

Министерство образования Российской Федерации
Научно-исследовательский радиофизический институт

Препринт № 491

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ
АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ СИСТЕМ И КОАКСИАЛЬНЫХ
СВЧ УСТРОЙСТВ**

Методическая разработка по дисциплине
“Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ” для
проведения практических и лабораторных занятий
студентов ВУЗов

Н. А. Дугин
Е. Н. Мясников

Нижний Новгород 2004

Дугин Н. А., Мясников Е. Н. Исследование параметров антенно-фидерных систем и коаксиальных СВЧ устройств: методическая разработка // Препринт № 491. — Нижний Новгород. 2004. 48 с.

Разработано методическое пособие для проведения практических и лабораторных занятий со студентами на филиале кафедры физики Волжской государственной академии водного транспорта (ВГАВТ) по специальности 2013 “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”.

Приведено краткое изложение основ построения антенно-фидерных систем, принципов действия элементов коаксиальных СВЧ трактов и методик измерений параметров устройств СВЧ. Волноводные СВЧ устройства описаны в отдельной работе; связующие элементы различных трактов рассматриваются в обеих работах.

Целью методического пособия является разработка заданий для выполнения лабораторных работ по разделам “Излучение электромагнитных волн” и “Антенно-фидерные устройства”, входящим в курсы “Основы электродинамики и распространение радиоволн” и “Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ”.

Лабораторная работа выполняется в рамках программы специализации студентов дневного отделения электромеханического факультета ВГАВТ на филиале кафедры физики в Научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ).

Работа выполнена при поддержке гранта Ведущая научная школа “Галактическая и внегалактическая радиоастрономия. Межзвездная среда” (№ НШ – 1423.2003.2) и проекта РФФИ № 03.02.16685.

Рецензенты:

канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры физики ВГАВТ Щедрин М. И.
канд. техн. наук, зав. сектором НИРФИ Калинин А. В.

ВВЕДЕНИЕ

Фидерные системы применяются для передачи энергии электромагнитного поля на расстояние, они используются в различных радиотехнических устройствах. Все идеальные направляющие системы являются продольно однородными, т. е. не меняют своих свойств в направлении распространения волны. С точки зрения теоретического описания линии передачи можно разделить на два основных типа. К первому из них относятся линии, состоящие, как минимум, из двух изолированных друг от друга параллельных проводников. Ко второму типу фидерных систем относятся волноводы — линии, образованные внутренней поверхностью металлического цилиндра, либо диэлектрическим стержнем с большим показателем преломления. Свойства электромагнитных волн в двухпроводной линии радикально отличаются от их свойств в волноводе. Последнее связано прежде всего с тем, что в двухпроводных линиях передачи распространяются поперечные (*transversal*) электромагнитные волны, или *ТЕН*-волны, которые характеризуется тем, что вектора напряженностей электрического \vec{E}_\perp и магнитного \vec{H}_\perp полей ортогональны направлению распространения волны. В отличие от них волны, распространяющиеся в волноводах, не являются чисто поперечным, а имеют продольную к направлению распространения составляющую электрического, либо магнитного полей.

Скорость распространения *ТЕН*-волны, как и в однородной среде, равна $v = f \cdot \lambda = c/n$, где f — частота, λ — длина волны, $c = 3 \cdot 10^8$ м/с — скорость света в вакууме, $n = \sqrt{\epsilon\mu}$ — показатель преломления, здесь ϵ и μ — относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей пространство между проводниками. Электрическое и магнитное поля в двухпроводной линии, как и в плоской электромагнитной волне в однородной среде, ортогональны друг другу в каждой точке пространства и связаны соотношением $E_\perp/H_\perp = Z$. Для вычисления волнового сопротивления двухпроводной линии передачи $Z = \sqrt{L_0/C_0}$ достаточно провести расчет по-

гонных, (приходящихся на единицу длины линии), емкости C_0 и индуктивности L_0 , значения которых определяются законами электростатики и постоянного магнитного поля. В частности, волновое сопротивление коаксиального кабеля равно $Z = (60/\sqrt{\epsilon}) \ln(b/a)$ (Ом), где b — внутренний радиус оплетки, a — радиус центральной жилы, для обычно используемых диэлектриков $\epsilon \simeq 2,1$ и $\mu = 1$. Параметр $\lambda/b \ll 1$ обычно принимают за условие применимости телеграфных уравнений. Более полное описание линий передач, включает расчет потерь, связанных с омическим сопротивлением токонесущих частей и отличной от нуля проводимостью диэлектрика между ними, и расчет потерь на отражение и излучение, возникающих из-за неоднородности проводников и среды распространения.

В любую реальную линию передачи обязательно должны входить: разветвители, позволяющие изменять направление распространения волны, либо её поляризацию; соединительные устройства, позволяющие сочленять различные элементы между собой и, наконец, устройства, необходимые для согласования волновых сопротивлений фидера с антенной, либо с входным сопротивлением приемника. Линии передачи в зависимости от области применения и диапазона используемых частот имеют разнообразные особенности. Конструкции таких элементов отрабатываются экспериментально, исходя из требований, которым они должны удовлетворять, в частности, малые потери энергии, высокая электрическая и механическая прочность и т. п. В различных диапазонах радиоволн используют неэкранированные и экранированные внешней проводящей оболочкой симметричные двухпроводные линии, коаксиальные кабели, витые пары, шлейфы и т. п. Коаксиальные кабели обычно применяют в диапазоне СВЧ до 10 ГГц, их волновые сопротивления выбирают, как правило, в пределах от 50 до 100 Ом.

Задачей лабораторной работы является исследование элементов антенно-фидерных систем, выполненных на основе коаксиальной линии.

1. ОСНОВНЫЕ СВЕДЕНИЯ О ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

1.1. Телеграфное уравнение

Любая двухпроводная линия передачи может быть представлена в виде последовательности элементарных ячеек, показанных на рис. 1.1.

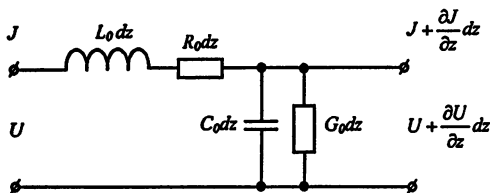


Рис. 1.1. Элемент линии передачи длины dz содержит распределенные индуктивность $dL = L_0 dz$, ёмкость $dC = C_0 dz$, сопротивление $dR = R_0 dz$ и проводимость $dG = G_0 dz$

Элементарная ячейка линии имеет размер $dz \ll \lambda$, где λ — длина распространяющейся волны, и характеризуется емкостью $dC = C_0 dz$ и индуктивностью $dL = L_0 dz$, а также сопротивлением $dR = R_0 dz$ и проводимостью $dG = G_0 dz$. Значения C_0 и L_0 являются погонными емкостью и индуктивностью, приходящимися на единицу длины dz линии передачи. Величина R_0 является погонным сопротивлением, характеризующим потери энергии в токопроводящих элементах, G_0 — погонной проводимостью, характеризующей ток утечки между проводниками, образующими линию. Для каждого поперечного сечения z двухпроводной линии в фиксированный момент времени t вводятся: $U(z, t)$ — напряжение и $J(z, t)$ — сила тока. Согласно правилам Кирхгофа падение напряжения и изменение силы тока на единице длины линии связаны друг с другом соотношениями

$$-\frac{\partial U}{\partial z} = R_0 J + L_0 \frac{\partial J}{\partial t}, \quad -\frac{\partial J}{\partial z} = G_0 U + C_0 \frac{\partial U}{\partial t}. \quad (1.1)$$

Исключая из этих уравнений величину J (либо U), приходим к уравнению в частных производных второго порядка

$$-\frac{\partial^2 U}{\partial z^2} + L_0 C_0 \frac{\partial^2 U}{\partial t^2} + (R_0 C_0 + G_0 L_0) \frac{\partial U}{\partial t} + R_0 G_0 U = 0, \quad (1.2)$$

которое называется телеграфным.

Рассмотрим колебания напряжения и тока определенной частоты ω , при этом для монохроматических электромагнитных полей будем применять комплексную форму $\exp\{-i\omega t\}$. Под величинами $U(\omega, z)$ и $J(\omega, z)$ в дальнейшем будем понимать их комплексные амплитуды. Телеграфное уравнение для комплексных амплитуды и напряжения принимает вид

$$\frac{d^2 U}{dz^2} + h^2 U = 0, \quad (1.3)$$

где

$$h^2 = -(R_0 - i\omega L_0)(G_0 - i\omega C_0) = (iR_0 + \omega L_0)(iG_0 + \omega C_0). \quad (1.4)$$

Величина $h = k + i\alpha$ называется комплексным волновым числом. Общее решение телеграфного уравнения для комплексных амплитуд напряжения и тока имеет вид

$$\begin{aligned} U &= (U_1 e^{ihz} + U_2 e^{-ihz}) e^{-i\omega t}, \\ J &= \frac{1}{Z} (U_1 e^{ihz} - U_2 e^{-ihz}) e^{-i\omega t}. \end{aligned} \quad (1.5)$$

Комплексная величина, равная отношению комплексной амплитуды напряжения к комплексной амплитуде тока для волны, распространяющейся в положительном направлении оси z ,

$$Z = \frac{\omega L_0 + iR_0}{h} = \frac{\sqrt{\omega L_0 + iR_0}}{\sqrt{\omega C_0 + iG_0}} \quad (1.6)$$

называется волновым импедансом линии.

Если R_0 и G_0 равны нулю (идеальная линия передачи), то величина $h = k = 2\pi/\lambda$ является действительной. В этом случае

общее решение телеграфных уравнений для любого однородного отрезка линии передачи представляет сумму двух бегущих волн с произвольными комплексными амплитудами. Волна, в которой напряжение (либо ток) пропорционально e^{ikz} , бежит в положительном направлении оси z . Для этой волны отношение амплитуды напряжения к амплитуде тока действительно

$$Z_{\text{в}} = U_1/J_1 = \sqrt{L_0/C_0} \quad (1.7)$$

и называется волновым сопротивлением, Другая волна, напряжение и ток в которой пропорциональны e^{-ikz} , распространяется в направлении $-z$. Для волны, распространяющейся в направлении $-z$, отношение комплексных амплитуд напряжения и тока равно $U_2/J_2 = -Z_{\text{в}}$. Таким образом волновое сопротивление характеризует отношение комплексных амплитуд напряжения и тока в чисто бегущей волне, при этом фазы напряжения и тока совпадают для волны, распространяющейся в положительном направлении оси z , и различаются на π для волны, бегущей в противоположном направлении.

