

Министерство образования и науки Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего профессионального образования
**«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
(МИ (филиал) ВлГУ)**

УСТРОЙСТВА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Методические указания по выполнению лабораторных работ

для студентов образовательной программы
11.02.01 *Радиоаппаратостроение*

Текстовое электронное издание

Учебно-методический центр МИ (филиала) ВлГУ
Муром 2017

© Федосеева Е.В.,
составление, 2017

© Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВПО
«Владимирский гос. ун-т», 2017

УДК 537.8

ББК 22.313+32.841

Составитель:

Федосеева Е.В., д.т.н., профессор кафедры радиотехники МИ (филиала) ВлГУ.

Ответственный за выпуск:

заведующий кафедрой радиотехники,

доктор технических наук, профессор Ромашов Владимир Викторович

Устройства сверхвысоких частот: Методические указания по выполнению лабораторных работ для студентов образовательной программы 11.02.01 Радиоаппаратостроение /сост. Федосеева Е.В. [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые дан. (1,2 Мб). - Муром.: МИ (филиал) ВлГУ, 2017. - 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; 512 Мб ОЗУ; Windows XP/7/8; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit); привод CD-ROM. - Загл. с экрана.

Методические указания содержат сведения, необходимые для выполнения лабораторных работ по дисциплине «Устройства сверхвысоких частот» для студентов образовательной программы 11.02.01 Радиоаппаратостроение. Тематика работ направлена на приобретение студентами знаний и навыков, необходимых для освоения общепрофессиональных и специальных дисциплин.

Текстовое электронное издание

Минимальные системные требования:

Компьютер: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; ОЗУ 512 Мб;
10 Мб на жестком диске; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit);
привод CD-ROM

Операционная система: Windows XP/7/8

Программное обеспечение: Adobe Acrobat Reader версии 6 и старше.

© Федосеева Е.В., составление, 2017

© Муромский институт (филиал) ФГБОУ ВПО «Владимирский гос. ун-т», 2017

Оглавление

Лабораторная работа №1 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНЫ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА	4
1.1 Цель работы	4
1.2 Основные теоретические сведения	4
1.3 Порядок выполнения работы	7
1.4 Содержание отчета	9
1.5 Контрольные вопросы	9
Лабораторная работа №2 ОЦЕНКА РЕЖИМА РАБОТЫ СВЧ ТРАКТА	10
2.1 Цель работы	10
2.2 Основные теоретические сведения	10
2.3 Порядок выполнения работы	11
2.4 Содержание отчета	12
2.5 Контрольные вопросы	12
Лабораторная работа №3 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНЫХ УСТРОЙСТВ	13
3.1 Цель работы	13
3.2 Основные теоретические сведения	13
3.3 Порядок выполнения работы	14
3.4 Содержание отчета	14
3.5 Контрольные вопросы	15
Лабораторная работа №4 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ	16
4.1 Цель работы	16
4.2 Основные теоретические сведения	16
4.3 Порядок выполнения работы	21
4.4 Содержание отчета	23
4.5 Контрольные вопросы	23
Лабораторная работа №5 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ МОСТОВ	24
5.1 Цель работы	24
5.2 Основные теоретические сведения	24
5.3 Порядок выполнения работы	28
5.4 Содержание отчета	28
5.5 Контрольные вопросы	28
Лабораторная работа №6 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕВЗАИМНЫХ ФЕРРИТОВЫХ УСТРОЙСТВ	29
6.1 Цель работы	29
6.2 Основные теоретические сведения	29
6.3 Порядок выполнения работы	32
6.4 Содержание отчета	33
6.5 Контрольные вопросы	33
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ	34

Лабораторная работа №1

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНЫ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

1.1 Цель работы

- 1) Ознакомиться с методикой измерения поля основной волны в волноводе и измерением ее параметров с помощью измерительной линии.
- 2) Исследовать структуру основной волны в прямоугольном волноводе.

1.2 Основные теоретические сведения

Длина волны в волноводе связана с длиной волны в свободном пространстве соотношением [1]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}} \quad (1.1)$$

где $\lambda_{кр}$ — критическая длина волны в волноводе, λ_0 — длина волны в свободном пространстве.

