 a_6.$$

Дизъюнктивной нормальной формой (ДНФ) называется дизъюнкция любых элементарных произведений (термов).

Элементарным произведением называется произведение нескольких переменных, взятых с отрицаниями или без них:

$xy, \bar{x}y, x\bar{y}$ – элементарные произведения.

$xy, x(y \vee z)$ – не являются элементарными произведениями.

Функции, образованные переменными x, y :

$f(x, y) = xy \vee \bar{x}y \vee x\bar{y} \vee \bar{x}\bar{y}$ – нормальная дизъюнктивная форма.

$f(x, y, z) = \bar{x}y \vee x(y \vee z)$ – не образует ДНФ.

НДФ называется совершенной (СНДФ), если конъюнктивные термы являются конъюнкциями всех ее аргументов.

Пример:

$f(x, y, z) = xyz \vee \bar{x}\bar{y}z \vee xyz$ – СНДФ.

$f(x, y, z) = zy \vee x\bar{y} \vee \bar{x}yz$ – несовершенная ДНФ.

СНДФ переключательной функции из ДНФ получается с помощью операции развертывания. Для этого ДНФ умножается на недостающие члены.

Пример:

$$\begin{aligned} f(a, b, c) &= abc + ab + \bar{c} = abc + ab(c + \bar{c}) + \bar{c}(a + \bar{a})(b + \bar{b}) = \\ &= \underline{abc} + abc + \underline{abc} + \underline{abc} + \bar{a}\bar{b}\bar{c} + \bar{a}\bar{b}c + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}bc = abc + abc + \bar{a}b\bar{c} + \bar{a}bc + \bar{a}\bar{b}\bar{c}. \end{aligned}$$

Любая ПФ (кроме константы нуля) имеет единственную СНДФ.

Константа 0 – единственная ПФ, не имеющая СНДФ. Это не означает, однако, что константу 0 нельзя выразить через операции дизъюнкции, конъюнкции и отрицания; ее можно представить, например, в виде

$$0 = x\bar{x}.$$

Конъюнктивный терм (минтерм) – терм, связывающий переменные, представленные в прямой или инверсной форме, знаком конъюнкции. Используется и термин «конstituента единицы».

Пример:

$$F_1 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4,$$

$$F_2 = \bar{x}_1 \bar{x}_3 \bar{x}_4.$$

Дизъюнктивный терм (макстерм) – терм, связывающий все переменные, представленные в прямой или инверсной форме, знаком дизъюнкции. Используется и термин «конституента нуля».

Пример:

$$\Phi_1 = \bar{x}_1 \vee x_2 \vee x_3 \vee x_4,$$

$$\Phi_2 = x_1 \vee \bar{x}_2.$$

Ранг терма r определяется количеством переменных, входящих в данный терм.

Например, для минтерма $F_1 = \bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4 x_5$ $r = 5$ и для макстерма $\Phi_1 = \bar{x}_1 + x_2 + \bar{x}_3$ $r = 3$. ДНФ – объединение термов, включающее минтермы переменного ранга.

Метод Квайна – Мак-Класки – получения сокращенной ДНФ из СДНФ. Любая ПФ независимо от алгоритма ее минимизации имеет единственную сокращенную ДНФ. Минимальной формой ПФ называется форма, содержащая минимальное количество членов.

Метод Квайна – Мак-Класки основан на преобразовании СДНФ с помощью операций неполного склеивания и поглощения:

1. Операция полного склеивания определяется соотношением

$$xy \vee x\bar{y} = x, \quad xy \vee x\bar{y} = x(y \vee \bar{y}) = x1 = x. \quad (10.13)$$

Два члена xy и $x\bar{y}$ склеиваются по переменной y .

2. Операция поглощения определяется соотношением

$$x \vee y = x, \quad x \vee xy = (1 \vee y)x = x. \quad (10.14)$$

Член xy поглощается членом x .

3. Операция неполного склеивания определяется формулой

$$xy \vee x\bar{y} = x \vee xy \vee x\bar{y}, \quad x(y \vee \bar{y}) = x(1 \vee y \vee \bar{y}). \quad (10.15)$$

Теорема Квайна. Если в СДНФ ПФ провести все операции неполного склеивания и затем все операции поглощения, то в результате получится сокращенная ДНФ этой функции, т. е. дизъюнкция всех ее простых импликант.

Простые импликанты представляют собой самые короткие элементарные произведения, входящие в данную ПФ.

Все члены минимальной формы ПФ являются простыми импликантами.

Пример. Найдем сокращенную ДНФ ПФ, заданной в табл. 10.6.

Таблица 10.6

x	y	z	$f(x, y, z)$
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	1	0

Представим функцию в СДНФ:

$$f(x, y, z) = \overline{x}yz + x\overline{y}z + x\overline{y}z.$$

Выполнив склеивание по z в наборах 2 и 3, получим

$$f(x, y, z) = \overline{x}yz + x\overline{y}z + x\overline{y}z + x\overline{y}z.$$

Произведение $x\overline{y}$ поглощает члены $\overline{x}yz$ и $x\overline{y}z$:

$$f(x, y, z) = \overline{x}y + x\overline{y}z.$$

Это выражение является сокращенной формой заданной ПФ, т. к. дальнейшее применение операции склеивания и поглощения невозможно.

Пример. Найдем сокращенную ДНФ ПФ:

$$f(A, B, C) = \overline{A}C + \overline{B}C + \overline{A}B\overline{C}.$$

Представим функцию в СДНФ. Для этого умножим $\overline{A}C$ на $(B + \overline{B}) = 1$, а $\overline{B}C$ на $(A + \overline{A}) = 1$.

$$f(A, B, C) = \overline{A}C(B + \overline{B}) + \overline{B}C(A + \overline{A}) + \overline{A}B\overline{C} = \overline{A}BC + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}B\overline{C}.$$

Операции склеивания проведем в следующем порядке:

- выполним все возможные операции склеивания 1-го члена с остальными;
- выполним все возможные операции склеивания 2-го члена с остальными, кроме 1-го;
- выполним все возможные операции склеивания 3-го члена с остальными, кроме 1-го и 2-го, и т. д.:

$$1 - 2 = \overline{A}C(\overline{no}B),$$

$$2 - 4 = \overline{A}B(\overline{no}C),$$

$$3 - 4 = \overline{B}C(\overline{no}A),$$

$$3 - 5 = \overline{A}C(\overline{no}B),$$

$$f(A, B, C) = \overline{A}C + \overline{A}B + \overline{B}C + \overline{A}C \text{ – это сокращенная ДНФ.}$$

Чтобы быстрее находить члены, которые склеиваются друг с другом, заметим, что склеиваться могут только такие наборы, у которых число переменных с отрицаниями отличается на единицу. Это правило является необходимым, но не является достаточным.

Минимизация переключательных функций с помощью диаграмм Карно – Вейча. Рассмотренные методы минимизации ПФ являются трудоемкими, т. к. при выполнении операции склеивания необходимо сравнить все возможные пары членов исходного выражения. Применение такой последовательной методики минимизации требует большого опыта и интуиции, не достаточно наглядно, и при этом легко может возникнуть ошибка. Эти методы применимы для преобразования простых алгебраических выражений.

Существуют методы, позволяющие упростить поиск склеивающихся членов. Одним из самых удобных для обычной технической практики является метод минимизации функций с использованием диаграмм Карно – Вейча. После записи логической функции в карту Карно или диаграмму Вейча (рис. 10.3–10.4) обычно сразу видна минимальная форма функции и возможность ошибки уменьшается до минимума. Карты могут быть применены и для 5–6 переменных (даже до 10), что вполне достаточно для использования в обычной практике.

Диаграмма Вейча представляет собой несколько необычную таблицу заданной ПФ. Расположение клеток этой таблицы позволяет легко определить склеивающиеся между собой члены. Склеивающиеся между собой конъюнкты 0 или 1 в диаграммах Вейча для функций двух переменных расположены в соседних клетках и выражаются одной буквой:

	у	\bar{y}
х	1,1	1,0
\bar{x}	0,1	0,0

	у	\bar{y}
х	х у	х \bar{y}
\bar{x}	$\bar{x} \bar{y}$	$\bar{x} y$

	у	\bar{y}
х	$\bar{x} \vee \bar{y}$	$\bar{x} \vee y$
\bar{x}	х $\vee \bar{y}$	х $\vee y$

Рис. 10.3. Диаграммы Вейча для ПФ двух аргументов

	В		\bar{B}	
	⏟			
А	1	0	1	1
\bar{A}	1	1	0	1
	⏟		⏟	
	\bar{C}	С	\bar{C}	\bar{C}

Рис. 10.4. Диаграмма Вейча для ПФ трех аргументов

Пример. Найдем минимальные дизъюнктивные и конъюнктивные нормальные формы для ПФ (рис. 10.5):

$$f(A, B, C) = A\bar{B}\bar{C} + ABC + \bar{A}\bar{B}C + \overline{ABC} + \overline{ABC}.$$

Вариант представления функции в виде диаграммы Вейча.

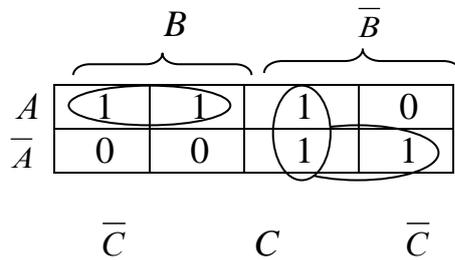


Рис. 10.5. Вариант представления функции в виде диаграммы Вейча

Объединить единицы можно двумя способами, дающими две минимальные дизъюнктивные формы.

Для получения минимальной КНФ, объединив нули, получим

$$f(A, B, C) = (A \vee \bar{B})(\bar{A} \vee B \vee C).$$

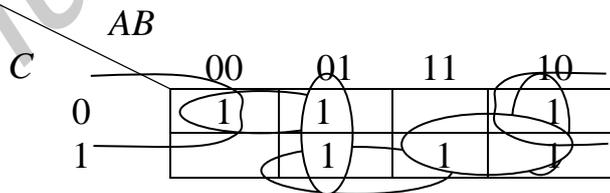
Заметим, что минимальная КНФ содержит меньше букв, чем минимальные ДНФ.

Принцип минимизации с помощью карт Карно аналогичен предыдущему. Объединяются всегда два или четыре соседних поля, в которых записаны единицы. Объединением двух полей исключается одна переменная, объединением четырех полей – две переменные. Удобство использования карт Карно–Вейча заключается в том, что для их заполнения используются непосредственные наборы переменных, взятые из таблицы истинности.