Скорость распространения *ТЕН*-волны в двухпроводной линии равна

$$v = \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{L_0 C_0}} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}},$$

где $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8$ (м/с) — скорость света в вакууме, ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость среды между проводниками. В случае распространения электромагнитной волны в открытом пространстве величину $n = \sqrt{\epsilon}$ называют показателем преломления. Для обычно используемых в коаксиальных кабелях диэлектриков $\epsilon \approx 2,1$. На практике обычно используют кабели, имеющие волновые сопротивления 50 и 75 Ом. Двухпроводные линии часто представляет собой два провода с воздушной изоляцией, подвешенных на опорах, отделяющих их от земли, например, линии электропередач. На более высоких частотах провода двухпроводной линии покрывают слоем

пластика, который удерживает их на определенном расстоянии друг от друга и помещают в экранирующую оболочку. Волновое сопротивление двухпроводной линии обычно составляет $200 \div 300 \text{ Ом}$.

1.2. Расчет параметров двухпроводной линии передачи

Исследуем структуру электромагнитного поля в коаксиальном кабеле и двухпроводной линии передачи. Электрическое $\vec{E}(x, y)$ и магнитное $\vec{H}(x, y)$ поля в плоскости xy , ортогональной проводникам, образующим двухпроводную линию передачи, являются квазистатическими. В этом случае поле $\vec{E}(x, y)$ может быть рассчитано как статическое, образованное зарядами $\pm q$, расположенными на обкладках цилиндрического конденсатора, а $\vec{H}(x, y)$ — как поле, которое создают протекающие вдоль них статические токи $\pm J$.

Рассмотрим бесконечную однородную вдоль оси z линию передачи, образованную коаксиальным кабелем круглого сечения, в котором a — радиус внутренней жилы, b — радиус внешней оплетки. Система двух проводников, образующих коаксиальный кабель, является электрически нейтральной, поэтому заряд q одного проводника полностью компенсирован зарядом $-q$ второго проводника. При этом поперечное сечение системы, образованной внутренней жилой длины l и оплеткой, можно рассматривать в качестве цилиндрического конденсатора. Радиальное электрическое поле E_r , в пространстве между внутренним проводником и оплеткой согласно теореме Гаусса подчиняется уравнению

$$\oiint_S E_r dS = E_r 2\pi r l = \frac{q}{\epsilon \epsilon_0}, \quad (1.8)$$

здесь $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м}$ — электрическая постоянная (фарада — единица емкости), ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость, характеризующая электрические свойства

ва диэлектрика, заполняющего пространство между проводниками. Вычисляя напряжение между внутренним и внешним проводником

$$U = \int_a^b E_r dr = \frac{q}{2\pi l \epsilon \epsilon_0} \ln \frac{b}{a}, \quad (1.9)$$

получим выражение для погонной емкости коаксиального кабеля

$$C_0 = \frac{q}{Ul} = 2\pi \epsilon \epsilon_0 / \ln \frac{b}{a}. \quad (1.10)$$

Для вычисления погонной индуктивности коаксиального кабеля будем считать, что в каждом поперечном сечении линии по внутренней жиле течет ток J , а по внешней оплетке — $-J$. Напряженность магнитного поля в пространстве между проводниками подчиняется теореме о циркуляции магнитного поля

$$\int_0^{2\pi} H_\varphi r d\varphi = J, \quad (1.11)$$

из которой для окружности радиуса $a < r < b$ получаем выражение для напряженности магнитного поля H_φ и потока вектора магнитной индукции $\Psi = \mu_0 \iint_S \vec{H} d\vec{S}$, здесь $dS = l dr$, $\mu_0 = 1,257 \cdot 10^{-6}$ (Гн/м) — магнитная постоянная (генри — единица индуктивности)

$$H_\varphi = \frac{J}{2\pi r}, \quad \Psi = \mu_0 l \int_a^b H_\varphi dr = \frac{\mu_0 l}{2\pi} \ln \frac{b}{a}. \quad (1.12)$$

В соответствии со сделанными вычислениями погонная индуктивность кабеля равна

$$L_0 = \frac{\Psi}{Jl} = \frac{\mu_0}{2\pi} \ln \frac{b}{a}. \quad (1.13)$$

Рассмотрим двухпроводную линию передачи, состоящую из двух параллельных проводников радиуса a , расположенных на расстоянии $b \gg a$. В этом случае электрическое поле в пространстве между проводниками можно представить в виде суммы полей, создаваемых независимо каждым из проводников в свободном пространстве, т. е.

$$E_r \approx \frac{q}{2\pi r \epsilon_0} + \frac{q}{2\pi r \epsilon_0} = \frac{q}{\pi \epsilon_0 r}. \quad (1.14)$$

Разность потенциалов между проводниками равна

$$U \approx 2 \int_a^b E_r dr = \frac{q}{\pi \epsilon_0} \ln \frac{b}{a},$$

откуда получим приближенную формулу для погонной емкости двухпроводной линии $C_0 \approx \pi \epsilon_0 / \ln(b/a)$.

Погонная индуктивность двухпроводной линии может быть вычислена из соображения, что магнитное поле, на оси, соединяющей центры проводников, по которым протекают токи, складывается из двух одинаковых полей, образованных каждым из них

$$H_\varphi \approx \frac{J}{2\pi r} + \frac{J}{2\pi r} = \frac{J}{\pi r}, \quad (1.15)$$

откуда

$$\Psi = \mu_0 l \int_a^b H_\varphi dr = \frac{\mu_0 l J}{\pi} \ln \frac{b}{a}, \quad \text{и} \quad L_0 = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{b}{a}. \quad (1.16)$$

На рис. 1.2 показано распределение силовых линий электрического (пунктирные линии) и магнитного (сплошные линии) полей в поперечном сечении коаксиального кабеля и двухпроводной линии. В каждой точке пространства магнитное и электрическое поля взаимно ортогональны $\vec{E}(x, y) \perp \vec{H}(x, y)$ и ортогональны направлению z распространения волны. Таким образом в двухпроводной линии передачи могут распространяться

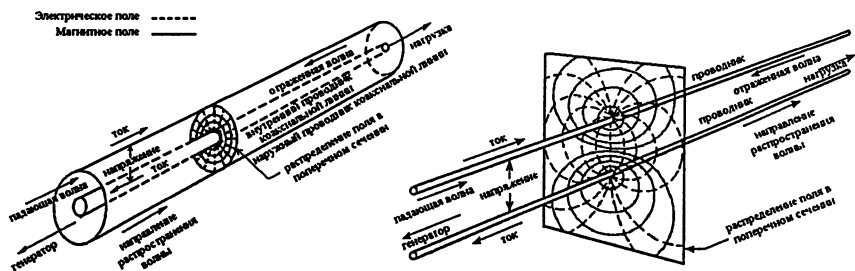


Рис. 1.2. Распределение силовых линий электрического и магнитного полей в поперечном сечении а) коаксиального кабеля и б) двухпроводной линии передачи

поперечные электромагнитные волны, аналогичные тем, которые распространяются в свободном пространстве.

1.3. Волны в неоднородных линиях передачи

Рассмотрим линию, имеющую конечную длину. Будем считать, что её левый конец подключен к генератору, а на правом имеется сосредоточенная нагрузка с импедансом Z_H . Если в линии существуют две волны, распространяющиеся в противоположных направлениях, то суммарное напряжение и суммарный ток в каждой точке линии равны

$$\begin{aligned} U &= U_1 e^{i(-\omega t + kz)} + U_2 e^{i(-\omega t - kz)}, \\ J &= J_1 e^{i(-\omega t + kz)} - J_2 e^{i(-\omega t - kz)}. \end{aligned} \quad (1.17)$$

Отметим, что волна, распространяющаяся вдоль оси z , переносит энергию от генератора к нагрузке, а волна, бегущая в отрицательном направлении $-z$, возникает за счет отражения от нагрузки (если она не согласована), либо от неоднородностей фидерного тракта, размер которых сопоставим и меньше длины волны.

Граничные условия на нагрузке имеют вид

$$U_1 + U_2 = U_{\text{н}}, \quad J_1 + J_2 = J_{\text{н}}, \quad (1.18)$$

где $U_1/J_1 = Z_{\text{в}}$, $U_2/J_2 = -Z_{\text{в}}$, $U_{\text{н}}/J_{\text{н}} = Z_{\text{н}}$. Из указанных соотношений получаем выражение для комплексного коэффициента отражения волны напряжения, либо тока

$$\Gamma = \frac{U_2}{U_1} = -\frac{J_2}{J_1} = \frac{Z_{\text{н}} - Z_{\text{в}}}{Z_{\text{н}} + Z_{\text{в}}}. \quad (1.19)$$

Мы видим, что, если линия оканчивается согласованной нагрузкой $Z_{\text{н}} = Z_{\text{в}}$, то отраженная волна отсутствует, и $U_2 = 0$, и в линии существует только волна, распространяющаяся от генератора к нагрузке. Во всех остальных случаях нагрузка отражает часть падающей мощности, так что в линии одновременно существуют две волны с противоположными направлениями распространения.

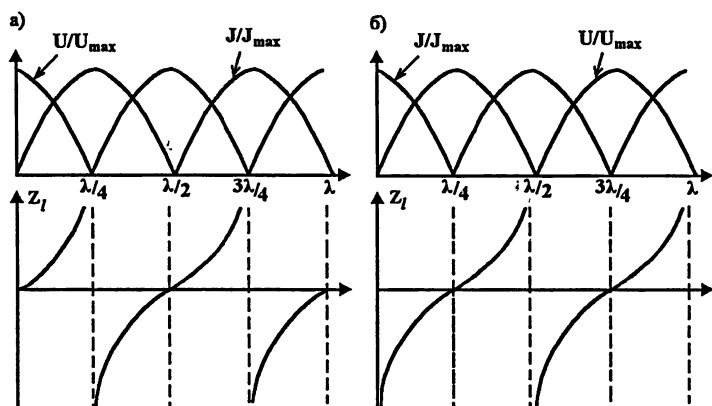


Рис. 1.3. Зависимости вдоль линии передачи относительных величин напряжения $|U|/|U_{\text{max}}|$ и тока $|J|/|J_{\text{max}}|$ и входное сопротивление $Z_l = U/J$ в случаях: а) короткозамкнутой, б) разомкнутой линии передачи

Рассмотрим короткозамкнутую и разомкнутую линии передачи. Если концы на нагрузке замкнуты накоротко, то $Z_{\text{н}} = 0$,

следовательно $U_1 = -U_2$, и происходит полное отражение волны с изменением фазы напряжения на π . Зависимости вдоль линии передачи относительных величин напряжения $|U|/|U_{\max}|$ и тока $|J|/|J_{\max}|$ и входное сопротивление $Z_L = U/J$ в случае короткозамкнутой линии показаны на рис. 1.3, а. Напряжение и ток в линии на расстоянии Δz от нагрузки имеют зависимости

$$U = iJ_{\text{H}}Z_{\text{B}} \sin k \Delta z, \quad J = J_{\text{H}} \cos k \Delta z, \quad (1.20)$$

т. е. ток опережает напряжение по фазе на $\pi/2$. При этом входное сопротивление линии передачи длины Δz равно

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U}{J} = iZ_{\text{B}} \operatorname{tg}(k \Delta z). \quad (1.21)$$

В зависимости от длины волны $\lambda = 2\pi/k$ оно принимает периодически значения от $-\infty$ до $+\infty$.