Длина волны λ_g в волноводе определяется непосредственно с помощью измерительной линии по расстоянию между экстремальными точками. При наличии неоднородностей в линии часть энергии отражается. Степень отражения характеризуется коэффициентом отражения

$$P = \frac{E_{omp.}}{E_{nad.}}, \quad (1.2)$$

где $E_{nad.}$ и $E_{omp.}$ — амплитуды напряженности электрического поля падающей и отраженной волн в волноводе.

Практически удобнее характеризовать степень отражения коэффициентом бегущей волны

$$КБВ = \frac{E_{min}}{E_{max}}, \quad (1.3)$$

где $E_{min} = E_{nad.} - E_{omp.}$, $E_{max} = E_{nad.} + E_{omp.}$.

При проектировании СВЧ трактов радиосистем приходится решать ряд вопросов, связанных с конструктивным расположением тракта в радиосистеме, а также с обеспечением ряда специальных требований, для этого используются такие элементы СВЧ тракта, как изгибы, скрутки, повороты, вращающиеся сочленения, фазовращатели, направленные ответвители, аттенюаторы и ряд других элементов СВЧ тракта. При этом в первую очередь решается вопрос выбора линии передачи для электромагнитной волны.

На сантиметровых волнах используются в основном прямоугольный волновод (рис.1.1)

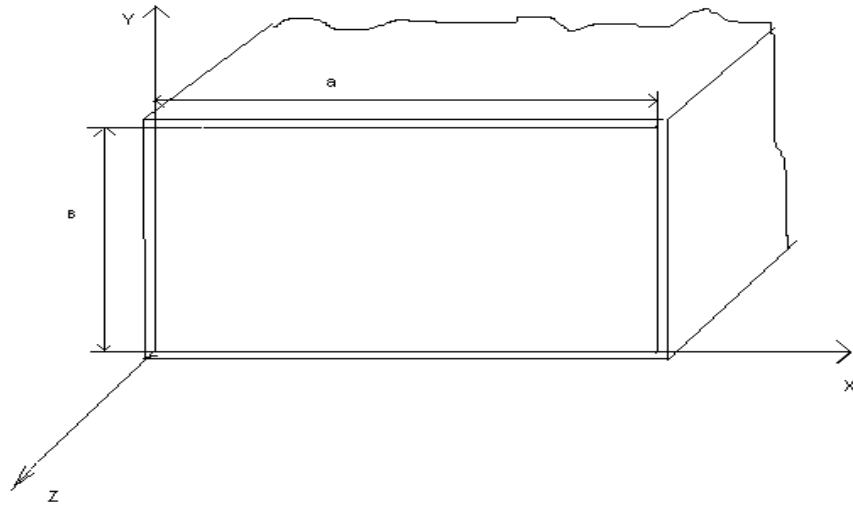


Рис.1.1 Прямоугольный волновод

Ограничивая дальнейшее рассмотрение Н-волнами прямоугольного волновода, запишем выражение для критической длины волны $\lambda_{кр}$ [2]

$$\lambda_{кр} = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 - (n/b)^2}}, \quad (1.4)$$

где m и n — количество полуволн, укладываемых по широкой и узкой стенкам волновода соответственно.

Из выражения (1.4) следует, что с ростом m и n значение $\lambda_{кр}$ уменьшается а, следовательно, при фиксированном значении длины волны λ , возможно нарушение условия (1.1). Волна соответствующего типа уже не сможет распространяться в волноводе, и тогда она называется запердельной.