Пример. $F(A, B, C) = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} + \bar{A}B\bar{C} + \bar{A}B\bar{C} + A\bar{B}C + ABC.$

$$F(A, B, C) = \bar{A}\bar{C} + \bar{A}\bar{B} + BC.$$

$$F(A, B, C) = \bar{B}\bar{C} + \bar{A}B + AC.$$



Пример. $f(A, B, C) = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + BC + \bar{A}\bar{B}\bar{C}.$

Применив правило де Моргана и правило развертывания, получим

$$\begin{aligned} F(A, B, C) &= \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} = \bar{A}\bar{B}\bar{C} + (\bar{B} + \bar{C})(A + B + C) = \\ &= \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}_{(C+\bar{C})} + B^0\bar{B} + \bar{B}C_{(A+A)} + \bar{A}\bar{C}_{(B+\bar{B})} + \bar{B}\bar{C}_{(A+A)} + C^0\bar{C} = \\ &= \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} = \\ &= \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C} + \bar{A}\bar{B}\bar{C}. \end{aligned}$$

Минимальные дизъюнктивные формы ПФ имеют вид

		AB			
		00	01	11	10
C	0		1	1	1
	1	1			1

$$F(A, B, C) = B\bar{C} + A\bar{C} + \bar{B}C,$$

$$F(A, B, C) = B\bar{C} + \bar{B}C + A\bar{B}.$$

		AB	\bar{A}	$\bar{A}B$	AB	$A\bar{B}$
			\bar{B}			
			00	01	11	10
CD	00		1	1	1	1
	01		0	0	1	1
	11		1	1	x	x
	10		1	1	x	x

1. $F(A, B, C, D) = \bar{C}\bar{D} + A\bar{C} + \bar{A}C.$

2. $F(A, B, C, D) = \bar{D} + A + C$ (при дополнении неопределенных значений до 1).

3. $F(A, B, C, D) = (A + C + \bar{D})(\bar{A} + \bar{C})$ (при дополнении неопределенных значений до 0).

Карта Карно – Вейча для функции пяти переменных имеет вид

$$F(A, B, C, D) = (A + C + \bar{D})(\bar{A} + \bar{D}) = A \cdot \bar{A} = 0 + \bar{A}C + \bar{A}\bar{D} + A\bar{C} + C\bar{C} = 0 + \bar{A}C + \bar{A}\bar{D} + A\bar{C} + \bar{C}\bar{D} = \bar{A}C + \bar{A}\bar{D} + A\bar{C} + \bar{C}\bar{D}.$$

		A=1				A=0					
		DE									
		BC		00	01	11	10	00	01	11	10
00		1	1	1	1					1	
01								1	1	1	1
11		1	1					1	1	1	1
10		1	1			1				1	

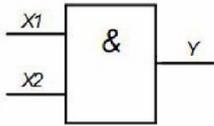
$$F(A, B, C) = \bar{A}\bar{C}\bar{E} + ABE + \bar{A}DE + \bar{A}C.$$

Последовательность выполнения работы

1. По заданию преподавателя исследовать работу логических элементов схем (пп. 1–14 следующего задания)

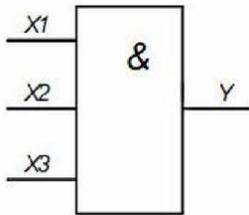
2. Заполнить в таблицах значения функции в зависимости от подаваемых сигналов:

1) логический элемент И на 2 входа:



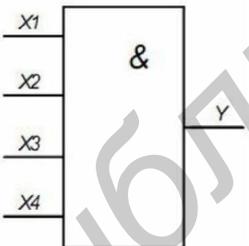
x_1	x_2	y
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

2) логический элемент И на 3 входа:



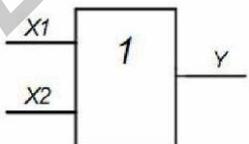
x_1	x_2	x_3	y
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

3) логический элемент И на 4 входа:



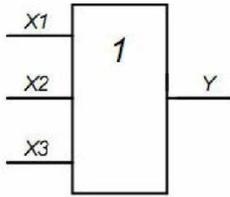
x_1	x_2	x_3	x_4	y	x_1	x_2	x_3	x_4	y
0	0	0	0		1	0	0	0	
0	0	0	1		1	0	0	1	
0	0	1	0		1	0	1	0	
0	0	1	1		1	0	1	1	
0	1	0	0		1	1	0	0	
0	1	0	1		1	1	0	1	
0	1	1	0		1	1	1	0	
0	1	1	1		1	1	1	1	

4) логический элемент ИЛИ на 2 входа:



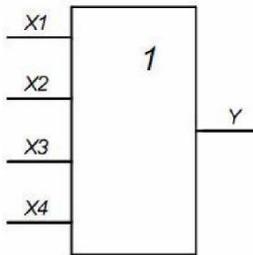
x_1	x_2	y
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

5) логический элемент ИЛИ на 3 входа:



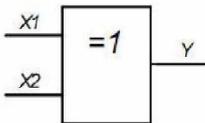
x_1	x_2	x_3	y
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

6) логический элемент ИЛИ на 4 входа:



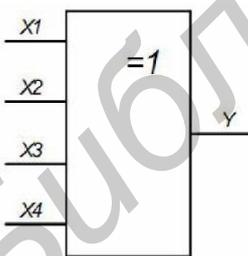
x_1	x_2	x_3	x_4	y	x_1	x_2	x_3	x_4	y
0	0	0	0		1	0	0	0	
0	0	0	1		1	0	0	1	
0	0	1	0		1	0	1	0	
0	0	1	1		1	0	1	1	
0	1	0	0		1	1	0	0	
0	1	0	1		1	1	0	1	
0	1	1	0		1	1	1	0	
0	1	1	1		1	1	1	1	

7) логический элемент M2 (суммирование по модулю 2) на 2 входа:



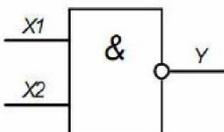
x_1	x_2	y
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

8) логический элемент M2 на 4 входа:



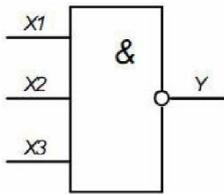
x_1	x_2	x_3	x_4	y	x_1	x_2	x_3	x_4	y
0	0	0	0		1	0	0	0	
0	0	0	1		1	0	0	1	
0	0	1	0		1	0	1	0	
0	0	1	1		1	0	1	1	
0	1	0	0		1	1	0	0	
0	1	0	1		1	1	0	1	
0	1	1	0		1	1	1	0	
0	1	1	1		1	1	1	1	

9) логический элемент И-НЕ на 2 входа:



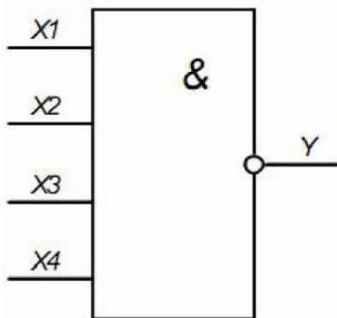
x_1	x_2	y
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

10) логический элемент И-НЕ на 3 входа:



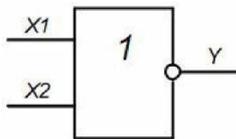
x_1	x_2	x_3	y
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

11) логический элемент И-НЕ на 4 входа:



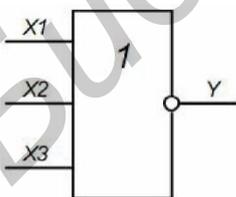
x_1	x_2	x_3	x_4	y	x_1	x_2	x_3	x_4	y
0	0	0	0		1	0	0	0	
0	0	0	1		1	0	0	1	
0	0	1	0		1	0	1	0	
0	0	1	1		1	0	1	1	
0	1	0	0		1	1	0	0	
0	1	0	1		1	1	0	1	
0	1	1	0		1	1	1	0	
0	1	1	1		1	1	1	1	

12) логический элемент ИЛИ-НЕ (функция Пирса) на 2 входа.



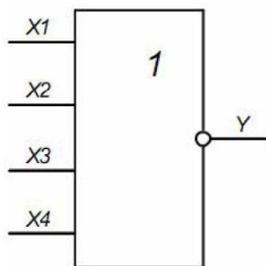
x_1	x_2	y
0	0	
0	1	
1	0	
1	1	

13) логический элемент ИЛИ-НЕ (функция Пирса) на 3 входа.



x_1	x_2	x_3	y
0	0	0	
0	0	1	
0	1	0	
0	1	1	
1	0	0	
1	0	1	
1	1	0	
1	1	1	

14) логический элемент ИЛИ-НЕ (функция Пирса) на 4 входа.



x_1	x_2	x_3	x_4	y	x_1	x_2	x_3	x_4	y
0	0	0	0		1	0	0	0	
0	0	0	1		1	0	0	1	
0	0	1	0		1	0	1	0	
0	0	1	1		1	0	1	1	
0	1	0	0		1	1	0	0	
0	1	0	1		1	1	0	1	
0	1	1	0		1	1	1	0	
0	1	1	1		1	1	1	1	

3. Выполнить синтез переключательной функции, заданной таблицей истинности (вариант задания задается преподавателем).

4. Выписать из таблицы свой вариант переключательной функции (ПФ) $F(A,B,C,D)$ заданной таблицы истинности (табл. 10.7).

5. Произвести минимизацию заданной ПФ методом Квайна – Мак-Класки и с помощью карт Карно – Вейча.

6. Записать минимальную форму ПФ.

7. Записать в совершенной дизъюнктивной нормальной форме (СДНФ) значение своего варианта переключательной функции и ее минимальную форму.

8. Начертить комбинационные схемы для реализации обоих вариантов переключательной функции и сравнить аппаратные затраты. Комбинационные схемы выполнить на элементах И, ИЛИ, НЕ. Исследовать работу минимальной схемы.

9. Оформить отчет.

10. Сделать выводы о проделанной работе.

Таблица 10.7

A	B	C	D	Варианты заданий															
				01	02	03	04	05	06	07	08	09	10	11	12	13	14	15	16
0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	0	X	1	1	0	0	0	1	0	1
0	0	0	1	1	0	0	1	1	X	1	1	1	0	1	1	X	1	X	0
0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	0	0	X	0	0	1
0	0	1	1	X	1	0	0	0	1	1	X	0	0	0	0	1	0	1	1
0	1	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0	0	X	1	1	0	1	1	0
0	1	0	1	X	1	1	X	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0
0	1	1	0	1	X	1	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	X	1	0
0	1	1	1	1	X	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	1	0	1
1	0	0	0	0	1	X	1	0	X	1	0	0	0	0	X	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	1	0	1	X	1	0	1	0	0	1	0	0	1	X
1	0	1	0	0	0	0	1	1	1	0	1	X	1	0	0	1	0	0	0
1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	X	0	1	1	0	1
1	1	0	0	1	0	0	1	X	1	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1
1	1	0	1	X	1	X	X	1	0	0	0	1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	1	1	1	X	0	1	1	X	1	0	1	1	0	1	0	0
1	1	1	1	0	X	0	1	0	1	0	1	0	0	0	1	0	1	X	1