Линия, разомкнутая на конце, удовлетворяет граничным условиям $J_1 = -J_2$. На рис. 1.3, б показаны зависимости от z для тех же величин в случае разомкнутой на конце линии. Мы видим, что в отличие от короткозамкнутой линии напряжения и токи поменялись местами. При наличии полного отражения в любой точке z линии комплексные амплитуды напряжения и тока могут быть представлены в виде стоячей волны, например, для разомкнутой линии

$$U = U_1 + U_2 = U_1 (e^{ikz} + e^{-ikz}) e^{-i\omega t} = 2U_1 \cos(kz) e^{-i\omega t},$$

$$J = J_1 + J_2 = \frac{U_1}{Z_{\text{B}}} (e^{ikz} - e^{-ikz}) e^{-i\omega t} = 2i \frac{U_1}{Z_{\text{B}}} \sin(kz) e^{-i\omega t}. \quad (1.22)$$

Из полученных выражений следует, что в каждой точке пространства напряжение и ток сдвинуты по фазе друг относительно друга на $\pi/2$. В более общем случае короткозамкнутую линию можно рассматривать, как нагруженную на индуктивность, а разомкнутую — на емкость, что приведет к дополнительным набегам фазы, определяемым из соотношений

$\text{tg}(\Delta\varphi_L) = -\omega L/Z_B$ и $\text{tg}(\Delta\varphi_C) = 1/(\omega CZ_B)$. Структура возмущений $U(z)$ и $J(z)$, отражающая стоячую волну, остается неизменной, только смещается на расстояние Δz , пропорциональное разности фаз $\Delta\varphi = k\Delta z$. Можно считать, что в случае образования стоячей волны в обоих направлениях переносится одинаковая энергия, поэтому поток полной энергии, переносимый падающей и отраженной волнами равен нулю.

Отраженную волну в линии передачи всегда вызывает наличие несогласованной нагрузки. Рассмотрим случай, когда отрезок линии нагружен активным сопротивлением R_H , не равным волновому сопротивлению Z_B . В этом случае коэффициенты отражения по напряжению и по току являются действительными и по модулю меньше единицы. Отраженная на нагрузке волна, складываясь с падающей, создает в линии пространственно модулированную волну с масштабом λ , максимальной амплитудой $U_{\max} = U_1(1 + \Gamma)$ и минимальной — $U_{\min} = U_1(1 - \Gamma)$. Отношение наименьшей амплитуды результирующего колебания к наибольшей называется коэффициентом бегущей волны (КБВ), который связан с коэффициентом отражения Γ соотношением

$$K_{\text{бв}} = \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}. \quad (1.23)$$

Наличие отраженной волны ведет к потере мощности, переносимой волной. Напряжение и ток в любом сечении линии могут рассматриваться как результат сложения волны, бегущей от источника к нагрузке и определяющей поток переносимой энергии, и стоячей волны, порождаемой отражением от сопротивления нагрузки. В качестве характеристики линии передачи часто используется величина, равная $1/K_{\text{бв}}$, которую называют коэффициентом стоячей волны $K_{\text{ст}}$ (КСВН).

1.4. Потери энергии в линии передачи

Затухание волн в двухпроводной линии определяется омическими потерями R_0 на всех токопроводящих участках, включая

экранирующие проводники, стеканием зарядов G_0 за счет конечной проводимости окружающей проводники диэлектрической среды, а также рассеянием волн на неоднородностях в токоведущих частях и диэлектрике. В неэкранированных линиях возникают дополнительные потери, связанные с излучением волн в окружающее пространство. Поэтому в линии передачи распространяются затухающие волны, амплитуда которых уменьшается в направлении распространения

$$\begin{aligned} U &= U_1 e^{-\alpha z + ikz} + U_2 e^{\alpha z - ikz}, \\ J &= \frac{1}{Z_B} (U_1 e^{-\alpha z + ikz} - U_2 e^{\alpha z - ikz}). \end{aligned} \quad (1.24)$$

Величина $h = k + i\alpha$ является комплексной, в которой $k = 2\pi/\lambda$ — действительное волновое число, α — коэффициент затухания. Если затухание обусловлено только погонными сопротивлениями проводников и проводимостью диэлектрической среды, то коэффициент затухания определяется соотношением

$$\alpha = \alpha_1 + \alpha_2 = \frac{1}{2} \frac{R_0}{Z_B} + \frac{1}{2} G_0 Z_B = \frac{1}{2} k (d_1 + d_2). \quad (1.25)$$

Здесь $Z_B = \sqrt{L_0/C_0}$ — волновое сопротивление линии без потерь, коэффициент $d_1 = R_0/\omega L_0$ называется продольным затуханием, $d_2 = G_0/\omega C_0$ — поперечным затуханием. Так как величина R_0 вследствие скин-эффекта на высоких частотах возрастает приблизительно пропорционально $\sqrt{\omega}$, то и коэффициент α_1 имеет такую же зависимость от частоты. На практике также определяют относительный коэффициент затухания α_1/λ , характеризующий ослабление на отрезке линии, равном длине волны, его величина пропорциональна $1/\sqrt{\omega}$, т.е. стремится к нулю при $f \rightarrow \infty$. Поэтому можно сказать, что по относительному коэффициенту затухания реальная линия передачи при росте частоты приближается к идеально проводящей. Влияние потерь в диэлектрике учитывается коэффициентом α_2 , который возрастает приблизительно пропорционально частоте

ω , т. е. быстрее, чем α_1 . В коаксиальном кабеле величина поперечного затухания становится заметной только на очень высоких частотах. Для воздушных линий проводимость G_0 зависит от метеоусловий и значительно возрастает в сырую погоду. На высоких частотах в двухпроводной линии будет происходить дополнительное затухание вследствие излучения. Потери энергии на излучение пропорциональны параметру kb , (здесь k — волновое число, b — расстояние между проводниками). Потери в линиях передачи также возникают за счет рассеяния на неоднородностях диэлектрика и проводников и увеличиваются с ростом частоты. В связи с этим двухпроводные линии, включая коаксиальные кабели, как правило, не используют на частотах, бóльших $(5 \div 10)$ ГГц.

1.5. Излучение электромагнитных волн

1.5.1. Излучение электромагнитных волн вибраторной антенной

Вибраторные антенны относятся к числу наиболее простых типов антенн. В СВЧ диапазоне они используются как возбуждители антенных устройств или как элементы сложных устройств с дискретными излучателями (антенных решеток). Вибраторы, как антенны, чаще всего используются в длинно-, средне- и коротковолновой частях радиодиапазона.

К наиболее распространенным конструкциям вибраторных антенн относятся электрические (рис. 1.4, а, б) и магнитные (рис. 1.4, в, г) четверть- и полуволновые вибраторы. Физика их работы и основные свойства полностью соответствуют элементарным вибраторам. Полу- и четвертьволновый электрические вибраторы можно рассматривать как разомкнутую линию передачи со свойственным для нее распределением токов и напряжений. Полу- и четвертьволновый магнитный вибратор можно рассматривать как короткозамкнутую линию передачи также со свойственным для нее распределением токов и напряжений.

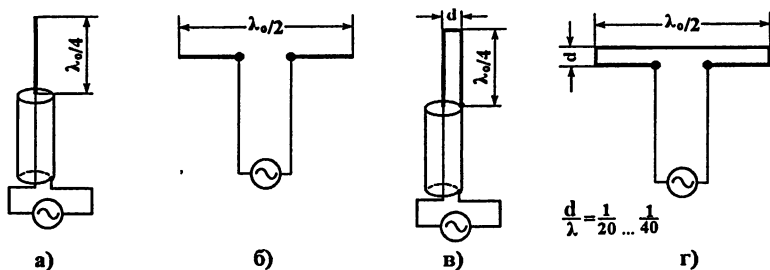


Рис. 1.4. Конструкции вибраторов: а) —несимметричный электрический; б) —симметричный электрический; в) — несимметричный магнитный; г) —симметричный магнитный

Частотная зависимость входного сопротивления вибратора имеет форму резонансной характеристики. Сопротивление излучения электрического и магнитного симметричных вибраторов на резонансной частоте соответственно равно 73,1 и 292 Ом. Резонансная длина симметричного вибратора равна $\lambda/2$, а для несимметричного — $\lambda/4$.

Вибраторы используются (так же, как коаксиально-волноводные переходы) для возбуждения рупорных антенн, используемых в качестве облучателей зеркальных антенн, чаще всего в диапазоне см — дм длин волн.

1.5.2. Излучение электромагнитных волн рупорной антенной

Для создания направленного излучения радиоволн сантиметрового диапазона часто применяют рупорные антенны. Рупор конструктивно хорошо сочетается с волноводами прямоугольного, либо круглого сечения, являясь как бы их естественным продолжением. Разумеется, что электромагнитная волна будет излучаться в пространство непосредственно из открытого отверстия волновода, но рупор делает излучение более направленным, кроме того он улучшает согласование волновода с откры-

тым пространством, благодаря чему уменьшаются потери энергии и возрастает мощность излучения.

Реальный излучатель электромагнитных волн представляет собой антенну, которая излучает не плоскую волну, распространяющуюся только в одном направлении, например z , но также и волны, распространяющиеся в других направлениях. Основные свойства рупорной антенны можно понять, если рассматривать её как постепенно расширяющийся волновод. Имеется несколько видов рупорных антенн: секториальные — расширяющиеся только в одной плоскости вектора \vec{E} либо вектора \vec{H} , и пирамидальные — расширяющиеся сразу в двух плоскостях (рис. 1.5).

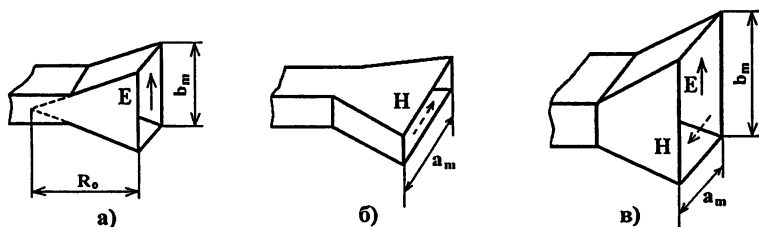


Рис. 1.5. Рупорные антенны: а) — секторный E -рупор; б) — секторный H -рупор; в) — пирамидальный рупор.