Запердельными будут также и волны более высоких типов. Из (1.4) следует, что наибольшее значение имеет $\lambda_{кр}$ при $m=0$ или $n=0$ (одновременно оба индекса равными нулю не могут быть), т.е. для волн типов Н₁₀ и Н₀₁, для которых критические длины волн равны

$$\lambda_{кр}^{10} = 2a; \quad \lambda_{кр}^{01} = 2b. \quad (1.5)$$

Если при этом $a > b$, как обычно бывает в стандартных волноводах, то эти размеры можно выбрать так, чтобы выполнялось соотношение

$$\lambda_{кр}^{01} < \lambda < \lambda_{кр}^{10} \text{ или } f_{кр}^{10} < f < f_{кр}^{01}. \quad (1.6)$$

При выполнении условия (1.6) будет распространяться только одна волна типа Н₁₀, так как все высшие типы волн, начиная с Н₀₁, будут запердельными. Именно такой режим работы волновода без высших типов является наиболее предпочтительным в большинстве практически интересных случаев. Волна типа Н₁₀ получила название основной волны прямоугольного волновода.

Аналогично все волны типа Е_{mn} (поперечно-магнитные) при дополнении условия (1.6) являются запердельными, т.е. также не могут распространяться одновременно с волной Н₁₀.

Выражения для компонент поля волны типа Н_{mn} прямоугольного волновода имеют вид [4]

$$\begin{aligned}
H_{mz}^* &= H_0 \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{a} \cdot X\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} \cdot Y\right) \\
H_{mx}^* &= j \cdot \Gamma \frac{\aleph_y}{\aleph^2} \cdot H_0 \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{a} \cdot X\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} \cdot Y\right) \\
H_{my}^* &= j \cdot \Gamma \frac{\aleph_y}{\aleph^2} \cdot H_0 \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{a} \cdot X\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{b} \cdot Y\right) \\
E_{mx}^* &= j \cdot \Gamma \cdot W^H \frac{\aleph_y}{\aleph^2} \cdot H_0 \cdot \cos\left(\frac{m\pi}{a} \cdot X\right) \cdot \sin\left(\frac{n\pi}{b} \cdot Y\right) \\
E_{my}^* &= -j \cdot \Gamma \cdot W^H \frac{\aleph_x}{\aleph^2} \cdot H_0 \cdot \sin\left(\frac{m\pi}{a} \cdot X\right) \cdot \cos\left(\frac{n\pi}{b} \cdot Y\right),
\end{aligned} \tag{1.7}$$

где Γ — постоянная распространения волны; $\aleph_y = n\pi/b$ — поперечное волновое число вдоль оси y ; $\aleph_x = m\pi/a$ — поперечное волновое число вдоль оси x ; \aleph — определяется отношением $\aleph^2 = \aleph_x^2 + \aleph_y^2$; W^H — волновое сопротивление волновода для данной длины волны; H_0 — амплитудный множитель.

Для основной волны H_{10} , когда $m=1$, $n=0$ вместо (1.7) имеем

$$\left. \begin{aligned}
H_{mz}^* &= H_0 \cdot \cos \frac{\pi x}{a}, \\
H_{mx}^* &= j \cdot H_0 \cdot \Gamma \cdot \sin \frac{\pi x}{a}, \\
E_{mx}^* &= -j \cdot H_0 \cdot \Gamma \cdot W^H \cdot \sin \frac{\pi x}{a},
\end{aligned} \right\} \tag{1.8}$$

Параметры волны H_{10} , такие как волновое сопротивление W^H , постоянная распространения (продольное волновое число Γ), длина волны в волноводе λ_g , фазовая и групповая скорости распространения определяются по следующим выражениям [5]

$$\begin{aligned}
\lambda_g &= \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}; \quad \Gamma = \frac{2\pi}{\lambda_g} = K \cdot \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}; \\
V_\phi &= \frac{\omega}{\Gamma} = \frac{V}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}; \quad V_{gp} = V \cdot \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}; \\
W^H &= \frac{W^0}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}},
\end{aligned} \tag{1.9}$$

где $W^0 = \sqrt{\varepsilon_0/\mu_0} = 120\pi$ Ом — волновое сопротивление свободного пространства; $K = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{W}{V}$ — волновое число свободного пространства; $V = 1/\sqrt{\varepsilon_a \cdot \mu_a}$ — фазовая скорость в свободном пространстве, в случае вакуума (и воздуха) равная $3 \cdot 10^8$ м/с; λ — длина возбуждающего сигнала в свободном пространстве, параметры которого такие же, как в волноводе со средой заполнения с параметрами ε и μ .