A	B	C	D	Варианты заданий															
				17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32
0	0	0	0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0
0	0	0	1	1	X	0	0	X	0	0	0	1	1	1	0	0	0	0	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	0	1	X	1	0	1	1	0	1	1	X
0	0	1	1	0	0	1	X	0	1	1	1	0	1	X	0	1	0	0	1
0	1	0	0	0	0	0	1	0	X	1	0	X	1	1	1	0	X	1	1
0	1	0	1	X	1	0	1	1	1	0	0	X	0	1	1	1	1	1	0
0	1	1	0	X	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	X	1	0	0
0	1	1	1	X	0	1	1	1	0	X	0	0	1	1	0	X	0	1	1
1	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0	X	0	0	1
1	0	0	1	0	0	0	1	0	1	X	0	1	0	1	1	1	1	0	1
1	0	1	0	0	X	0	0	X	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	1	0	0	1	0	0	0	0	0	X	0	0	1	1	X
1	1	0	0	0	0	X	1	0	X	0	1	0	1	1	X	1	0	0	1
1	1	0	1	0	1	1	1	0	X	1	X	1	X	0	1	1	0	1	0
1	1	1	0	1	0	0	0	1	1	0	1	0	X	1	0	1	1	X	1
1	1	1	1	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	0	1	0
A	B	C	D	Варианты заданий															
				33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48
0	0	0	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	X	X	1	1	X	1	0
0	0	0	1	0	1	1	1	X	0	0	1	1	1	1	X	0	0	0	1
0	0	1	0	0	0	X	1	1	1	0	X	1	0	1	1	0	1	1	X
0	0	1	1	0	X	1	0	0	1	1	1	0	1	X	0	1	0	0	X
0	1	0	0	1	0	X	1	X	1	1	0	0	1	1	1	0	X	1	1
0	1	0	1	X	0	0	1	1	1	0	X	X	X	1	1	1	1	1	0
0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	0	X	1	0	0
0	1	1	1	X	1	0	0	X	0	1	0	0	1	X	0	1	X	1	1
1	0	0	0	0	1	1	0	0	1	1	1	1	1	0	0	1	0	0	1
1	0	0	1	0	0	1	0	0	1	X	0	1	0	1	1	1	1	0	1
1	0	1	0	1	1	0	0	X	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	X	1	1	1	0	0	1	1	0	X	0	0	1	0	X
1	1	0	0	1	0	X	1	0	0	0	1	0	1	1	X	1	0	0	1
1	1	0	1	0	X	1	1	0	X	1	X	0	X	0	1	1	0	1	0
1	1	1	0	1	1	X	0	1	1	0	1	0	X	1	0	1	1	X	1
1	1	1	1	1	0	0	0	X	0	1	1	1	1	1	0	1	X	1	X

Примечание. Символом X обозначены неопределенные значения переключательной функции. С целью получения минимальной формы ПФ ее значения можно доопределить, заменив символ X символами 0 или 1.

Контрольные вопросы

1. Чем отличается комбинационная схема от цифрового автомата?
2. Назвать основные законы алгебры логики.
3. Основные задачи алгебры логики.
4. Способы задания переключательной функции.
5. Основные способы минимизации переключательной функции.
6. Сокращенная и минимальная форма переключательной функции.
7. Понятия минтерма и макстерма.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №11 RS-ТРИГГЕРЫ И ИХ МОДИФИКАЦИИ

Цель работы: исследование принципа работы асинхронного и синхронного RS-триггера. Изучение особенностей применения, назначения выводов триггеров.

Основные теоретические сведения

В процессе обработки информации необходимо ее промежуточное хранение. Для этого используют триггеры – элементы с двумя устойчивыми состояниями, имеющие соответствующие входы для сигналов управления (рис. 11.1).

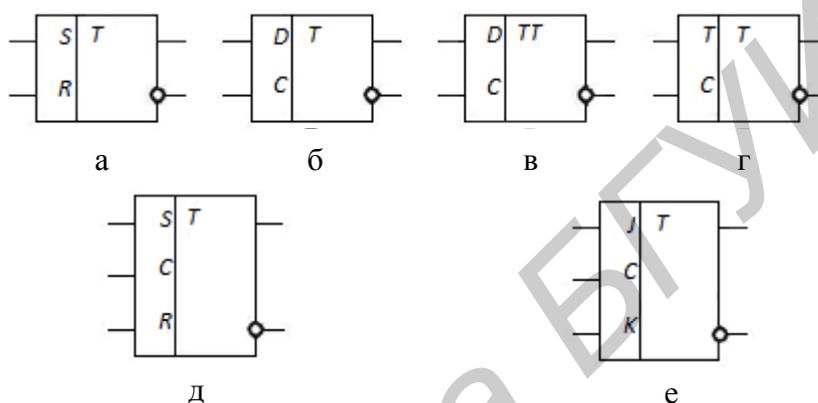


Рис. 11.1. Условно-графическое обозначение триггеров:

а – асинхронный RS-триггер; б – синхронный D-триггер; в – синхронный двухтактный D-триггер; г – синхронный T-триггер; д – синхронный RS-триггер; е – синхронный JK-триггер

Основу триггеров – элементарных цифровых автоматов с двумя устойчивыми состояниями – составляют простейшие запоминающие ячейки, которые получают соединением двух потенциальных элементов И-НЕ (ИЛИ-НЕ). Независимо от того, какую функцию выполняет логический элемент И-НЕ или ИЛИ-НЕ, ячейки могут находиться в двух устойчивых состояниях 1 и 0. Состоянию 1 соответствует единичный сигнал на выходе Q , состоянию 0 – нулевой сигнал на выходе. Таким образом, информация может одновременно сниматься с запоминающей ячейки (триггера) в прямом и инверсном виде.

По способу записи информации триггеры разделяются на:

- асинхронные, запись информации в которых осуществляется непосредственно с поступлением информационного сигнала на его вход;
- синхронные, имеющие специальный синхронизирующий вход C , сигнал которого разрешает триггеру принять новую информацию (этот сигнал называется также тактирующим, исполнительным или командным).

Синхронные триггеры в зависимости от того, какая часть синхроимпульса (СИ) оказывает влияние на изменение выходов, делятся на три основные группы:

– триггеры, управляемые уровнем синхроимпульса, когда он равен 1 или 0. Это базовые синхронные триггеры, имеющие дополнительный вход для СИ;

– триггеры, управляемые обоими фронтами СИ. Это триггеры с главной и вспомогательной памятью (MS);

– триггеры, управляемые одним фронтом СИ (например *D*). Это синхронные триггеры, которые могут быть одно- или многотактными.

По числу ступеней:

– одноступенчатые;

– двухступенчатые.

Двухступенчатость позволяет получить эффект задержки информации. Двухступенчатые триггеры называются также триггерами *MS*, поскольку одна из ступеней – *S* (slave) повторяет состояние другой ступени – *M* (master).

По способу организации логических связей, определяющих особенности функционирования, различают триггеры *RS*, *T*, *D*, *JK* и других типов. Функциональные обозначения триггеров и правила их изображения в технической документации определяются ГОСТ 2.743-82.

Триггеры различаются типами входов, для которых приняты следующие обозначения:

R (от англ. reset – сброс) – отдельный вход установки триггера в состояние 0;

S (от англ. set – установка) – отдельный вход установки триггера в состояние 1;

K (от англ. kill – внезапное отключение) – вход отдельной установки универсального триггера в состояние 0;

J (от англ. jerk – включение внезапное) – отдельный вход установки универсального триггера в состояние 1;

T (от англ. toggle – релаксатор) – счетный вход триггера;

D (от англ. delay – задержка) – информационный вход установки триггера в состояние, соответствующее логическому уровню на этом входе;

C (от англ. clock – первичный источник сигналов синхронизации) – исполнительный управляющий (синхронизирующий) вход записи информации в триггер;

V (от англ. valve – клапан, вентиль) – разрешающий, управляющий вход.

По способу восприятия тактовых сигналов триггеры делятся на управляемые уровнем и управляемые фронтом. Управление уровнем означает, что при одном уровне тактового сигнала триггер воспринимает входные сигналы и реагирует на них, а при другом – не воспринимает и остается в неизменном состоянии. При управлении фронтом разрешение на переключение дается только в момент перепада тактового сигнала (на его фронте или спаде). В остальное время, независимо от уровня тактового сигнала, триггер не воспринимает входные сигналы и остается в неизменном состоянии. Триггеры, управляемые фронтом, называют также триггерами с динамическим управлением.

Динамический вход может быть прямым или инверсным. Прямое динамическое управление означает разрешение на переключение при изменении тактового сигнала с нулевого значения на единичное, инверсное – при изменении тактового сигнала с единичного значения на нулевое.

По характеру процесса переключения триггеры делятся на одноступенчатые и двухступенчатые. В одноступенчатом триггере переключение в новое состояние происходит сразу, в двухступенчатом – по этапам. Двухступенчатые триггеры состоят из входной и выходной ступеней (рис. 11.2).

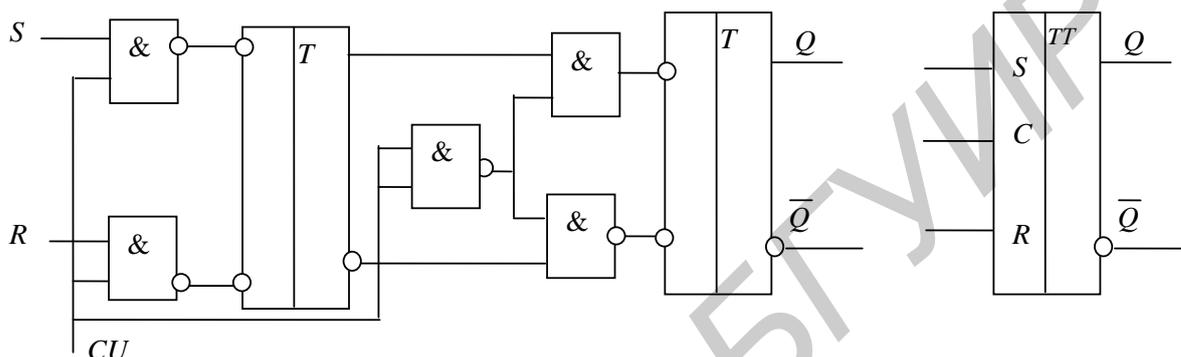


Рис. 11.2. Двухступенчатый RS-триггер

Переход в новое состояние происходит в обеих ступенях поочередно. Один из уровней тактового сигнала разрешает прием информации во входную ступень при неизменном состоянии выходной ступени. Другой уровень тактового сигнала разрешает передачу нового состояния из входной ступени в выходную. Таким образом, в двухступенчатых триггерах на одной ступени может находиться новая информация, а на другой – старая.

RS-триггер – ячейка хранения информации, триггер с установочным запуском (рис. 11.3).

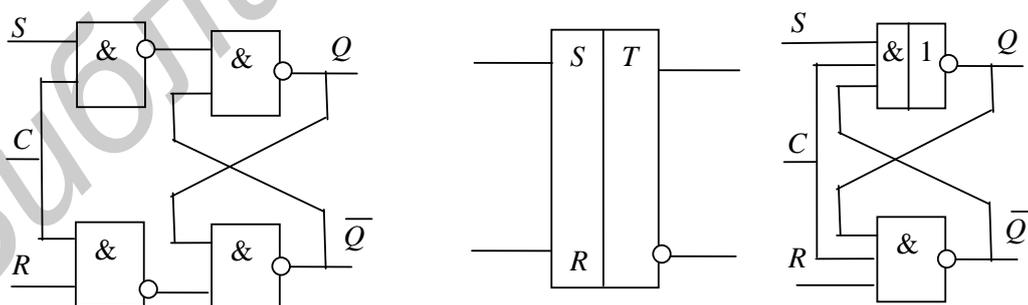


Рис. 11.3. Варианты схем RS-триггеров

Это логическое устройство с двумя устойчивыми состояниями, имеющее два информационных входа R и S , такие, что при $S = 1$ и $R = 0$ триггер принимает состояние 1 ($Q = 1$), а при $R = 1$, $S = 0$ – состояние 0 ($Q = 0$) (R от англ. reset – восстанавливать; S от англ. set – устанавливать).