Характеристикой направленности излучения антенны является диаграмма направленности $D(\theta, \varphi)$, которая характеризует зависимость интенсивности излучения от углов θ и φ (напомним, что аксиальный угол θ отсчитывается от направления оси z , а угол φ — в плоскости xy от направления оси x). При возбуждении питающего волновода волной типа TE_{10} , наиболее часто применяются пирамидальные рупорные антенны. Поляризация радиоволн, излучаемых таким рупором, является линейной, направление электрического поля определяется направлением запитывающего волновод вибратора. Наличие рупора на открытом конце волновода позволяет увеличить направленное действие излучения, а также согласовать волновод со свободным пространством.

2. ОБЪЕКТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ И ДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СВЧ УСТРОЙСТВА

2.1. Коаксиальные нагрузки

Устройство, частично или полностью поглощающее или отражающее подводимую к нему высокочастотную мощность, называется *СВЧ нагрузкой* и характеризуется коэффициентом стоячей волны $K_{ст}$, фазой коэффициента отражения, рабочим диапазоном частот, допустимой мощностью рассеяния, а также геометрическими размерами, типом и волновым сопротивлением волноводного тракта.

Под *рабочим диапазоном частот* понимается интервал частот, в котором заданные параметры и характеристики СВЧ устройств сохраняются в установленных пределах.

Нагрузка СВЧ, у которой $K_{ст}$ меньше или равен заданному значению, близкому к единице, называется *согласованной*.

Нагрузки применяются в качестве эквивалентов антенн, в переключателях и циркуляторах, в балансных смесителях и делителях мощности, в направленных ответвителях и СВЧ мостах и для многих других целей.

Для указанных областей применения нагрузок необходимо, чтобы их $K_{ст}$ в рабочей полосе частот не превышал $1,02 \dots 1,05$ и не изменялся в зависимости от температуры, влажности и старения.

В зависимости от величины поглощаемой мощности обычно различают нагрузки *высокого уровня мощности* (от десятков ватт и выше) и нагрузки *низкого уровня мощности* (до десятков ватт).

Нагрузки низкого уровня мощности представляют собой, как правило, отрезки короткозамкнутых коаксиальных трактов с помещенными внутрь СВЧ резисторами. В резисторах-поглотителях происходит преобразование электромагнитной энергии в тепло. В СВЧ диапазоне такое преобразование может

происходить на поверхности проводника за счет токов проводимости и в толще диэлектрика с большими потерями. В соответствии с этим *резисторы* бывают двух типов — *пленочные* и *объемные*.

2.2. Трансформаторы сопротивлений

Четвертьволновый согласующий трансформатор представляет собой отрезок линии передачи длиной $\lambda/4$, включенный между согласуемыми линиями передачи с разными волновыми сопротивлениями или между линией передачи и нагрузкой. Волновое сопротивление трансформатора подбирается таким, чтобы создавались два равных по амплитуде отражения на его входе и выходе. Поскольку длина трансформатора $\lambda/4$, то отражения на его входе компенсируются отражениями, возникающими на его выходе.

Полоса рабочих частот четвертьволнового трансформатора, в которой сохраняется приемлемое согласование, зависит от скачка трансформируемых сопротивлений. Чем меньше скачок сопротивлений, тем шире полоса.

Сужение полосы частот при значительных скачках сопротивлений привело к тому, что, как правило, четвертьволновые трансформаторы применяются для согласования однотипных линий передачи с малым отличием волновых сопротивлений.

Ступенчатые переходы. Для решения задачи широкополосного согласования активных сопротивлений применяют ступенчатые переходы (трансформаторы), представляющие собой каскадное соединение четвертьволновых трансформаторов (ступенек) с различными волновыми сопротивлениями $Z_{в1}, Z_{в2}, \dots, \dots, Z_{вn+1}$ (рис. 2.1).

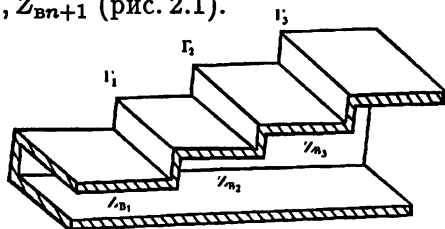


Рис. 2.1. К объяснению принципа построения ступенчатых переходов

На рис. 2.2 показана трансформация сопротивления коаксиального тракта четвертьволновым отрезком линии.

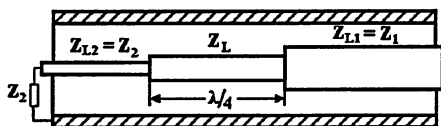


Рис. 2.2. Трансформация сопротивления четвертьволновым отрезком линии

Для улучшения характеристик ступенчатого перехода скачки волновых сопротивлений отдельных ступенек делаются различными в соответствии с определенными законами. Наибольшее распространение получили переходы, у которых скачки волновых сопротивлений меняются пропорционально коэффициентам бинома Ньютона (биномиальные переходы, частотная характеристика на рис. 2.3) или пропорционально полиномам Чебышева (чебышевские переходы, частотная характеристика на рис. 2.4). В первом случае переход имеет максимально плоскую характеристику, во втором случае характеристика имеет колебательный характер в полосе пропускания перехода. Сравнительный анализ характеристик показывает, что чебышевский переход имеет большую крутизну фронтов частотной характеристики затухания при такой же длине, однако уступает биномиальному переходу в линейности фазочастотной характеристики.

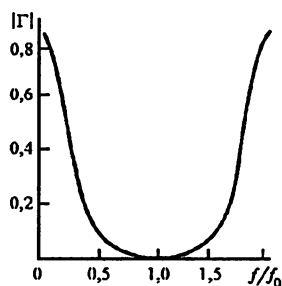


Рис. 2.3. Частотная характеристика биномиального ступенчатого перехода

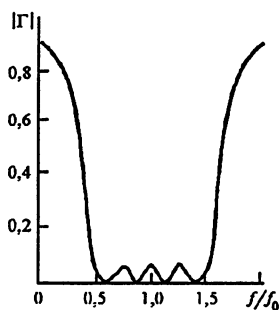


Рис. 2.4. Частотная характеристика чебышевского ступенчатого перехода

Плавные переходы. В плавном переходе, в отличие от ступенчатого, волновое сопротивление линии меняется не скачками, а непрерывно вдоль всей линии, т. е. плавный переход, по существу, является нерегулярной линией, в которой волновое сопротивление является функцией продольной координаты. Плавные переходы могут рассматриваться как предельный случай ступенчатого перехода, у которого число ступенек стремится к бесконечности, а длина каждой ступеньки — к нулю.

От чебышевского и биномиального переходов можно перейти к соответствующим плавным переходам, при этом чебышевский плавный переход будет иметь наименьшую длину из всех типов плавных переходов при одинаковых требованиях к коэффициенту отражения.

Одной из часто используемых разновидностей плавных переходов является экспоненциальный переход, у которого волновое сопротивление изменяется вдоль оси по экспоненциальному закону.

Переходы с одного типа волновода на другой (коаксиально-волноводный переход). На практике часто встречаются случаи, когда необходимо соединять линии передачи или устройства, сконструированные на базе отрезков линии, имеющие разные формы сечений и разную структуру электромагнитного поля. *Устройства, осуществляющие сопряжение волноводов различных видов с преобразованием волны одного типа в другой, также называются переходами.*

Переходы этого типа создаются по принципу возбуждения одной линии другой с помощью возбуждающих устройств (щелей, отверстий, штырей и др.) или по принципу постепенного изменения структуры поля и создания условий для быстрого затухания трансформируемого типа волны. Хорошее согласование переходов достигается в ограниченном диапазоне частот и при отклонении частоты от расчетной ухудшается за счет нарушения правильной трансформации волн и появления реактивной составляющей входной проводимости перехода. Ха-

рактируются переходы типом, размерами и волновым сопротивлением соединяемых линий передачи, типом волн в линиях, минимальным $K_{ст}$ в рабочей полосе частот, допустимым изменением фазы сигнала, минимальными потерями рабочего типа волны, допустимой мощностью и др.

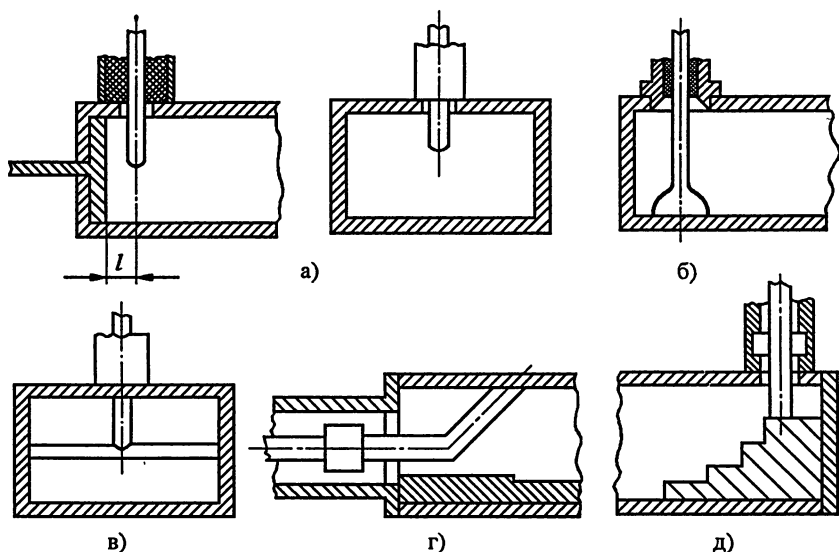


Рис. 2.5. Примеры конструкций коаксиально-волноводных переходов. Согласующие элементы в виде короткозамкнутых настраиваемых или ненастраиваемых отрезков линий — а), б), в); ступенчатых переходов — г), д)

Одним из наиболее распространенных переходов является *коаксиально-волноводный переход*, примеры конструкций которого показаны на рис. 2.5. Они применяются для подключения к волноводным устройствам коаксиальных кабелей или других коаксиальных устройств, во вращающихся соединениях и т. д. Действие этих переходов основано на возбуждении отрезка волновода электрическим или магнитным излучателем, служащим элементом связи между коаксиальным и прямоугольным волноводами. При этом T -волна в коаксиальном тракте трансфор-

мируется в волну типа H_{10} в прямоугольном волноводе. Для обеспечения минимального значения $K_{ст}$ перехода в его конструкции предусматриваются согласующие элементы.