Анализ выражений (1.8) показывает, что вектор электрического поля волны H_{10} имеет единственную составляющую — E_y , ориентированную параллельно узкой стенке волновода и изменяющуюся вдоль широкой стенки по закону

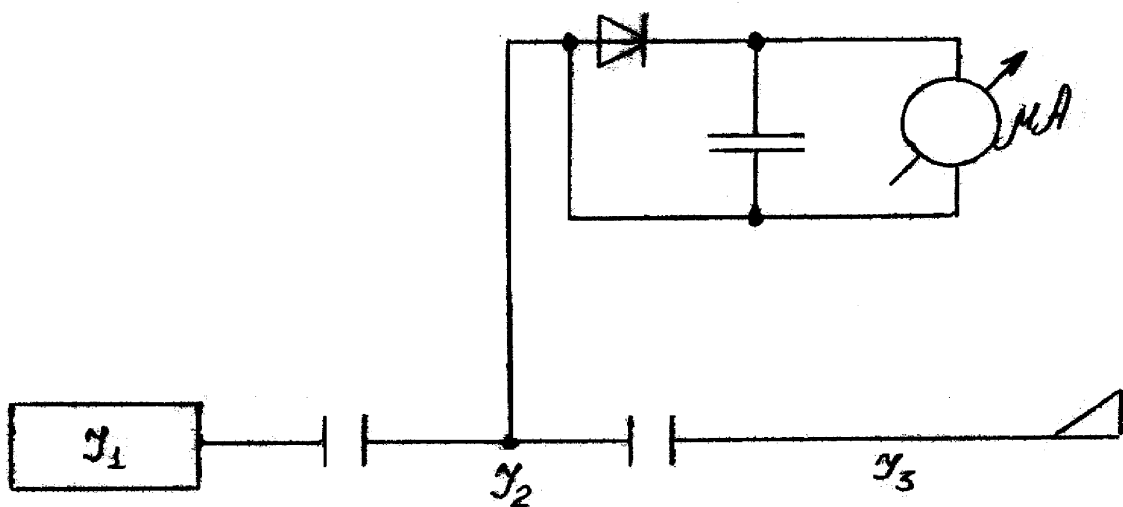
синуса. Силовые линии магнитного поля представляют собой замкнутые кривые, охватывающие пучности токов смещения. Они расположены в плоскостях X и следовательно, вектор магнитного поля волны H_{10} имеет от нуля компоненты H_x и H_z .

ии минимума к нагрузке и знак “+” – при отклонении минимума к генератору.

1.3 Порядок выполнения работы

Исследовать структуру поля волны H_{10} в прямоугольном волновоме.

А) Определить ориентацию вектора напряженности электрического поля волны H_{10} . Для этого собрать установку в соответствии с электрической схемой (рис. 1.2)



J_1 – генератор ГС – 624

J_2 – измерительная линия с индикаторным прибором

J_3 – эквивалент согласованной нагрузки

Рис. 1.2 Схема лабораторной установки

Указание: согласованная нагрузка и измерительная линия имеют равное сечение волновода, поэтому их соединять волноводным переходом.

Генератор настроить на частоту, указанную преподавателем. Определить степень образования стоячей волны в волновоме измерительной линии (КСВ). Поставить между эквивалентом согласованной нагрузки и измерительной линией сначала пластинчатый фильтр в соответствии с рис. 1.3, а затем пластинчатый фильтр в соответствии с рис. 1.4 и в каждом случае измерять степень образования стоячей волны (КСВ).