Минимизированная таблица переходов RS -триггера приведена в табл. 11.1.

Таблица 11.1

R	S	Q^{n+1}
0	0	Q^n
0	1	1
1	0	0
1	1	*

Состояние, при котором $S = R = 1$, является неопределенным. Поэтому логические устройства на основе RS -триггеров должны строиться с учетом исключения комбинаций сигналов $RS = 1$.

Общая таблица переходов RS -триггера приведена в табл. 11.2. Методом карт Карно–Вейча выполним минимизацию переключательной функции для выхода Q^{t+1} .

Таблица 11.2

R	S	Q^{t+1}	Q^{t+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	x
1	1	1	x

		RS				Q^{t+1}
		00	01	11	10	
Q^t	0	0	1	x	0	
	1	1	1	x	0	

При доопределении неопределенных значений переключательной функции единицами получим

$$Q^{t+1} = S + Q^t \bar{R}. \quad (11.1)$$

В базисах И-НЕ и ИЛИ-НЕ функция выхода RS триггера имеет вид

$$Q^{n+1} = Q^n \bar{R} + S = \overline{\overline{Q^n \bar{R} + S}} = \overline{Q^n \bar{R} \cdot \bar{S}} = \overline{(\bar{Q}^n + R)} + S. \quad (11.2)$$

Задержка переключения асинхронных RS -триггеров $t_{зд}$ (рис. 11.4) составит сумму задержек переключения двух логических элементов, на которых выполнены триггеры, т. е.

$$t_{зд} = t^{10} + t^{01} = 2t_{cp}. \quad (11.3)$$

Действительно для любой схемы при записи информации, например, по входу S (триггер находится в состоянии 0) новое устойчивое состояние триггера $Q = 1$ сформируется через интервал времени $t_{зд} = 2t_{cp}$, отсчитываемый от момента поступления сигнала на вход S .

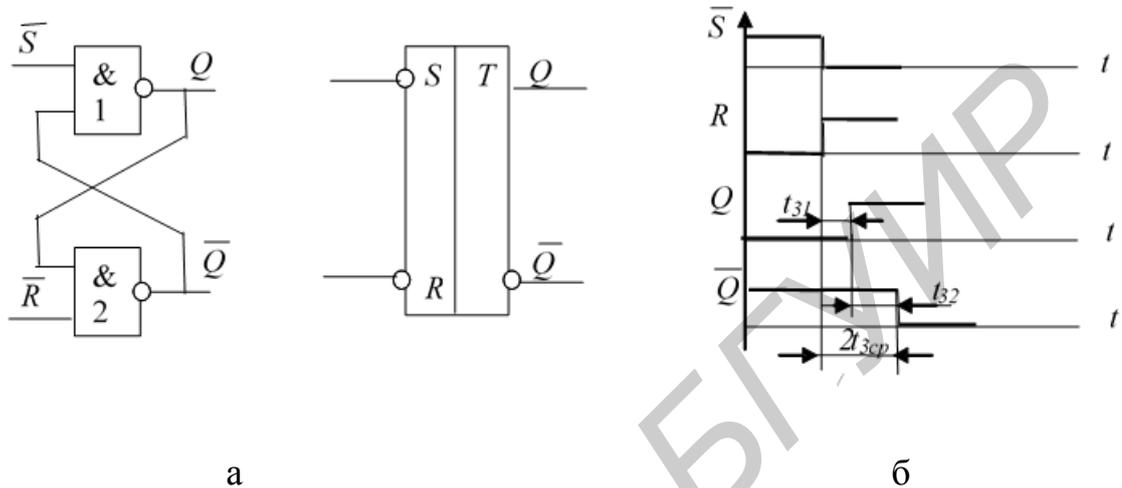


Рис. 11.4. RS-триггер на элементах И-НЕ:

а – схема триггера на элементах И-НЕ; б – временная диаграмма работы элементов

Для устойчивого функционирования триггера длительность сигнала действующего на его входах R и S , должна быть не меньше суммарной задержки переключения логических элементов обоих плеч триггера для полного установления новых значений выходных уровней. Для вышеприведенных схем длительность входного сигнала должна быть не меньше $2t_{cp}$, т. е. $\tau_u > 2t_{cp}$.

Максимальная частота переключения триггера f_{max} определяется минимально допустимым временным интервалом между двумя последовательными сигналами минимальной длительности, поступающими поочередно на входы R и S :

$$f_{max} = \frac{1}{\tau_t} = \frac{1}{2t_{cp}}. \quad (11.4)$$

Следовательно, максимальная частота чередования сигналов на входах определяется интервалом времени $\tau_t = 2t_{cp}$, т. е. поступление нового информационного сигнала допускается только лишь после окончания переходных

процессов в триггере и переключение его в другое устойчивое состояние. Однако при $f_{\max} = \frac{1}{2t_{\text{cp}}}$ длительность сигналов на выходах Q и \bar{Q} не будет превышать t_{cp} .

Поскольку сигналы длительностью t_{cp} являются недостаточными для надежной передачи информации в логической цепи, то временной интервал между сигналами, действующими поочередно на входах триггера, приходится увеличивать, в результате чего максимальная частота f_{\max} переключения триггера снижается. Предельная рабочая частота переключения f_p асинхронного RS -триггера при длительности информационного сигнала на каждом плече триггера не менее $2t_{\text{cp}}$ определяется из выражения

$$f_p = \frac{1}{3t_{\text{cp}}}. \quad (11.5)$$

В качестве самостоятельных устройств асинхронные RS -триггеры находят ограниченное применение, но являются базовыми схемами всех более сложных триггерных устройств. В устройствах цифровой обработки информации в основном применяются синхронизируемые (тактируемые) триггеры.

В отличие от асинхронных, синхронные RS -триггеры имеют на входе каждого плеча дополнительные схемы совпадения, первые входы которых объединены и являются входом синхронизирующего импульса (СИ), а вторые – являются информационными записями 1 (S) и 0 (R). Таким образом, информация, поступающая на входы R и S , может быть передана на собственно триггер только при поступлении СИ (рис. 11.5).

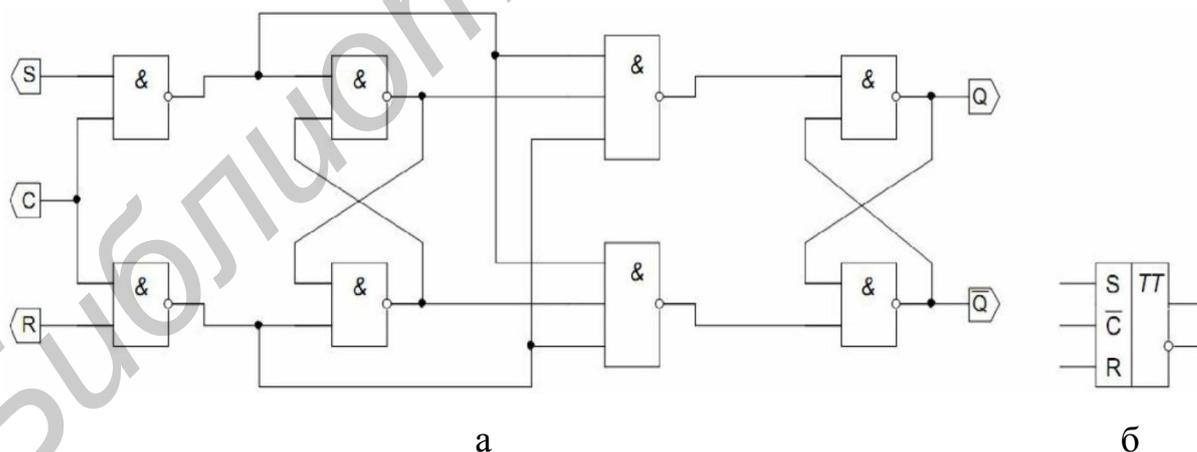


Рис. 11.5. Схема синхронного двухтактного RS -триггера на элементах И-НЕ:

а – функциональная схема; б – условное обозначение

Для исключения неалгоритмических переходов, связанных с возникающими в схемах ситуациях, когда $R = S = 1$ (см. табл. 11.2), существуют модификации RS -триггеров:

1. Если $R = S = 1$, $Q^{t+1} = 1$, то схема называется S -триггер.
2. Если $R = S = 1$, $Q^{t+1} = 0$, то схема называется RS -триггер.
3. Если $R = S = Q^t$, то схема называется E -триггер.

Использование синхронизации определяет момент приема триггером входной информации и не допускает одновременного действия сигнала, переключающего триггер, и сигнала съема информации с триггера, обеспечивая тем самым правильную работу логических каскадов.

Поскольку в потенциальной системе элементов отсутствуют специальные элементы задержки сигналов, для выполнения условий надежной работы логических каскадов на каждый двоичный разряд, хранящий 1 бит информации, следует использовать два триггера, которые управляются двумя сдвинутыми во времени СИ. Таким образом, удастся использовать информацию, снимаемую с выхода триггера, для управления сигналами на его входах, что необходимо для построения более сложных схем.

Последовательность выполнения работы

1. Собрать по заданию преподавателя схемы триггеров (см. рис. 11.2–11.5).
2. Заполнить таблицу истинности и нарисовать диаграмму состояний для заданных схем.
3. Оформить отчет.
4. Сделать выводы о проделанной работе.

Примечание. Для схем на рис. 11.2, 11.4 и 11.5 в качестве входа для синхросигнала используется вход С2 УЛС со следующими настройками: длительность импульса $t = 0,2$ мс, количество импульсов $n = 0,01$, иначе будет происходить закливание схемы, т. к. при включении питания происходит случайная установка логических элементов.

Контрольные вопросы и задания

1. Что такое триггеры?
2. Как различаются триггеры по способу использования логических элементов для их синтеза. Принцип их работы.
3. Типы входов триггеров.
4. Изобразить диаграмму состояния синхронного двухтактного RS -триггера на элементах И-НЕ.

Лабораторная работа №12 D-ТРИГГЕРЫ

Цель работы: исследование принципа работы D -триггера. Изучение особенностей применения, назначения выводов триггеров.