Эквивалентная схема перехода показана на рис. 2.6. Для согласования перехода необходимо уравнивать активную составляющую сопротивления перехода R_n и волновое сопротивление линии Z_b , а также компенсировать реактивную составляющую сопротивления перехода X_n . В конструкциях переходов согласование осуществляется с помощью выбора места расположения и геометрических размеров возбуждающего устройства и с помощью согласующих элементов в виде короткозамкнутых настраиваемых или ненастраиваемых отрезков линий (рис. 2.5, а, б, в), ступенчатых переходов (рис. 2.5, г, д) и др.

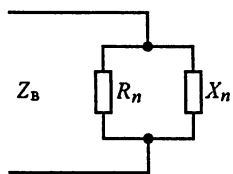


Рис. 2.6. Эквивалентная схема перехода

Следует отметить, что все выше рассмотренные переходы являются *взаимными устройствами*.

2.3. Разветвители

Для распределения ВЧ энергии по волноводным каналам в заданном отношении используют различного рода разветвители.

Разветвлениями называют устройства, в которых несколько линий сходятся вместе. На высоких частотах необходимо учитывать нарушения однородности, возникающие в местах разветвления однородных линий.

Разветвление трех линий образует шестиполюсник (тройник). Различают последовательное (рис. 2.7, а) и параллельное (рис. 2.7, б) разветвления. При разветвлении, показанном на рис. 2.7, а, во всех трех линиях протекает одинаковый ток I ,

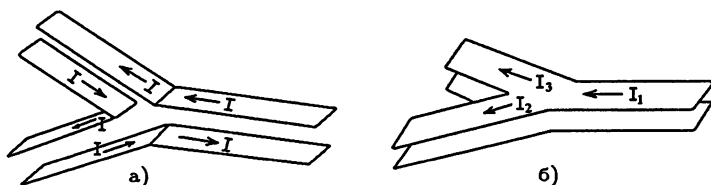


Рис. 2.7. а) — последовательное разветвление; б) — параллельное разветвление.

а напряжение питающей линии делится между двумя присоединенными к ней трактами. При параллельном разветвлении напряжение во всех линиях одинаково, а ток питающей линии I_1 делится на два тока I_2 и I_3 , текущих в ответвлениях. При расчете все три сходящиеся линии рассекают плоскостями и ограниченную таким образом систему рассматривают как шестиполюсник без потерь. Ограничивающие плоскости должны находиться на достаточно большом расстоянии от области возникновения неоднородности, а именно там, где поле в линиях можно считать вполне однородным. Пример симметричного шестиполюсника (тройника) показан на рис. 2.8, а, а несимметричного — на рис. 2.8, б.

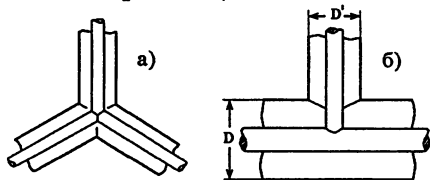


Рис. 2.8. а) — симметричное разветвление; б) — несимметричное разветвление

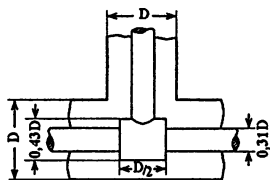


Рис. 2.9. Разветвление линии, имеющей $Z_L = 70 \text{ Ом}$, с компенсацией отражений.

Компенсированные разветвления. Для компенсации отражений от разветвлений в тракт вводят дополнительные ёмкости и одновременно уменьшают индуктивности. Конструкции тройника для линий с $Z_L = 70 \text{ Ом}$ с применением компенсирующих устройств показана на рис. 2.9. В этих тройниках отрицатель-

ная ёмкость скомпенсирована и их эквивалентная схема имеет вид идеального разветвления.

Направленные ответвители. Направленными ответвителями (НО) называются восьмиполюсники, предназначенные для направленного ответвления СВЧ энергии. В частности, они могут использоваться для раздельного ответвления из линии передачи энергии либо падающей, либо отраженной волны.

Используются направленные ответвители в схемах измерения коэффициентов отражения, смещения и разделения сигналов, контроля параметров сигналов: мощности, частоты и пр., в схемах переключателей и фазовращателей и т. д.

Линия передачи НО, по которой передается основная мощность, называется первичной или основной, а линия, в которую ответвляется часть мощности, вторичной или вспомогательной. Как правило, НО является устройством взаимным, хотя существуют и невзаимные направленные ответвители, у которых связь линий передачи осуществляется через намагниченный феррит.

Основными характеристиками НО являются: переходное ослабление, направленность, развязка, $K_{ст}$ первичной и вторичной линий.

Наиболее распространенные конструкции НО на основе коаксиальных волноводов выполняются с распределенной связью двух линий (рис. 2.10).

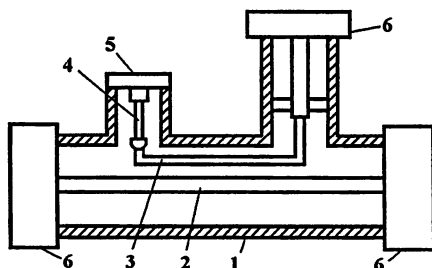


Рис. 2.10. Коаксиальный направленный ответвитель:

1 — корпус; 2 — основная линия; 3 — вспомогательная линия; 4 — согласующее сопротивление; 5 — устройство регулировки положения вспомогательной линии; 6 — коаксиальные разъемы

В настоящее время созданы конструкции НО, обеспечивающие направленность не менее 35 дБ в диапазоне частот 1–3 МГц. Переходное ослабление такого ответвителя может быть изменено в некоторых пределах путем изменения расстояния между основной и вспомогательной линиями.

Мостовые соединения. Мостовым соединением (или *мостом*) называется восьмиполюсник, в котором волны в выходных плечах равны по величине ($P_2 = P_4 = 0,5P_i$) и имеют постоянный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот.

Мосты являются взаимными устройствами и представляют собой частный случай направленного ответвителя, у которого ответвленная мощность P_4 равна половине передаваемой. Мосты используются в циркуляторах, смесителях, делителях мощности, фазовращателях и др.

Основными характеристиками мостовых соединений являются коэффициент стоячей волны каждого из плеч при наличии согласованных нагрузок в остальных плечах ($K_{ст}$), неравномерность деления мощности L , развязка и фазовые соотношения волн в выходных плечах.

Если мощность, поступающая на вход моста, не делится поровну между выходными плечами, т. е. $A_{41} \neq A_{21} \neq 3$ дБ, то величина отклонения переходного ослабления моста от 3 дБ характеризует неравномерность деления мощности.

Наиболее широкое распространение получили такие мостовые устройства, как двойные тройники, щелевые мосты, квадратурные мосты, кольцевые мосты и др.

На рис. 2.11 показан один из типов коаксиального кольцевого моста. Кольцо образовано тремя отрезками длиной $\lambda/4$ и одним отрезком длиной $3\lambda/4$. Волновое сопротивление всех четырех отрезков одинаково и равно $Z_L\sqrt{2}$, где Z_L — волновое сопротивление каждой из четырех линий, подключенных к мосту.

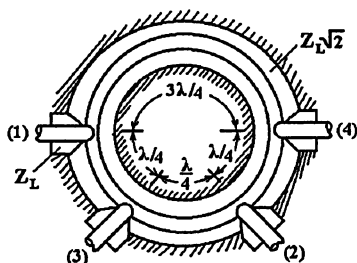


Рис. 2.11. Кольцевой мост

2.4. Атенюаторы

Устройства, предназначенные для ослабления и регулировки мощности сигнала, проходящего по СВЧ тракту, называются *аттенюаторами*. Применяются для создания необходимого уровня сигнала в различных приемных и измерительных приборах, для согласования СВЧ устройств и т. д.

К числу основных характеристик аттенюаторов относятся: величина вносимого ослабления, пределы регулировки ослабления, $K_{ст}$ входа и выхода, допустимая мощность рассеяния, точность калибровки ослабления, тип и геометрические размеры основного тракта.

По принципу действия разделяют аттенюаторы предельного типа и поглощающие. По характеру вносимого затухания — переменные и постоянные.

Принцип действия предельных аттенюаторов основан на затухании электромагнитных волн в запредельном волноводе.

Поглощающие аттенюаторы. По принципу действия аналогичны коаксиальным поглощающим нагрузкам. Простейшими фиксированными аттенюаторами для коаксиальных трактов могут служить отрезки коаксиальных кабелей, затухание которых, в зависимости от диапазона частот и диэлектрического заполнения, составляет 0,5–3 дБ/м.

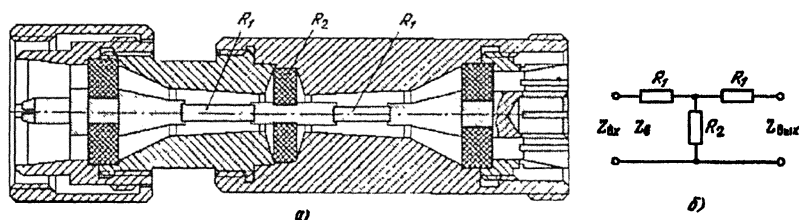


Рис. 2.12. Фиксированный аттенюатор для коаксиального волновода: а) — конструкция; б) — эквивалентная схема

Разновидностью фиксированных аттенюаторов для коаксиальных линий является аттенюатор на основе стандартных по-

верхностных резисторов типа УНУ и УНУШ, включенных по схеме симметричного Т-образного четырехполосника. Конструкция такого аттенюатора приведена на рис. 2.12, а; в параллельную ветвь на схеме замещения (рис. 2.12, б) включается шайбовый резистор R_2 , а в последовательные — цилиндрические R_1 . Расчет резисторов проводится исходя из равенства входного и выходного сопротивления аттенюатора волновому сопротивлению используемого отрезка линий $Z_{\text{вх}} = Z_{\text{вых}} = Z_{\text{в}}$, заданного значения затухания A_{12} , допустимого значения $K_{\text{ст}}$ и уровня рабочей мощности. Аттенюаторы такого типа применяются на частотах от 100 до 6000 МГц и имеют затухание от 10 до 30 дБ, неравномерность затухания не превышает 1,5 дБ в полосе частот.

2.5. Вентили

Ферритовые вентили. Ферритовым вентиляем принято называть волноводное устройство, величина вносимого затухания которого зависит от направления движения волны через него. Основными параметрами ферритового вентиля являются: затухание волн в прямом направлении, затухание волн в обратном направлении, полоса рабочих частот, допустимый уровень мощности, $K_{\text{ст}}$, тип и размеры волноводного тракта.