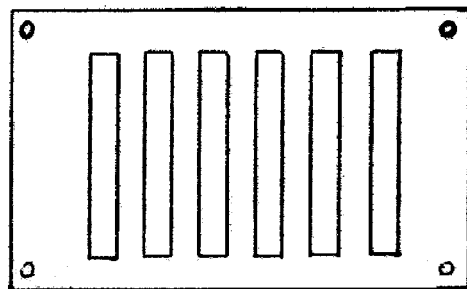
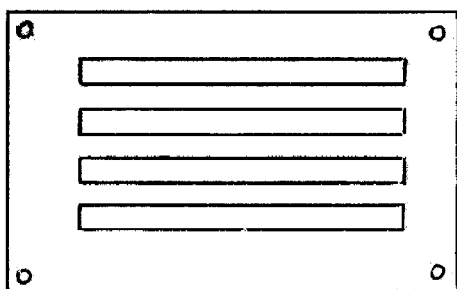
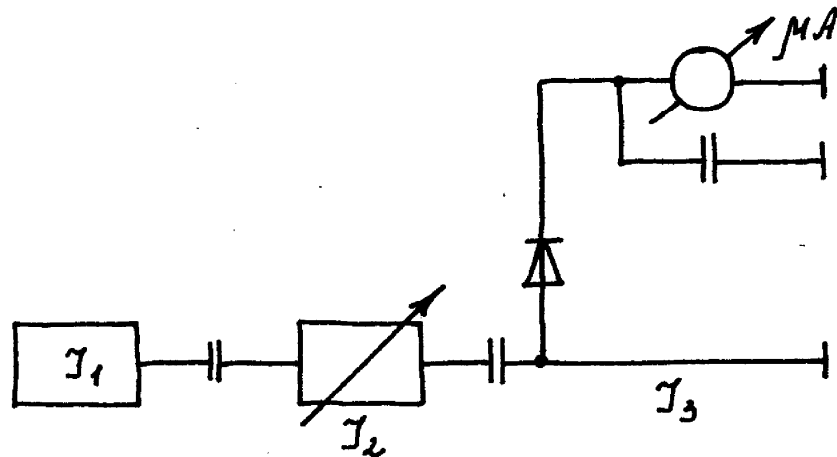


Рис. 1.3

По результатам измерений определить, какой фильтр сильнее отражает волну H_{10} и сделать заключение об ориентации вектора напряженности электрического поля в волне H_{10} .

б) Определить изменение амплитуды вектора напряженности электрического поля волны H_{10} в поперечном сечении волновода. Для этого собрать установку в соответствии со схемой электрической рис. 1.5.

Рис. 1.4



J_1 – генератор ГС – 624

J_2 – плавный аттенюатор

J_3 – детекторная секция с индикаторным прибором

Рис. 1.5 Схема лабораторной установки

Указание: при переходе от схемы эксперимента рис. 1.2 к схеме рис. 1.5 измерительную линию с волноводным переходом не отсоединять, считая за выход генератора выход волнового перехода.

Частота настройки генератора остается прежней. Для определения изменения амплитуды вектора напряженности электрического поля волны H_{10} в поперечном сечении волновода использовать пластинчатый переменный аттенюатор, имеющий тонкую поглощающую пластинку, перемещаемую в поперечном сечении вдоль широкой стенки волновода параллельно вектору E волны H_{10} . Мощность, рассеиваемая в пластине, пропорциональна $E_m^2(x)$. Мощность, проходящая через аттенюатор, измеряется с помощью детекторной секцией с микроамперметром. Показания микроамперметра пропорциональны этой мощности, так как вольт–амперная характеристика диода секции при малых уровнях мощности квадратичная. Отсюда $P_2 = P_{ат} + P_{дс}$, где P_2 – мощность генератора отмечается микроамперметром детекторной секции при исключении из схемы аттенюатора

$$P_2 = A \cdot J'_д; P_{дс} = A \cdot J'_д; P_{ат} = B \cdot E_m^2(x);$$

$$E_{m(x)} = \sqrt{A/B} \cdot \sqrt{J'_д - J''_д}, \quad (1.13)$$

где A и B постоянные коэффициенты; $J''_д$ – показания микроамперметра при включении в схему аттенюатора; x – расстояние поглощающей пластины аттенюатора от боковой стенки волновода.

По результатам измерений построить график $\frac{E_{m(x)}}{\sqrt{A/B}}$ и сделать заключение об изменении амплитуды вектора электрического поля волны H_{10} в поперечном сечении прямоугольного волновода.