Основные теоретические сведения

Одним из самых широко употребляемых триггеров является D -триггер, который реализует функцию временной задержки сигналов. D -триггер имеет только режимы установки 1 и 0. В связи с этим асинхронный D -триггер не применяется, т. к. на его выходе будет просто повторяться входной сигнал. Синхронный одноктактный D -триггер задерживает распространение входного сигнала на время паузы между синхросигналами (задержка на полупериод). Для задержки на период (на один такт) используется двухтактный D -триггер, в котором после прихода переднего фронта импульса синхронизации D -триггер открывается. Сохранение информации в D -триггерах происходит по заднему фронту импульса синхронизации. Так как информация на выходе остается неизменной до прихода очередного импульса синхронизации, D -триггер называют также триггером с запоминанием информации или триггером-защелкой. D -триггер можно получить из любых RS - или JK -триггеров, если на их входы одновременно подавать взаимно инверсные сигналы.

Триггер D -типа, DV -типа – это логическое устройство с двумя устойчивыми состояниями и одним информационным входом D (от англ. delay – задержка, замедление), функционирующее в соответствии с табл. 12.1.

Таблица 12.1

t^n	t^{n+1}
D	Q^{n+1}
0	0
1	1

Простейшим видом такого триггера является асинхронный D -триггер (рис. 12.1, а).

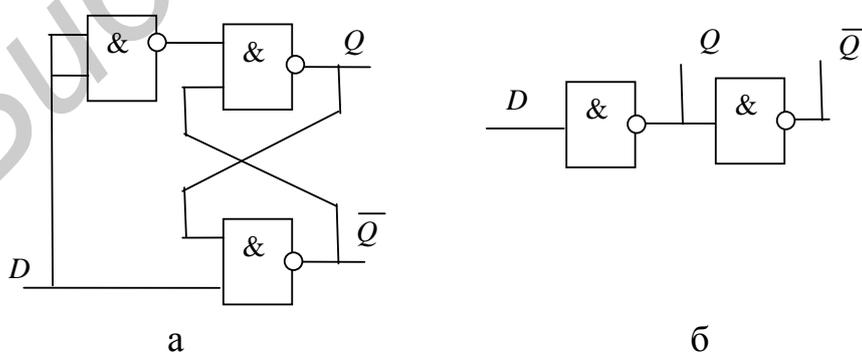


Рис. 12.1. Функциональная схема D -триггера:

а – логическая схема асинхронного D -триггера; б – функциональная схема D -триггера на инверторах

Состояние D -триггера в момент времени t^{n+1} совпадает с кодом входного сигнала в момент времени t^n , т. е. осуществляется задержка входного сигнала (рис. 12.1, б):

$$Q^{n+1} = D^n. \quad (12.1)$$

Однако схема (см. рис. 12.1, б) не имеет практического применения, т. к. функцию D -триггера выполняет схема, состоящая из двух последовательно включенных инверторов.

Наибольший интерес представляют синхронные триггеры, нашедшие широкое распространение в ИС (рис. 12.2, 12.3).

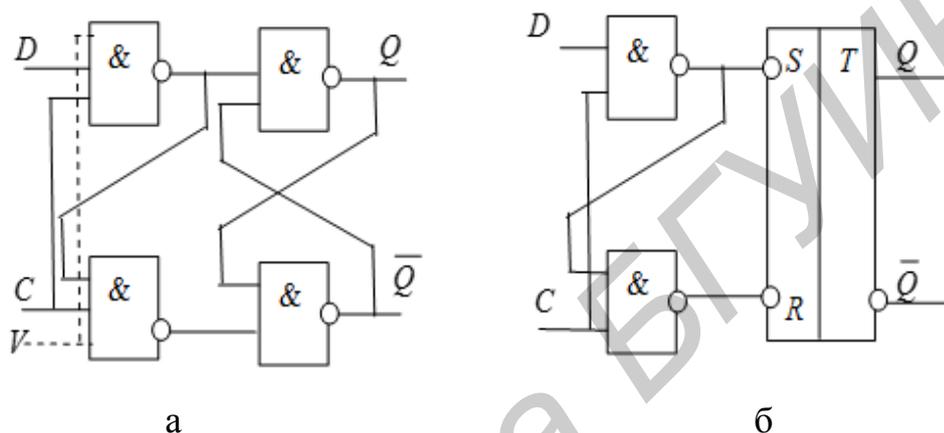


Рис. 12.2. Синхронный DV -триггер:

а – на элементах 2И-НЕ; б – на основе RS -триггера и логических элементов

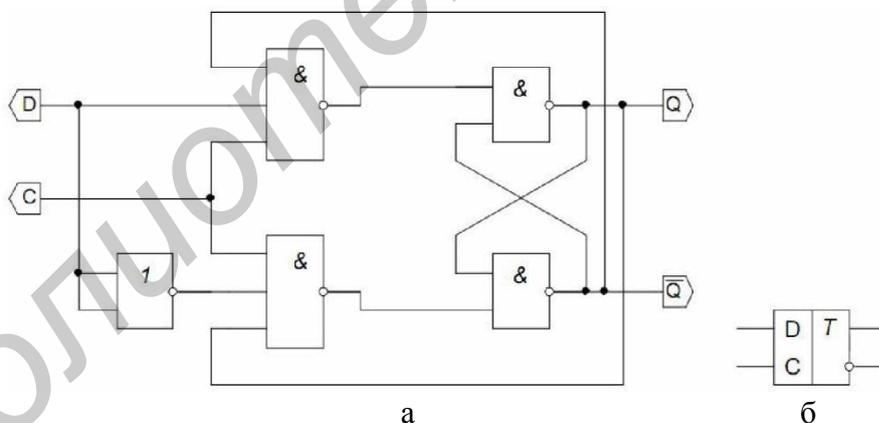


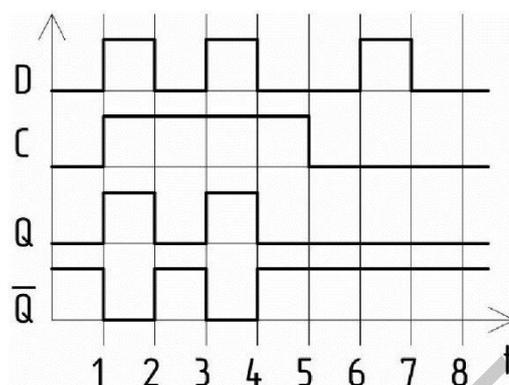
Рис. 12.3. Схема синхронного D -триггера:

а – функциональная схема; б – условное обозначение

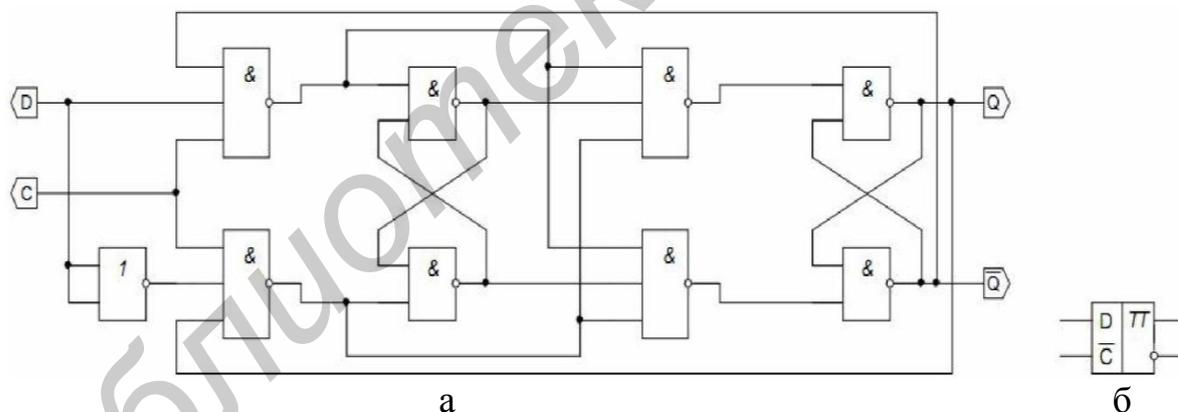
Переходы состояний синхронного D -триггера содержит табл. 12.2, а диаграмма его состояний показана на рис. 12.4.

Таблица 12.2

D	C	Q	\bar{Q}	Режим работы
0	0	Q	\bar{Q}	Режим хранения
1	0	Q	\bar{Q}	Режим хранения
0	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	0	1	Режим записи
1	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	1	0	Режим записи

Рис. 12.4. Диаграмма состояний синхронного D -триггера

На практике часто используют синхронные D -триггеры, построенные по двухтактной схеме (рис. 12.5).

Рис. 12.5. Схема синхронного двухтактного D -триггера:
а – функциональная схема; б – условное обозначение

Порядок выполнения работы

1. Собрать по заданию преподавателя схемы триггеров (см. рис. 12.1–12.3, 12.5).
2. Заполнить таблицу истинности и нарисовать диаграмму состояний для заданных схем.
3. Оформить отчет.
4. Сделать выводы о проделанной работе.

Контрольные вопросы и задания

1. Основные функции, выполняемые D -триггером.
2. Записать переключательную функцию D -триггера.
3. Составить диаграмму состояний синхронного DV -триггера.
4. Нарисовать функциональную схему синхронного двухтактного D -триггера.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №13 Т-ТРИГГЕРЫ

Цель работы: исследование принципа работы Т-триггера. Изучение особенностей применения, назначения выводов триггеров.

Основные теоретические сведения

Т-триггер при единице на входе T по каждому такту на входе C изменяет свое логическое состояние на противоположное и не изменяет выходное состояние при нуле на входе T . Т-триггер может строиться на JK-триггере, D-триггере. Как можно видеть в таблице истинности JK-триггера (табл. 5.1), он переходит в инверсное состояние каждый раз при одновременной подаче на входы J и K логической 1. Это свойство позволяет создать на базе JK-триггера Т-триггер, объединяя входы J и K . Наличие в двухтактном D-триггере динамического входа C позволяет получить на его основе Т-триггер. При этом инверсный выход Q соединяется со входом D , а на вход C подаются счетные импульсы. В результате триггер при каждом счетном импульсе запоминает значение \bar{Q} , т. е. будет переключаться в противоположное состояние. Т-триггер часто применяют для понижения частоты в два раза, при этом на T – вход подают единицу, а на C – сигнал с частотой, которая будет поделена на 2.

Поведение триггера, как видно из табл. 13.1 описывается логическим выражением

$$Q_{n+1} = T_n Q_n + \bar{T}_n \bar{Q}_n \quad (13.1)$$

Таблица 13.1

T	C	Q	\bar{Q}	Режим работы
0	0	Q	\bar{Q}	Режим хранения
1	0	Q	\bar{Q}	Режим хранения
0	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	Q	\bar{Q}	Режим хранения
1	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	\bar{Q}	Q	Счетный режим

Функциональная схема Т-триггера приведена на рис. 13.1, а диаграмма состояний – на рис. 13.2.