В волноводах прямоугольного сечения наибольшее распространение получили конструкции вентиляей, в которых используются резонансные свойства ферритов или эффект смещения поля.

Коаксиальные вентили. Особенностью конструкций вентиляей для коаксиальных трактов является необходимость искажения поля Т-волны так, чтобы в ней наряду с поперечной составляющей появилась продольная составляющая H_z магнитного поля и результирующий вектор \vec{H} был поляризован по кругу. Для этого коаксиальный волновод частично заполняют диэлектриком (рис. 2.13). Подбором размеров и формы диэлектрического вкладыша и его диэлектрической проницаемости удается

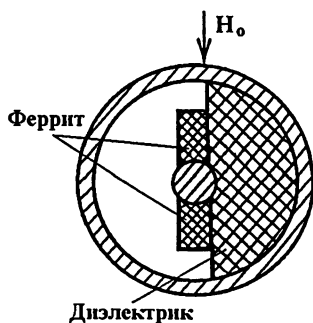


Рис. 2.13. Поперечное сечение коаксиального вентиля

получить область круговой поляризации магнитного поля, где и располагается ферритовая пластина. Направление постоянного поля H_0 должно быть перпендикулярно плоскости, в которой вращается вектор \vec{H} , а величина H_0 соответствует области ферромагнитного резонанса. Для коаксиальных ферритовых вентилях затухание волн прямого направления составляет 1–1,5 дБ, а для волн обратного направления — 15–20 дБ, полоса рабочих частот определяется шириной области ферромагнитного резонанса.

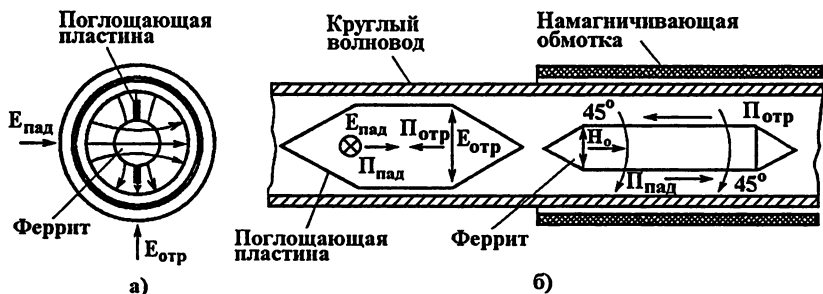


Рис. 2.14. Вентиль на эффекте Фарадея: а) — элементы конструкции; б) — распределение электрического поля на входе вентиля

Вентиль, основанный на эффекте Фарадея (рис. 2.14), представляет собой круглый волновод, вдоль оси которого расположен тонкий ферритовый стержень, намагниченный в про-

дольном направлении постоянным магнитным полем H_0 . Напряженность магнитного поля H_0 значительно ниже резонансной величины $H_{рез}$. На входе вентиля расположена поглощающая пластина. Если в волноводе распространяется волна типа H_{11} с поляризацией, показанной на рис. 2.14, а, поглощающая пластина создает минимальные потери для волны, поступающей со стороны входа вентиля. За счет эффекта Фарадея плоскость поляризации волны на выходе вентиля поворачивается на 45° (при соответствующем подборе длины и диаметра ферритового стержня). Плоскость поляризации волны обратного направления поворачивается в ту же сторону еще на 45° . В результате электрическое поле отраженной волны оказывается параллельно плоскости поглощающей пластины. Отраженная волна практически полностью поглощается.

Достоинством ферритовых устройств, основанных на использовании эффекта Фарадея, является малая величина намагничивающего поля H_0 . Полоса рабочих частот таких устройств составляет 15–20% f_0 . Недостатки: сложность и громоздкость конструкции.

2.6. Коаксиальные фильтры

Основные виды фильтров и их параметры. Фильтром называют устройство, обладающее избирательными свойствами по отношению к сигналам разных частот. Основным назначением фильтров является подавление одних частотных составляющих некоторого сложного сигнала и обеспечение хорошей передачи других, или разделение сигналов по частоте в многоканальных системах.

По взаимному расположению полос пропускания (где затухание фильтров мало) и заграждения (где затухание велико) фильтры делятся на фильтры нижних частот (ФНЧ), т. е. фильтры, пропускающие частоты ниже заданной и подавляющие сигналы на других частотах, фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие

сигналы вне этой полосы, полосовые фильтры (ПФ), пропускающие сигналы в пределах заданной полосы и подавляющие сигналы вне этой полосы, режекторные фильтры (РФ), подавляющие сигналы на частотах в пределах заданной полосы. Частотные характеристики фильтров приведены на рис. 2.15.

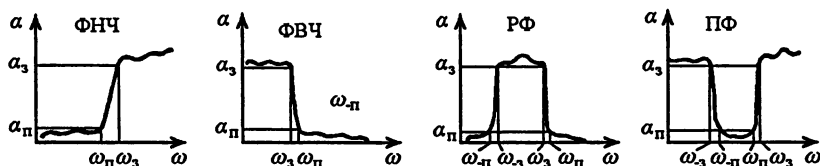


Рис. 2.15. Частотные характеристики фильтров

К числу основных параметров фильтров относятся: полоса пропускания, полоса заграждения, средняя частота, коэффициент затухания в полосе пропускания, коэффициент затухания в полосе заграждения, крутизна частотной характеристики, коэффициент отражения от входа и выхода, форма и размеры сечения линии передачи, в которую включается фильтр.

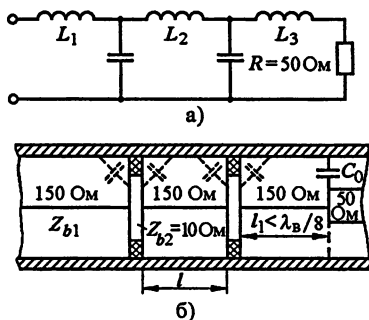


Рис. 2.16. Фильтр нижних частот на основе коаксиального волновода: а) — эквивалентная схема; б) — эскиз конструкции

Конструкции коаксиальных фильтров. В наиболее распространенных конструкциях фильтров на основе коаксиальных линий для реализации последовательных индуктивностей применяются короткие высокоомные отрезки линий передачи, нагруженные на сопротивления значительно меньше волнового.

Роль малого сопротивления выполняют утолщения центрального проводника коаксиала, одновременно являющиеся параллельной ёмкостью.

На рис. 2.16 приведен пример возможной реализации ФНЧ, использование которого возможно на частотах от 500 МГц до 10 ГГц. Отрезки коаксиального волновода с большим и малым сопротивлением подбираются так, чтобы их длина не превышала $1/8$ длины волны на граничной частоте. Внутренний коаксиальный волновод крепится и центрируется с помощью диэлектрических колец.

При реализации ФВЧ на основе коаксиальных волноводов роль параллельных индуктивностей выполняют короткозамкнутые отрезки высокоомных линий, ответвляемые под прямым углом от основной линии. Последовательные емкости получаются в результате разрыва центрального проводника коаксиала (рис. 2.17).

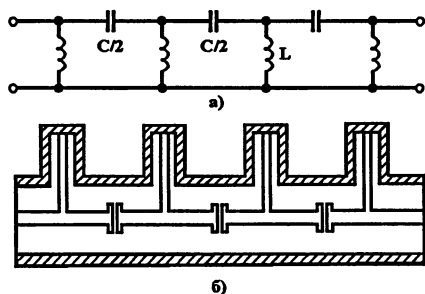


Рис. 2.17. Фильтр верхних частот на основе коаксиального волновода: а) — эквивалентная схема; б) — эскиз конструкции

3. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ КОАКСИАЛЬНЫХ ТРАКТОВ

Состав лабораторной установки

В состав лабораторной установки для исследования частотных характеристик КСВН ($K_{стУ}$) и ослабления элементов коаксиальных СВЧ трактов входят:

- измеритель КСВН панорамный Р2-78;

- перестраиваемый аттенюатор Д5-11;
- постоянный аттенюатор 5–20 дБ (коаксиальная вставка в канал 7/3,04 мм);
- вентиль Э8-14 (рабочий диапазон 2–4 ГГц);
- перестраиваемый узкополосный фильтр;
- рупорный излучатель (антенна).

В состав измерителя панорамного Р2-78 входят:

- блок измерительный со встроенной микропроцессорной системой и осциллографическим индикатором (размер экрана 230 мм по диагонали), предназначенный для усиления сигналов частотой 100 КГц, их детектирования, преобразования в цифровую форму, цифровой обработки и вывода на экран ЭЛТ в виде кривых и цифрознаковых символов;
- генератор качающейся частоты (ГКЧ) 2 с цифровой перестройкой частоты, предназначенный для создания сигнала перестраиваемой частоты в микропроцессорных измерительных системах для анализа параметров СВЧ цепей;
- измерительные СВЧ узлы (аттенюаторы, аттенюаторы-переходы, детекторные головки, согласованные нагрузки (СН), развязывающие мосты, тройники, переходы, короткозамыкатели и комплект соединительных кабелей).

Из узлов и блоков собираются необходимые схемы измерения.

Основные технические характеристики измерителя Р2-78:

- диапазон рабочих частот от 1,25 до 5 ГГц;
- измерительные каналы 7/3,04 и 16/6,95 мм;
- пределы измерения КСВН 1,04–5,00; диапазон индикации КСВН от 1 до ∞;
- диапазон измерения коэффициента передачи при среднем уровне зондирующей мощности от –50 до +30 дБ;
- питание от сети переменного тока 220 В, 50 Гц;
- время прогрева 15 мин – 1 час.

При работе с измерителем необходимо пользоваться Техническим описанием (ТО) и Инструкцией по эксплуатации (ИЭ, 1.400.253 ТО).

Принцип действия прибора-измерителя

Измерение КСВН основано на выделении мостовыми рефлектометрами и сравнении СВЧ сигналов, пропорциональных падающему на измеряемый объект и отраженному от него.

Измерение коэффициента передачи основано на выделении и сравнении СВЧ сигналов, пропорциональных падающему на измеряемый объект и прошедшему через него.

Выделенные сигналы детектируются (детекторными головками или детекторами мостовых рефлектометров), усиливаются вынесенными к детекторам усилителями и подаются в блок индикации для дальнейшей обработки. Сигнал на выходе детектора падающей волны поддерживается постоянным системой автоматической регулировки мощности (АРМ) ГКЧ2.

Блок индикации обеспечивает управление функционированием всего измерителя, выдачу цифровой информации об установленной полосе качания, частоте измерения, измеряемой величине, а также обеспечивает отображение частотных характеристик на экране ЭЛТ.

Сигнал на выходе детектора отраженной волны при квадратичном детектировании пропорционален квадрату коэффициента отражения по напряжению Γ измеряемого объекта.