1.4 Содержание отчета

В отчете должны быть приведены результаты расчетов и графики в порядке выполнения работы. Все экспериментальные и расчетные результаты должны быть сведены в таблицы для удобства сравнения. Перед каждой таблицей результатов должна быть приведена электрическая схема установки для данных измерений и краткое обоснование особенностей измерения. После каждой таблицы результатов должны быть сделаны выводы, т.е. должен быть дан ответ на вопросы пунктов работы.

1.5 Контрольные вопросы

1. Обосновать появление стоячей волны в волноводе
2. Показать, что электромагнитное поле волны H_{10} не сможет иметь компоненты электрического поля E_x .
3. Почему фильтр с полосками, параллельными координатной оси Y препятствует распространению волны типа H_{10} ?
4. Какие типы волн могут существовать в волноводе?
5. Что называется критической длиной волны?
6. Почему критическая длина волны $H_{10} = 2a$?

Лабораторная работа №2 ОЦЕНКА РЕЖИМА РАБОТЫ СВЧ ТРАКТА

2.1 Цель работы

- 1) Ознакомиться с методикой измерения режима работы волноводного тракта с помощью измерительной линии.
- 2) Исследовать структуру смешанной волны в прямоугольном волноводе.

2.2 Основные теоретические сведения

Длина волны в волноводе связана с длиной волны в свободном пространстве соотношением [1]

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2}} \quad (2.1)$$

где $\lambda_{кр}$ — критическая длина волны в волноводе, λ_0 — длина волны в свободном пространстве.

Длина волны λ_g в волноводе определяется непосредственно с помощью измерительной линии по расстоянию между экстремальными точками. При наличии неоднородностей в линии часть энергии отражается. Степень отражения характеризуется коэффициентом отражения

$$P = \frac{E_{omp.}}{E_{nad.}}, \quad (2.2)$$

где $E_{nad.}$ и $E_{omp.}$ — амплитуды напряженности электрического поля падающей и отраженной волн в волноводе.

Практически удобнее характеризовать степень отражения коэффициентом бегущей волны

$$КБВ = \frac{E_{min}}{E_{max}}, \quad (2.3)$$

где $E_{min} = E_{nad.} - E_{omp.}$, $E_{max} = E_{nad.} + E_{omp.}$.

Если бегущая по волноводу волна встречает на своем пути какую-либо неоднородность (в частности, короткое замыкание, открытый конец волновода, несогласованная нагрузка, различные устройства для управления параметрами волны и т.п.), то она частично или полностью отражается от этой неоднородности. Отраженная волна, накладываясь на прямую волну, создает полный или частичный режим стоячей волны. Степень образования стоячей волны характеризуется КСВ - коэффициент стоячей волны, который определяется из соотношения

$$КСВ = \frac{E_{y \max}}{E_{y \min}}. \quad (2.4)$$

Режим стоячей волны можно использовать для измерения основных характеристик волны H_{10} . Например, расстояние между соседними минимумами Z_1 и Z_2 в стоячей волне равно половине длины бегущей волны

$$\lambda_B = 2(Z_2 - Z_1). \quad (2.5)$$

По отклонению положения минимума стоячей волны на ΔZ при замене в волноводной линии отрезка волновода длиной $L_{отр}$ и шириной a_1 на отрезок волновода той же длины, но с меньшей шириной a_2 можно определить во сколько раз изменится длина волны в этом отрезке

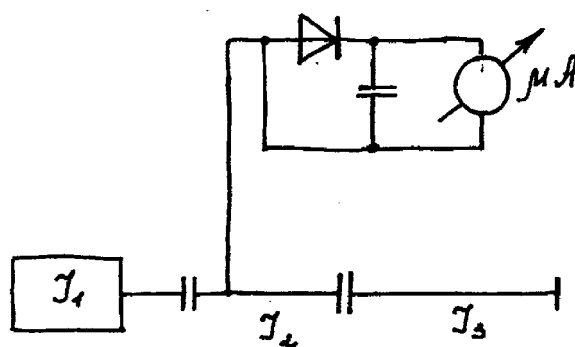
$$\frac{\lambda_2}{\lambda_1} = 1 + \frac{\Delta Z}{L_{отр}}, \quad (2.6)$$

где ΔZ — имеет знак “-” при отклонении минимума к нагрузке и знак “+” — при отклонении минимума к генератору.