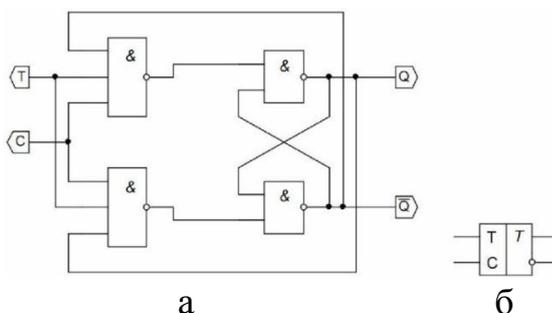


Рис. 13.1. Схема синхронного Т-триггера:
а – функциональная схема; б – условное обозначение

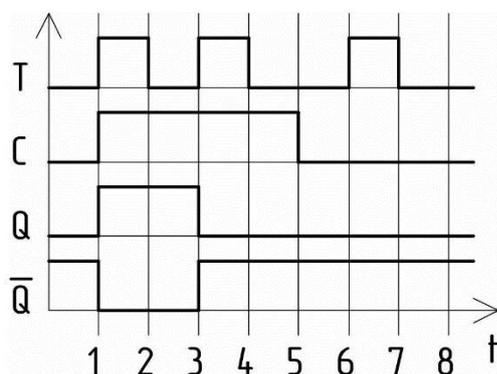


Рис. 13.2. Диаграмма состояний синхронного T -триггера

На практике часто используют синхронные T -триггеры, построенные по двухтактной схеме (рис. 13.3).

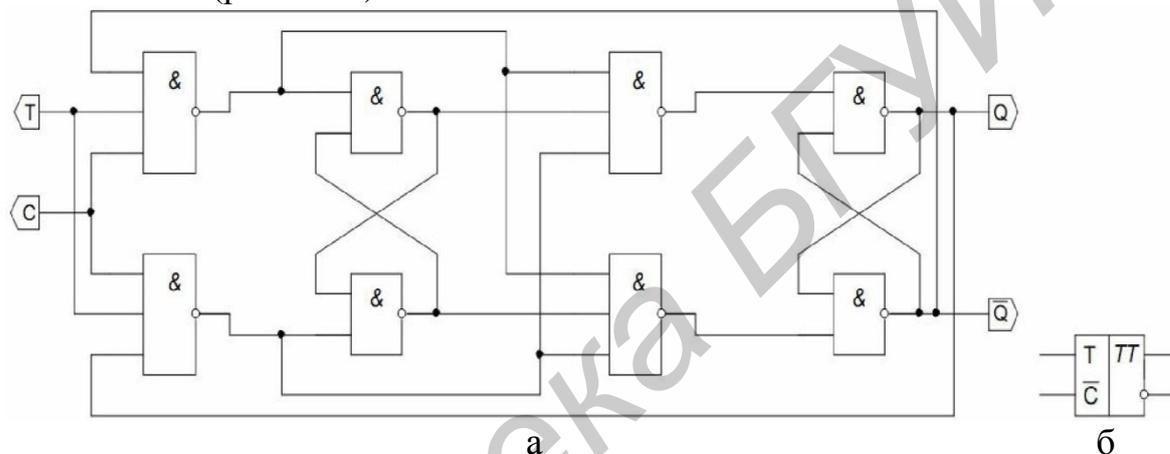


Рис. 13.3. Схема синхронного двухтактного T -триггера:
а – функциональная схема; б – условное обозначение

Поведение синхронного двухтактного T -триггера приведено в табл. 13.2 и показано на рис. 13.4.

Таблица 13.2

T	C	Q	\bar{Q}	Режим работы
0	1	Q	\bar{Q}	Режим хранения
0	0	Q	\bar{Q}	Режим хранения
1	1	Q	\bar{Q}	Режим хранения
1	0	\bar{Q}	Q	Счетный режим

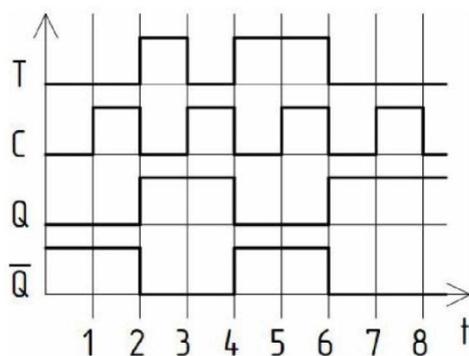


Рис. 13.4. Диаграмма состояний синхронного двухтактного T -триггера

Функциональная схема T -триггера легко реализуется на основе D -триггера, если на вход D подавать сигнал с его инверсного выхода, а сигнал T подавать на вход синхронизации (рис. 13.5).

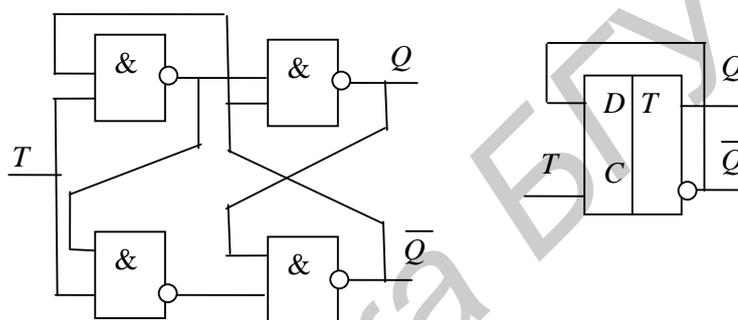


Рис. 13.5. T -триггер на основе D -триггера

Последовательность выполнения работы

1. Собрать по заданию преподавателя схемы T -триггеров (рис. 13.1, 13.3, 13.5).
2. Составить таблицу истинности и нарисовать диаграмму состояний для заданных схем.
3. Оформить отчет.
4. Сделать выводы о проделанной работе.

Примечание. Коммутация УЛС при выполнении работы представлена в табл. 13.3

Таблица 13.3

Разъемы УЛС	Контакты схемы/название	Система ввода	Генератор	Длительность/кол. импульсов
OUT0	R (вход сброс)	BIN	-	75 мкс, 2 мс/1
OUT1	S (вход установка)			
СЗ	C (вход синхросигнал)			
OUT1	J (вход установка)			
OUT0	K (вход сброс)			
OUT0	D (вход данные)			
С2	T (счетный вход)			
IN0	Q (выход триггера)			
IN1	$Q_{\text{инв}}$ (инверсный выход триггера)			

Контрольные задания

1. Составить таблицу истинности T -триггера.
2. Нарисовать диаграмму состояний одноктактного T -триггера.
3. Нарисовать диаграмму состояний двухтактного T -триггера.

Библиотека БГУИР

Лабораторная работа №14 JK-ТРИГГЕРЫ

Цель работы: исследование принципа работы JK-триггера. Изучение особенностей применения, назначения выводов триггера.

Основные теоретические сведения

Триггером JK-типа называется устройство с двумя устойчивыми состояниями и двумя входами J и K , которое при условии $J \cdot K = 1$ осуществляет инверсию предыдущего состояния (т. е. при $J \cdot K = 1$ $Q^{n+1} = \overline{Q^n}$), а в остальных случаях функционирует в соответствии с таблицей истинности RS-триггера, при этом вход J эквивалентен входу S , а вход K – входу R (табл. 14.1, 14.2).

Таблица 14.1

J	K	C	Q	\overline{Q}	Режим работы
0	0	0	Q	\overline{Q}	Режим хранения
0	1	0	Q	\overline{Q}	Режим хранения
1	0	0	Q	\overline{Q}	Режим хранения
1	1	0	Q	\overline{Q}	Режим хранения
0	0	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	Q	\overline{Q}	Режим хранения
1	0	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	1	0	Режим установки 1
0	1	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	0	1	Режим установки 0
1	1	$0 \rightarrow 1 \rightarrow 0$	\overline{Q}	Q	Режим инверсии

Таблица 14.2

J	K	Q^n	Q^{n+1}
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

$\begin{array}{l} \diagup JK \\ \diagdown Q^n \end{array}$					Q^{n+1}
	00	01	11	10	
0	0	0	1	1	
1	1	0	0	1	

Как видно из табл. 14.2, *JK*-триггер переходит в инверсное состояние каждый раз при одновременной подаче на входы *J* и *K* логической единицы. Это свойство позволяет создать на базе *JK*-триггера *T*-триггера, объединив входы *J* и *K*.

Логическое уравнение триггера, составленное на основе таблицы истинности и соответствующей ей карте Карно – Вейча, имеет вид

$$Q^{n+1} = \bar{K} \cdot Q^n + J\bar{Q}^n. \quad (14.1)$$

При подаче единицы на вход *J* и нуля на вход *K* выходное состояние триггера становится равным логической единице (рис. 14.1). А при подаче единицы на вход *K* и нуля на вход *J* выходное состояние триггера становится равным логическому нулю. *JK*-триггер в отличие от *RS*-триггера не имеет запрещенных состояний.

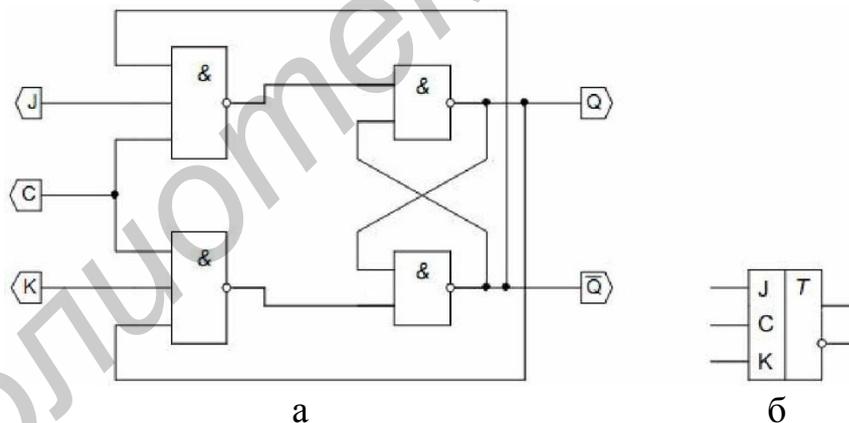


Рис. 14.1. Схема синхронного одноклакового *JK*-триггера: а – функциональная схема; б – условное обозначение

На основе *RS*-триггеров и дополнительной логики можно синтезировать схему *JK*-триггера в двухступенчатом и одноступенчатом варианте (рис. 14.2 а, б соответственно).