КСВН рассчитывается по формуле

$$K_{сгУ} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma}. \quad (3.1)$$

Величина КСВН в ряде случаев выражается в децибеллах. При этом расчет ведется для значения коэффициента отражения по соотношению

$$\Gamma = 20 \lg \left(\frac{K_{сгУ} - 1}{K_{сгУ} + 1} \right) [\text{дБ}] \quad (3.2)$$

4. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

Задание 4.1. Техника безопасности при проведении лабораторной работы

Ознакомиться с правилами по технике безопасности при работе на установках с напряжением до 1000 В и инструкцией по ТБ при работе с измерителем Р2-78 (по ТО).

ВНИМАНИЕ!

1. ЗАПРЕЩАЕТСЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ ПРИБОРА БЕЗ ЕГО ЗАЗЕМЛЕНИЯ.
2. Открытые концы СВЧ трактов должны быть нагружены коаксиальными (согласованными) нагрузками, если противное не оговаривается методикой измерений.
3. ПОДКЛЮЧЕНИЕ КАБЕЛЕЙ К РАЗЪЕМАМ "А", "В", "С" БИ ПРОИЗВОДИТЬ ТОЛЬКО ПРИ ВЫКЛЮЧЕННОМ ТУМБЛЕРЕ "СЕТЬ" БИ.

Задание 4.2. Калибровка прибора

Соединить ГКЧ, индикатор и СВЧ узлы согласно структурной схеме рис. 4.1 для калибровки и измерения КСВН.

ВНИМАНИЕ!

При сочленении СВЧ узлов между собой и с разъемами прибора категорически запрещается проворачивать за корпус СВЧ узла. Сочленение и расчленение производить только за счет вращения накладных гаек.

Провести подготовку прибора к работе (п.9.1 Инструкции по эксплуатации. Примечание: регулировки на задней панели блоков не требуют установки по описанию).

а) Включение и тестирование:

- 1) включить блоки прибора и дать прогреться не менее 15 минут;
- 2) убедиться в нормальном функционировании прибора для чего необходимо:

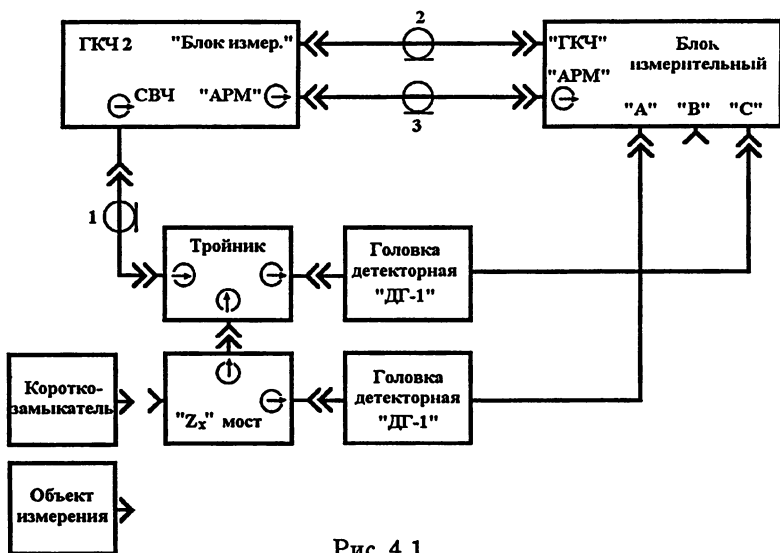


Рис. 4.1

- нажать кнопку "ОБЩХ" и включить кнопку "С" (КАНАЛЫ) в верхнем ряду кнопок БИ, на экране появится вертикальная линия-метка, перемещаемая ручкой "МЕТКА", и надпись "ДИАПАЗОН?";
- нажать кнопку "8" и, не отпуская её, нажать кнопку "ОБЩХ" — на экране должно быть изображение, соответствующее рис. 4.2 (если изображение на экране отличается, измеритель неисправен и требует ремонта).

б) Установка рабочего диапазона частот.

1. Установить начальную (нижнюю) частоту качания 2,0 ГГц для чего:
 - включить кнопку "F1", в левом нижнем углу экрана появится знак "?", надпись "ДИАПАЗОН?" погаснет;
 - набрать на цифровом поле начальную частоту "2000" (последовательно "2" и три "0"), в нижней части экрана появится надпись "2000?"; если были нажаты не те кнопки, нажать кнопку "x" и повторить набор;
 - нажать кнопку "*", появится надпись "F2=?" в верхнем ряду.

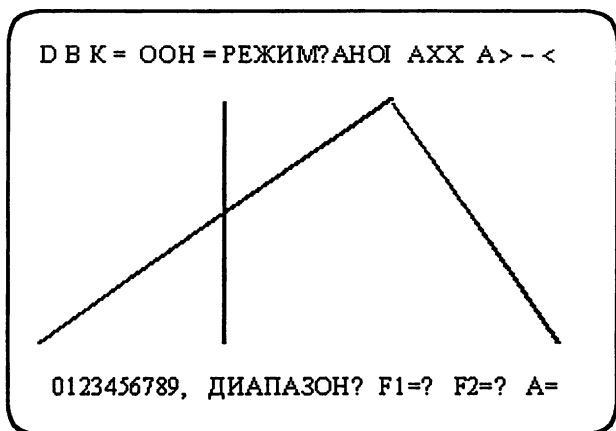


Рис. 4.2. Картина на экране при проверке функционирования измерителя

2. Установить конечную (верхнюю) частоту качания 4,0 ГГц для чего:
 - включить кнопку “F2”, в правом нижнем углу экрана появится знак “?”;
 - набрать на цифровом поле конечную частоту “4000” (последовательно “4” и три “0”), в нижней части экрана появится надпись “4000?”; если были нажаты не те кнопки, нажать кнопку “x” и повторить набор;
 - нажать кнопку “*“;
 - у цифр в нижнем ряду появится надпись “МГц”, через некоторое время появится линия сигнала и надписи “... МГц... mV” в верхнем ряду, “КАЛИБР” в нижнем ряду;
 - если частоты выбраны за пределами возможностей ГКЧ2 или $F2 < F1$, появится надпись “3 ОШИБКА”; надо нажать кнопку “ОБЩx” и повторить ввод;
 - при сбое ГКЧ2 появляется надпись “1 ОШИБКА”, надо нажать кнопку “x” и продолжить работу;
 - при появлении надписи “2 ОШИБКА”; надо нажать кнопку “ОБЩx” и повторить ввод частот, изменив их на 2–5 МГц.

Задание 4.3. Проведение измерений параметров элементов коаксиального тракта

4.3.1. Измерение КСВН

Соединить ГКЧ, индикатор и СВЧ узлы согласно структурной схеме рис. 4.1 для канала 7/3,04 мм.

Провести измерения КСВН в выбранной полосе частот для следующих элементов коаксиальных трактов:

- откалиброванной согласованной нагрузки с $K_{стU} = 1,05$;
- переменного аттенюатора Д5-11 для трех положений регулятора — среднего и двух крайних, при установленной СН на свободном конце тракта;
- постоянного аттенюатора 5–20 дБ при установленной СН на свободном конце тракта;
- вентиля Э8-14 при прямом и обратном подключении с установленной СН на свободном конце тракта;
- перестраиваемого узкополосного фильтра;
- рупорной антенны при направлении её раскрыва в свободное пространство (окно) или на радиопоглощающий материал (РПМ).

Установка уровня зондирующей мощности.

Измерение КСВН проводится в канале “А” БИ (п.9.2.2 ИЭ). Измерения проводятся при среднем и малом уровнях зондирующей мощности.

Уровень зондирующей мощности устанавливается по уровню сигнала в “С” канале (показание “mV” в верхнем ряду экрана) ручкой “УРОВЕНЬ” ГКЧ2.

Рекомендуемый уровень мощности –19 дБ, или уровень сигнала в канале “С” 22 ± 3 мВ (не должен превышать 27 мВ).

Измерение КСВН

а) Калибровка измерителя:

- нажать кнопку “*”, кнопка “С” выключится;

- выключить кнопки “А” и “В” (“КАНАЛЫ”), если они были включены;
- нажать кнопку “▼”, появится надпись на экране “КАНАЛ?”;
- включить кнопку “А”, появится надпись “РЕЖИМ?”;
- включить кнопку “>|”, появится надпись “А ХХ” (если появится другая надпись, проверить не включена ли кнопка “В” (“КАНАЛЫ”), выключить её и нажать кнопку “×”);
- при малом уровне зондирующей мощности (< 10 мВ) включить кнопку “_”;
- нажать кнопку “*”, появится линия сигнала для холостого хода;
- нажать кнопку “*”, появится надпись “АКЗ”;
- подсоединить ко входу “ Z_x ” моста короткозамыкатель “КЗ” соответствующего канала;
- нажать кнопку “*”, надпись “КАЛИБР” погаснет;
- отсоединить короткозамыкатель;
- нажать кнопку “КСВН” (“ВИД ИЗМЕРЕНИЯ”), появится надпись “ $K = \dots$ ” в верхней части экрана.

б) Панорамное измерение КСВН:

- подсоединить измеряемый объект ко входу “ Z_x ” моста, на экране появится характеристика КСВН объекта в установленном диапазоне частот;
- установить ручкой “МЕТКА” вертикальную линию (метку) в нужную точку характеристики и произвести отсчет КСВН и частоты в этой точке;
- установить меткой любую другую частоту и отсчитать значение КСВН.

Если необходимо знать значение КСВН в децибеллах, включить кнопку “ A_x ” (“ВИД ИЗМЕРЕНИЯ”).

Зафиксировать в протоколе измерений:

- полученное значение КСВН откалиброванной согласованной нагрузки с $K_{стU} = 1,06$; сравнить его с паспортным значением;

- полученное значение КСВН переменного аттенюатора Д5-11 при трех положениях регулятора; сравнением с КСВН СН определить величины КСВН аттенюатора;
- полученное значение КСВН постоянного аттенюатора 5–20 дБ; сравнением с КСВН СН определить величину КСВН постоянного аттенюатора;
- полученные значения КСВН вентиля Э8-14; сравнением с КСВН СН определить величину КСВН вентиля в двух положениях (прямом и обратном);
- полученные значения КСВН перестраиваемого фильтра в выбранной полосе частот;
- полученное значение КСВН рупорной антенны.

Фиксируются в протоколе максимальные и минимальные значения КСВН и соответствующие им частоты в выбранной полосе, график зависимости КСВН от частоты в выбранной полосе (копировать с экрана ЭЛТ).

4.3.2. Измерение ослабления

Соединить ГКЧ, индикатор и СВЧ узлы согласно структурной схеме рис. 4.3 для канала 7/3,04 мм.