2.3 Порядок выполнения работы

Определить экспериментально длину волны в волноводе и рассчитать теоретически следующие характеристики волны H_{10} : W^H — волновое сопротивление, постоянную распространения (продольное волновое число) Γ , фазовую и групповую скорости распространения, используя экспериментально определенную длину волны в волноводе.

Сравнить экспериментально определенную длину волны в волноводе с рассчитанной, исходя из ширины a волновода измерительной линии и частоты колебаний генератора. Все эксперименты и расчеты провести на трех частотах, заданные преподавателем. Для эксперимента собрать установку в соответствии со следующей электрической схемой рис. 1.6.



где J_1 — генератор ГС – 624

J_2 — измерительная линия с индикаторным прибором

J_3 — короткозамыкающая пластина

Рис. 2.1 Схема установки

Длину волны в волноводе определять, используя [режим стоячей волны](#) и формулу (1.11).

Для точного определения положения минимумов использовать метод вилки, в соответствии с которым

$$Z_{\min} = \frac{X_1 + X_2}{2},$$

где X_1 и X_2 значения, соответствующие одному и тому же выпрямляемому току диода (рис. 2.2).

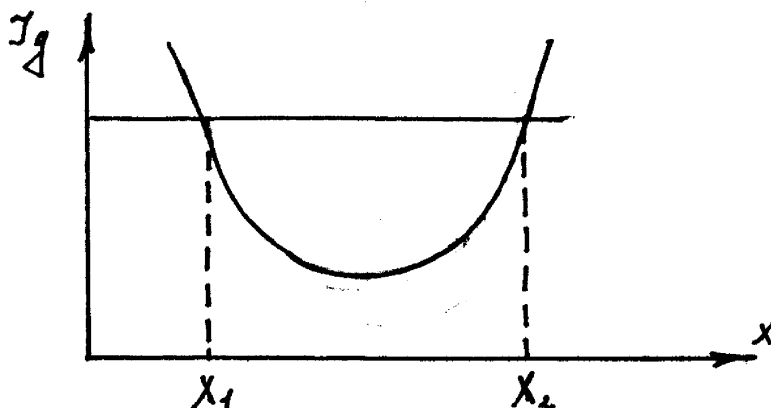


Рис. 2.2

По результатам измерений и расчетам сделать выводы.

2.4 Содержание отчета

В отчете должны быть приведены результаты расчетов и графики в порядке выполнения работы. Все экспериментальные и расчетные результаты должны быть сведены в таблицы для удобства сравнения. Перед каждой таблицей результатов должна быть приведена электрическая схема установки для данных измерений и краткое обоснование особенностей измерения. После каждой таблицы результатов должны быть сделаны выводы, т.е. должен быть дан ответ на вопросы пунктов работы.

2.5 Контрольные вопросы

1. Обосновать появление стоячей волны в волноводе
2. Какими параметрами характеризуется режим смешанных волн в волноводе?
3. Как с помощью измерительной линии в режиме смешанных волн измерить длину волны в волноводе?
4. Метод вилки при измерении длины волны в волноводе.

Лабораторная работа №3

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНЫХ УСТРОЙСТВ

3.1 Цель работы

- 1) Ознакомиться с методикой измерения параметров волноводных четырехполюсных устройств.
- 2) Провести измерение параметров простейших четырехполюсных устройств.