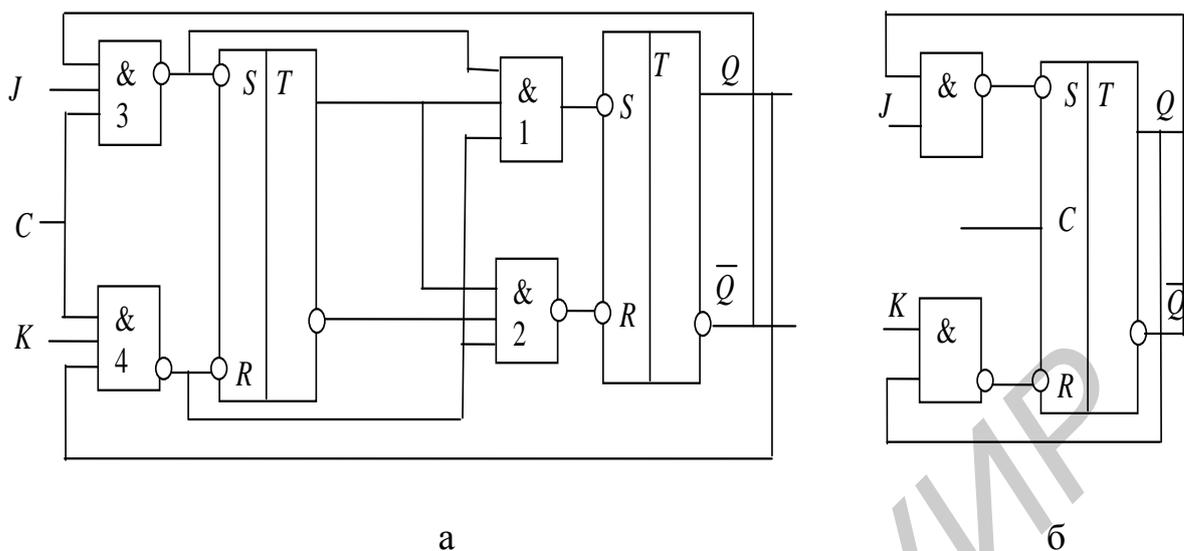


Рис. 14.2. *JK*-триггер:

а – двухступенчатая схема; б – одноступенчатая схема

В интегральной схемотехнике *JK*-триггеры строятся по принципу рис. 14.3.

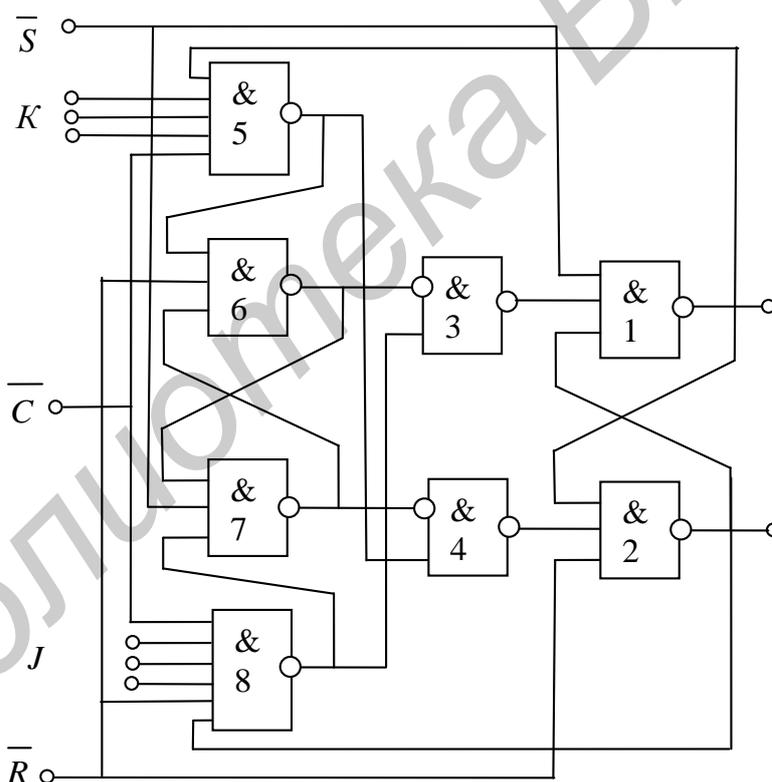


Рис. 14.3. *K*-триггер системы транзисторно-транзисторной логики (ТТЛ)

На базе *JK*-триггера возможно построить *D*-триггер или *T*-триггер (рис. 14.4).

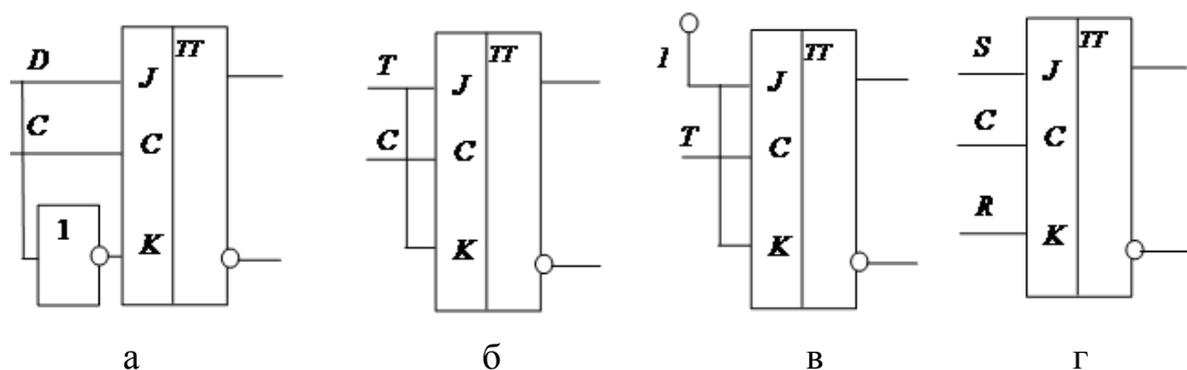


Рис. 14.4. Варианты построения триггерных схем на *JK*-триггере:
 а – синхронный *D*-триггер; б – синхронный *T*-триггер; в – асинхронный *T*-триггер; г – синхронный *RS*-триггер

Последовательность выполнения работы

1. Собрать по заданию преподавателя схемы *JK*-триггеров (рис. 14.1–14.4).
2. Составить таблицу истинности и нарисовать диаграмму состояний для заданных схем.
3. Оформить отчет.
4. Сделать выводы о проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Триггеры *JK*-типа, таблица истинности и переключательная функция, полученная на основе таблицы.
2. Принцип работы синхронного одноклапчатного *JK*-триггера.
3. Примеры триггеров, построенных на базе *JK*-триггера.
4. Диаграмма состояния синхронного *D*-триггера, асинхронного *T*-триггера.

Лабораторная работа №15 СХЕМНЫЕ ВАРИАНТЫ ПОСТРОЕНИЯ ТРИГГЕРОВ

Цель работы: исследование принципа работы триггеров типов JK и D . Изучение особенностей их применения, назначения выводов триггеров.

Основные теоретические сведения

Применение универсальных триггеров типов JK и D , реализованных в одной микросхеме, в пересчетных схемах, регистрах сдвига и т. д. приводит к существенной экономии оборудования. Естественно, что при построении системы элементов схема триггера может дополняться входной логикой, мощными выходными элементами и т. п. и применяться в нескольких модификациях (рис. 15.2). Выбор конкретной схемы во многом определяется уровнем разбиения на функциональные узлы.

Применение триггерных схем:

1. Схема подавления дребезга контактов (рис. 15.1).

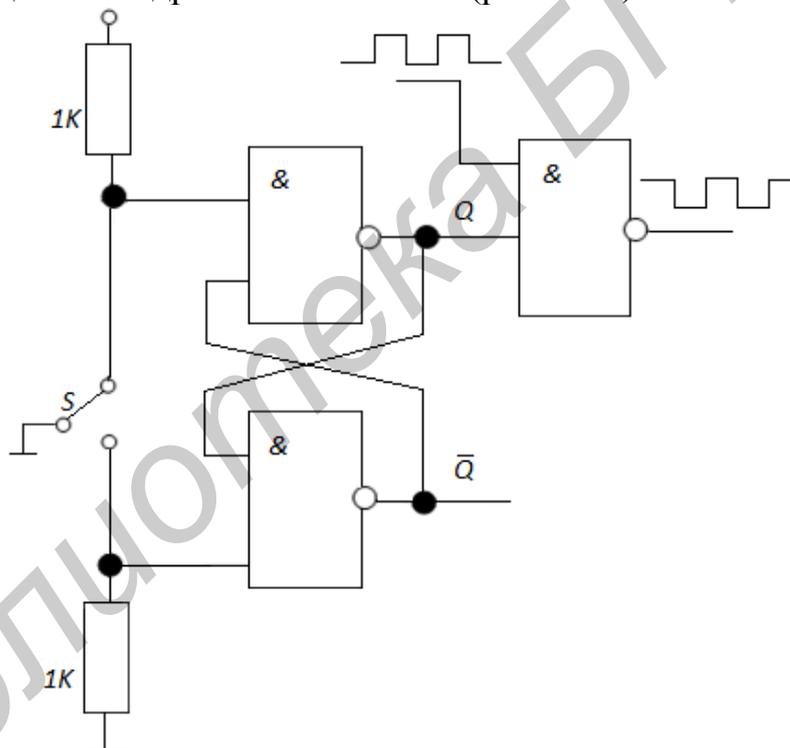


Рис. 15.1. Схема подавления дребезга контактов

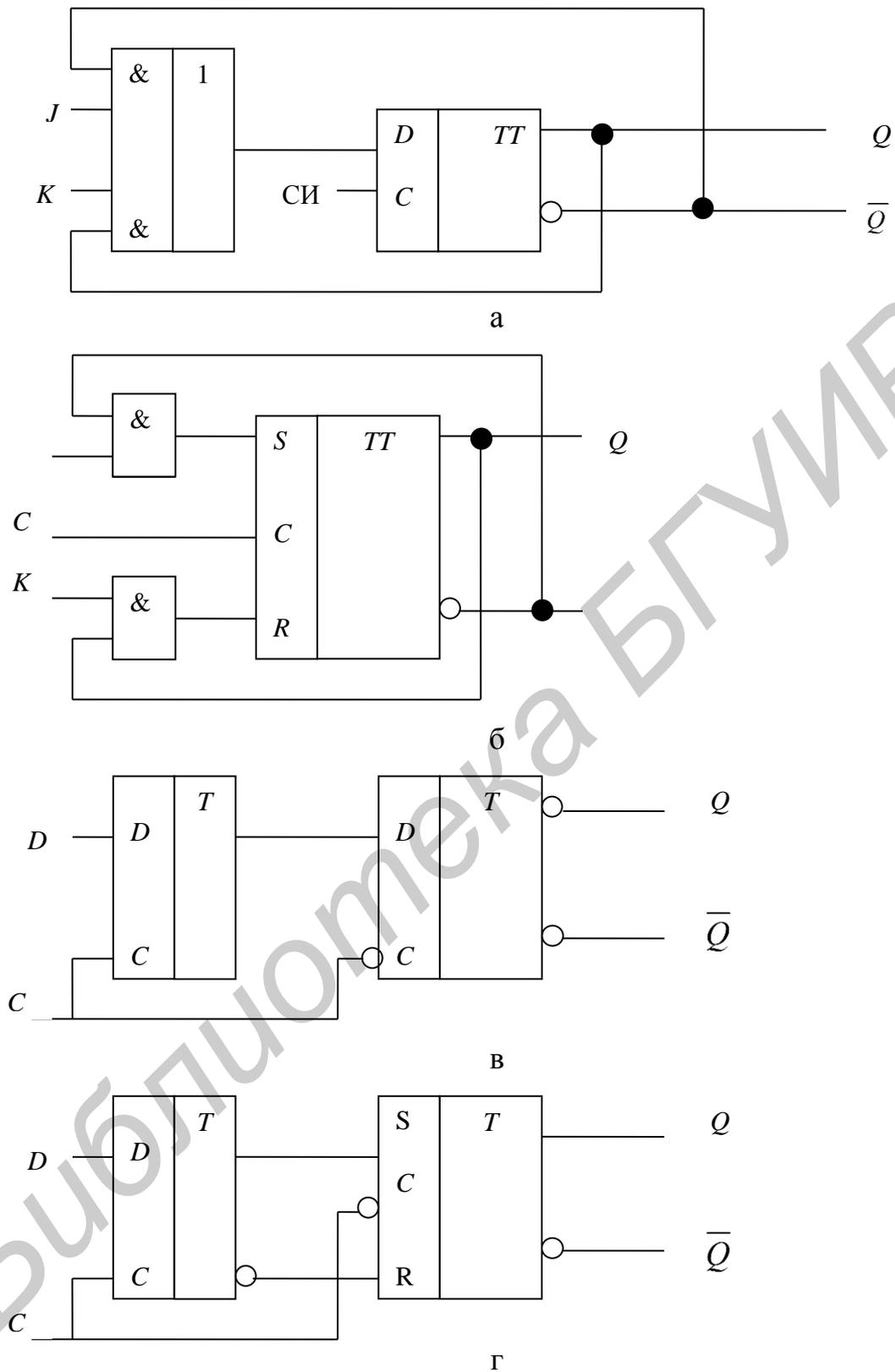


Рис. 15.2. Схемные варианты триггеров:

- а – синхронный JK -триггер на основе D -триггера и элемента 2И-ИЛИ;
 б – синхронный JK -триггер на основе RS -триггера и элементов 2И; в – синхронный двухтактный D -триггер на основе одноктактного; г – синхронный двухтактный D -триггер на основе одноктактных D -триггера и RS -триггера

2. Синхронизатор импульсов. Схема на рис. 15.1 открывает вентиль всякий раз, когда ключ замкнут, независимо от фазы подаваемой на него импульсной последовательности, поэтому первый или последний импульс может оказаться укороченным. В некоторых случаях важно, чтобы все тактовые импульсы имели только полные периоды. Тогда используется схема (рис. 15.3). Сигнал на вход *D*-триггера может поступать не только от ключа с подавителем дребезга, но и от других схем.

3. Логические состояния и «иголки» («мерцания»). Что произойдет, если в схеме (см. рис. 15.3) использовать для переброса триггера положительный перепад? Если при запуске схемы нажать кнопку ПУСК в момент, когда на входе действует НИЗКИЙ уровень, произойдет следующее. Последний вентиль 3 И-НЕ будет открыт до тех пор, пока на выходе триггера не установится низкий уровень (задержка для ТТЛ ≈ 20 нс, для КМОП – 100 нс и более), на выходе схемы возникает короткий «всплеск» или «иголка». Это классический пример логического состязания. Принимая определенные меры предосторожности, подобных ситуаций можно избежать.

Присутствие в схемах «иголок» носит отрицательный характер. Помимо всего прочего их практически невозможно увидеть на осциллографе и можно просто не знать об их существовании. «Иголки» могут самым произвольным образом тактировать цепочки триггеров; они могут расширяться или сужаться до полного исчезновения, проходя через вентили или инверторы.

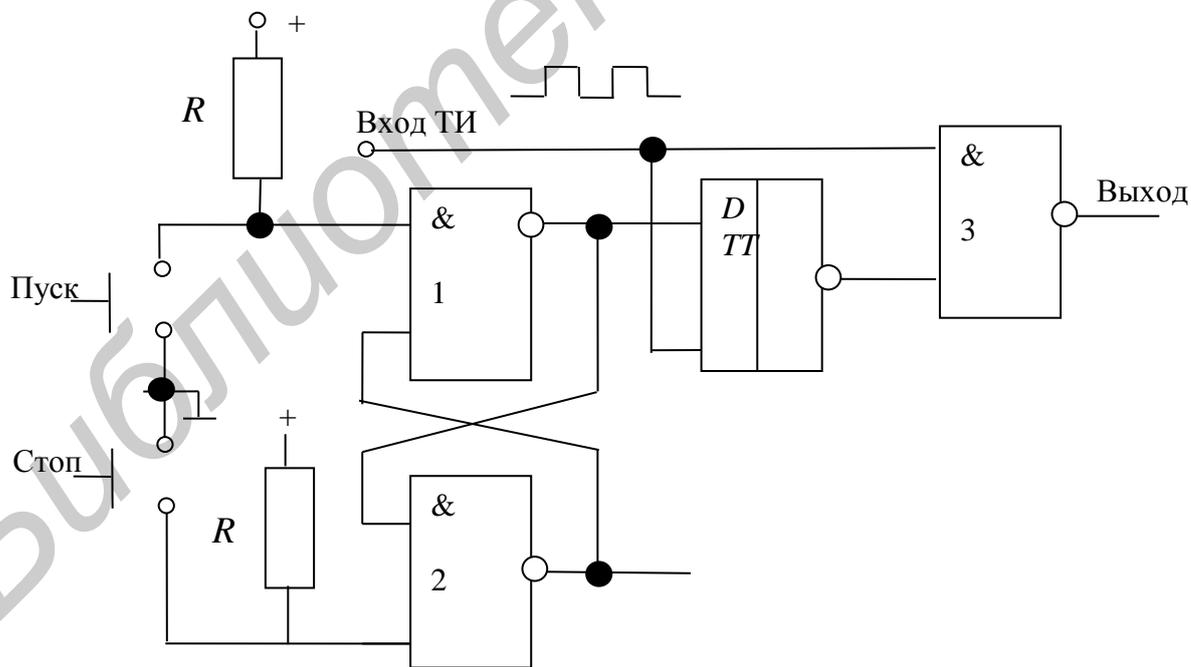


Рис. 15.3. Синхронизатор импульсов

Порядок выполнения работы

1. Собрать по заданию преподавателя схемы триггеров (см. рис. 15.1–15.3).
2. Составить таблицу истинности и нарисовать диаграмму состояний для заданных схем.
3. Оформить отчет.
4. Сделать выводы о проделанной работе.

Контрольные вопросы

1. Базовые схемы триггеров типа *JK* и *D*.
2. Одно- и двухтактные структуры триггеров.
3. Схемные варианты синхронных и асинхронных триггеров.
4. Схемные варианты применения триггерных схем.

Библиотека БГУИР

ЛИТЕРАТУРА

1. Кураев, А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Сеницин. – Минск : Бестпринт, 2004.
2. Гололобов, Д. В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства. В 3 ч. Ч. 2 : Фидерные устройства / Д. В. Гололобов, В. Б. Кирильчук. – Минск : БГУИР, 2005.
3. Вольман, В. Н. Техническая электродинамика / В. Н. Вольман, Ю. В. Пименов, А. Д. Муравцов. – М. : Радио и связь, 2002.
4. Фальковский, О. И. Техническая электродинамика / О. И. Фальковский. – М. : Связь, 1978.
5. Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ / И. В. Лебедев. – М. : Высш. шк., 1970.
6. Сазонов, Д. М. Антенны и устройства СВЧ / Д. М. Сазонов. – М. : Высш. шк., 1988.
7. Юрцев, О. А. Элементы общей теории антенн : метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 1 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 1997.
8. Юрцев, О. А. Резонансные и апертурные антенны : метод. пособие по курсу «Антенны и устройства СВЧ» для студ. спец. «Радиотехника». В 3 ч. Ч. 2 / О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2001.
9. Дабкин, А. С. Антенно-фидерные устройства / А. С. Дабкин, В. Л. Зузенко, А. Г. Кислов. – М. : Сов. радио, 1974.
10. Никольский, В. В. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов / В. В. Никольский, Т. И. Никольская. – М. : Наука, 1989.
11. Основы теории цепей / Г. В. Зевеке [и др.]. – М. : Энергоатомиздат, 1989. – 528 с.
12. Атабеков, Г. И. Теоретические основы электротехники. В 3 ч. Ч. 1 / Г. И. Атабеков. – М. : Энергия, 1978.
13. Атабеков, Г. И. Основы теории цепей / Г. И. Атабеков. – М. : Энергия, 1969. – 427 с.
14. Теоретические основы электротехники. В 3 ч. Ч. 1 / К. С. Демирчян [и др.]. – СПб. : Питер, 2006. – 463 с.
15. Бессонов, Л. А. Теоретические основы электротехники / Л. А. Бессонов. – М. : Высш. шк., 1984. – 559 с.
16. Афанасьев, Б. П. Теория линейных электрических цепей / Б. П. Афанасьев, О. Е. Гольдин, И. Г. Кляцкин. – М. : Высш. шк., 1973. – 592 с.
17. Зернов, Н. В. Теория радиотехнических цепей / Н. В. Зернов, В. Г. Карпов. – М. : Энергия, 1972. – 816 с.
18. Батура, М. П. Теория электрических цепей : учебник / М. П. Батура, А. П. Кузнецов, А. П. Курулев ; под общ. ред. А. П. Курулева. – 2-е изд., испр. – Минск : Высш. шк., 2007. – 608 с.

19. Дьяконов, В. П. МАТНСАД 8/2000 : специальный справочник / В. П. Дьяконов. – СПб. : Питер, 2000. – 592 с.
20. Угрюмов, Е. П. Цифровая схемотехника / Е. П. Угрюмов. – СПб. : БХВ – Петербург, 2002.
21. Новиков, Ю. Т. Основы цифровой схемотехники / Ю. Т. Новиков. – М. : Мир, 2001.
22. Таненбаум, Э. Архитектура компьютера / Э. Таненбаум. – 5-е изд. – СПб. : Питер, 2007.
23. Хорстман, К. Г. Java 2. Основы. В 2 т. Т. 1–2 / К. Хорстман, С. Корнелл. – 7-е изд. – СПб. : Питер, 2007.
24. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC / под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера ; пер. с англ. – М. : Мир, 1992. – 592 с.
25. Уокерли, Дж. Ф. Проектирование цифровых устройств. В 2 т. Т. 1 / Дж. Ф. Уокерли. – М. : Постмаркет, 2002.
26. Уокерли, Дж. Ф. Проектирование цифровых устройств. В 2 т. Т. 2 / Дж. Ф. Уокерли. – М. : Постмаркет, 2002.
27. Цилькер, Б. Я. Организация ЭВМ и систем : учебник для вузов / Б. Я. Цилькер, С. А. Орлов. – СПб. : Питер, 2004.

Учебное издание

**Силков Николай Иванович
Борисик Марина Михайловна
Батюков Сергей Валентинович и др.**

**ЭЛЕКТРОННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ
БЕЗОПАСНОСТИ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

Редактор *Е. И. Герман*
Корректор *Е. Н. Батурчик*
Компьютерная правка, оригинал-макет *М. В. Гуртатовская*

Подписано в печать 02.06.2016. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. 9,88. Уч.-изд. л. 10,0. Тираж 50 экз. Заказ 63.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники».
Свидетельство о государственной регистрации издателя, изготовителя,
распространителя печатных изданий №1/238 от 24.03.2014,
№2/113 от 07.04.2014, №3/615 от 07.04.2014.
ЛП №02330/264 от 14.04.2014.
220013, Минск, П. Бровки, 6