Провести измерения ослабления в выбранной полосе частот для следующих элементов коаксиальных трактов:

- переменного аттенюатора Д5-11 для трех положений регулятора — среднего и двух крайних;
- постоянного аттенюатора 5–20 дБ;
- вентиля Э8-14 при прямом и обратном подключении;
- перестраиваемого узкополосного фильтра.

Установка уровня зондирующей мощности.

Измерение ослабления проводится как в канале “А” БИ (только при малом уровне зондирующей мощности), так и в канале “В” БИ при среднем и малом уровне зондирующей мощности (п.9.2.3 ИЭ).

Уровень зондирующей мощности устанавливается по уровню сигнала в “С” канале (показание “...mV” в верхнем ряду экрана) ручкой “УРОВЕНЬ” ГКЧ2.

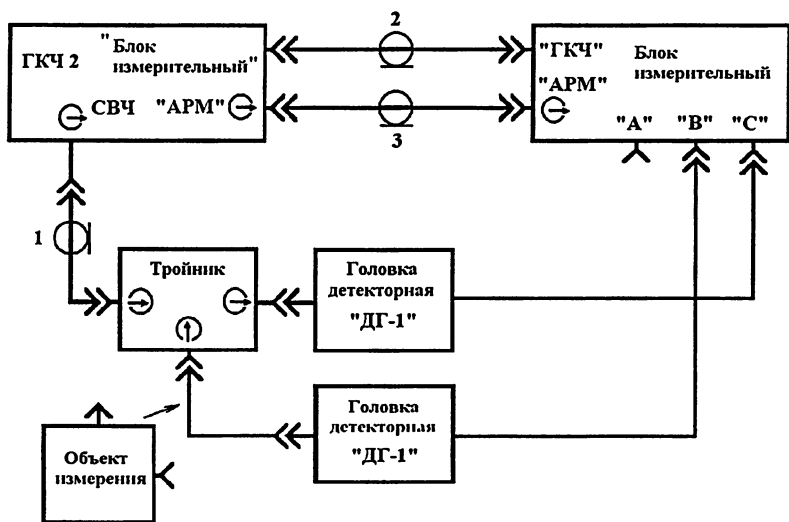


Рис. 4.3

Рекомендуемый средний уровень мощности устанавливается при уровне сигнала в канале "С" (60 ± 5) мВ, малый — при ($2 \pm 0,5$) мВ.

а) Калибровка измерителя:

- нажать кнопку "*", линия сигнала погаснет;
- нажать кнопку "▼", появится надпись на экране "КАНАЛ?";
- включить кнопку "А" (или "В"), появится надпись "РЕЖИМ?";
- включить кнопку "⊕", появится надпись "А > – <" (или "В > – <") (если появится другая надпись, выключить ненужный канал "А" (или "В") и нажать кнопку "×");
- при малом уровне зондирующей мощности включить кнопку "∟";
- нажать кнопку "*", появится линия сигнала;
- если линия на экране плавная (при правильном соединении узлов), нажать кнопку "*", надпись "КАЛИБР" погаснет;

- включить кнопку “А_х” (“ВИД ИЗМЕРЕНИЯ”), появится надпись “А = ... дБ” (“В = ... дБ”).

При появлении надписей “5 ОШИБКА” или “6 ОШИБКА” см. ИЭ (табл. 12).

б) Панорамное измерение ослабления:

- подсоединить измеряемый объект как показано на рис. 4.3 в зависимости от измеряемого канала, на экране появится характеристика ослабления объекта в установленном диапазоне частот;
- установить ручкой “МЕТКА” вертикальную линию (метку) в нужную точку характеристики и произвести отсчет ослабления и частоты в этой точке;
- установить меткой любую другую частоту и отсчитать значение ослабления.

Если необходимо знать значение ослабления в единицах КСВН, включить кнопку “КСВН” (“ВИД ИЗМЕРЕНИЯ”) (только для канала “А”).

Зафиксировать в протоколе измерений:

- полученное значение ослабления переменного аттенюатора Д5-11 при трех положениях регулятора. Сравнением с показаниями шкалы регулятора определить величины погрешности шкалы аттенюатора;
- полученное значение ослабления постоянного аттенюатора 5–20 дБ. Определить точное значение ослабления постоянного аттенюатора на трех частотах диапазона;
- полученные значения ослабления вентиля Э8-14. Определить величину ослабления сигнала вентилем в прямом и обратном направлениях;
- полученные значения ослабления перестраиваемого фильтра в выбранной полосе частот.

Фиксируются в протоколе максимальные и минимальные значения ослабления и соответствующие им частоты в выбранной полосе, график зависимости ослабления от частоты в выбранной полосе (копировать с экрана ЭЛТ).

Требования к отчету исполнителя о проделанной работе

Отчет должен содержать:

1. Формулировку цели и задач, поставленных при выполнении лабораторной работы.

2. Краткое описание методики и блок-схемы установки, использованной для проведения измерений.

3. Таблицы параметров исследованных элементов коаксиальных трактов и рупорной антенны, выданных преподавателем для проведения измерений. Значения КСВН приводятся в децибеллах и относительных единицах, расчеты проводятся по формулам (3.1), (3.2).

4. Графики зависимостей КСВН и ослабления от частоты.

5. Выводы по работе, включающие описание устройства и принципа действия исследованных элементов СВЧ трактов.

5. ВОПРОСЫ

1. Покажите, что выражение $U = U_0 e^{-i\omega t + ik_x x + ik_y y}$, где $k_x^2 + k_y^2 = \omega^2 / c^2$, удовлетворяет двумерному волновому уравнению

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 U}{\partial y^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 u}{\partial t^2}.$$

2. Что называется импедансом линии передачи? Напишите выражение для импеданса реальной линии передачи длины, в которой имеются волны $U = U_1 e^{ihz} + U_2 e^{-ihz}$, $J = \frac{1}{Z_B} (U_1 e^{ihz} - U_2 e^{-ihz})$, распространяющиеся в противоположных направлениях, длина линии l , а на конце нее находится нагрузка Z_H .

3. Покажите, что линию передачи с волновым сопротивлением Z_B можно согласовать с нагрузкой Z_H при помощи четвертьволнового отрезка без потерь с импедансом $Z = \sqrt{Z_B Z_H}$.

4. Определите модуль коэффициента отражения от конца двухпроводной линии, если к концу линии подключена следующая нагрузка: а) ёмкость C , б) индуктивность L , в) сопротивление $R = R_{\text{в}}$, г) сопротивление $R = 0$, д) сопротивление $R = \infty$.
5. Генератор переменного напряжения $U = U_0 \cos \omega t$ передает энергию потребителю по длинному коаксиальному кабелю. Ток в цепи меняется по закону $J = J_0 \cos(\omega t - \varphi)$. Определите средний по времени поток энергии через поперечное сечение кабеля.
6. Волновое сопротивление коаксиального кабеля без потерь равно $Z_{\text{в}} = 75$ Ом, пространство между внешним и внутренним проводником заполнено диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon = 2,1$. Найти индуктивность и ёмкость единицы длины кабеля.
7. Рассчитайте погонную ёмкость и погонную индуктивность полосковой линии передачи, образованной двумя параллельными металлическими пластинами ширины a и расстоянием между пластинами $d \ll a$.
8. За какое время радиоимпульс TEM -волны на частоте ω пройдет отрезок коаксиальной линии передачи длины L , если она заполнена диэлектриком с проницаемостью ϵ ?
9. Что такое согласованная нагрузка в коаксиальном СВЧ тракте? Назначение и основные параметры СВЧ нагрузок.
10. Принцип действия ступенчатых СВЧ трансформаторов сопротивлений.
11. Перечислите типы переходов с одного типа СВЧ тракта на другой.
12. Что такое СВЧ разветвители? Перечислите основные типы коаксиальных разветвителей.

13. Назначение СВЧ аттенюаторов. Сформулируйте основные принципы действия коаксиальных аттенюаторов.
14. Что такое СВЧ вентиль? Объясните принцип действия ферритовых вентиляей.
15. Перечислите основные типы СВЧ фильтров. Объясните назначение фильтров.
16. Объясните принцип работы приборов для измерения КСВН и ослабления СВЧ устройств.

ОСНОВНАЯ РЕКОМЕНДОВАННАЯ ЛИТЕРАТУРА

1. Вайнштейн Л. А. Электромагнитные волны. — М.: Радио и связь, 1988.
2. Никольский В. В. Электродинамика и распространение радиоволн. — М.: Наука, 1978.
3. Пейн Г. Физика колебаний и волн. — М.: Мир, 1979.
4. Мейнке Х., Гундлах Ф. В. Радиотехнический справочник. Т. 1. — М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.
5. Конструкции СВЧ устройств и экранов / Под ред., А. М. Чернушенко. — М.: Радио и связь, 1983.
6. Техническое описание и инструкция по эксплуатации измерителя панорамного Р2-78.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Введение	3
1. Основные сведения о линиях передачи	5
1.1. Телеграфное уравнение	5
1.2. Расчет параметров двухпроводной линии передачи	8
1.3. Волны в неоднородных линиях передачи	11
1.4. Потери энергии в линии передачи	14
1.5. Излучение электромагнитных волн	16
1.5.1. Излучение электромагнитных волн вибраторной антенной	16
1.5.2. Излучение электромагнитных волн рупорной антенной	17
2. Объекты исследования и дополнительные СВЧ устройства	19
2.1. Коаксиальные нагрузки	19
2.2. Трансформаторы сопротивлений	20
2.3. Разветвители	24
2.4. Атенюаторы	28
2.5. Вентили	29
2.6. Коаксиальные фильтры	31
3. Измерение параметров коаксиальных трактов	33
4. Экспериментальная часть	36
Задание 4.1. Техника безопасности при проведении лабораторной работы	36
Задание 4.2. Калибровка прибора	36
Задание 4.3. Проведение измерений параметров элементов коаксиального тракта	39
4.3.1. Измерение КСВН	39
4.3.2. Измерение ослабления	41
5. Вопросы	44
Литература	46

Дугин Николай Александрович
Мясников Евгений Николаевич

**ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ АНТЕННО-ФИДЕРНЫХ СИСТЕМ И
КОАКСИАЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ**

Методическая разработка по дисциплине “Антенно-фидерные
системы и устройства СВЧ” для проведения практических и
лабораторных занятий студентов ВУЗов

Подписано в печать 17. 05. 2004 г. Формат 60 × 84/16.
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 3,0 усл. п. л.
Тираж 50. Заказ 5541

Отпечатано в НИРФИ
Нижний Новгород, ул. Большая Печерская, 25