3.2 Основные теоретические сведения

Применение матрицы рассеяния очень удобно для описания большого класса пассивных и активных СВЧ элементов, и поэтому она широко используется. Во многих случаях матрица рассеяния позволяет полностью описать СВЧ устройства без строгой формулировки электромагнитной задачи и определения граничных условий. Элементы матрицы рассеяния многополюсника представляют собой набор величин, связывающих между собой падающие и отраженные волны у полюсов многополюсника. Такая матрица описывает поведение СВЧ устройства при любых заданных значениях его нагрузки. Элементы, расположенные по главной диагонали матрицы, представляют собой коэффициенты отражения, в то время как элементы другой диагонали являются коэффициентами передачи. Для каждой линейной и не изменяющейся во времени цепи может быть составлена матрица рассеяния. Общие свойства многополюсной цепи определяются из рассмотрения таких характеристик цепи, как обратимость, симметрия и сохранение мощности

На СВЧ практика измерений оперирует с величинами, характеризующими волновой процесс - коэффициентами отражения и передачи. Теорию многополюсников, построенную на основе этих понятий, легко сравнить с экспериментом. Поэтому, особенно продуктивным оказывается метод матрицы рассеяния S (от англ. scattering – рассеяние), введенный специально для анализа СВЧ цепей. Вместо сопротивлений и проводимостей в матрице рассеяния используются комплексные коэффициенты отражения и передачи волн по напряжению между соответствующими парами полюсов.

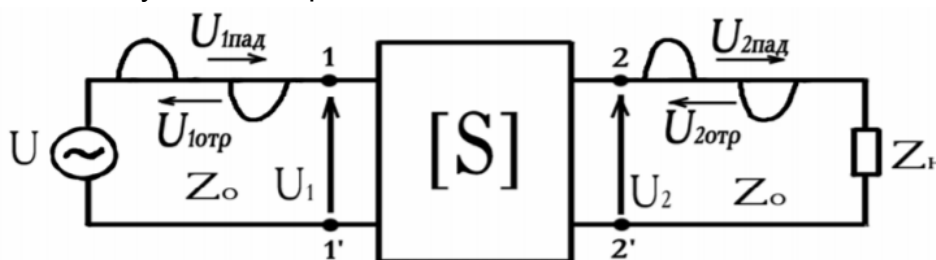


Рис.3.1

Для пассивного линейного четырёхполюсника, включенного в СВЧ тракт с волновым сопротивлением Z_0 (рис. 3.1), можно записать уравнения, опреде-

ляющие линейную связь между падающими и отраженные волны на входе и выходе четырёхполюсника в виде

$$\begin{aligned}\dot{U}_{1\text{отр}} &= \dot{S}_{11} \dot{U}_{1\text{пад}} + \dot{S}_{12} \dot{U}_{2\text{отр}} \\ \dot{U}_{2\text{пад}} &= \dot{S}_{21} \dot{U}_{1\text{пад}} + \dot{S}_{22} \dot{U}_{2\text{отр}}\end{aligned}$$

Элементы волновой матрицы рассеяния имеют ясный физический смысл и могут быть измерены сравнительно простым способом, в частности с помощью измерительной линии. При работе СВЧ - четырёхполюсника на согласованную нагрузку отраженная волна на выходе его отсутствует.

$$\dot{S}_{11} = \dot{U}_{1\text{отр}} / \dot{U}_{1\text{пад}}, \quad \dot{S}_{21} = \dot{U}_{2\text{пад}} / \dot{U}_{1\text{пад}}$$

3.3 Порядок выполнения работы

Для того чтобы провести измерения, необходимо проделать следующее:

- 1) перемещая каретку влево, отметить по шкале линейки положение ближайшего минимума, регистрируемого стрелочным прибором индикатора;
- 2) измерить длину волны в линии способом двойного отсчета (рис. 5);
- 3) выключить генерацию мощности;
- 4) заменить короткозамыкатель на изучаемый четырёхполюсник и согласованную нагрузку;
- 5) поставить каретку измерительной линии в крайнее правое положение;
- 6) включить генерацию мощности;
- 7) перемещая каретку влево, отметить по шкале положение ближайшего к концу линии минимума;
- 8) измерить КСВН входа в пяти точках частотного диапазона генератора;
- 9) выключить генерацию мощности;
- 10) отсоединить вход четырёхполюсника и подсоединить его выходом, а вход нагрузить согласованной нагрузкой;
- 11) поставить каретку измерительной линии в крайнее правое положение;
- 12) включить генерацию мощности;
- 13) перемещая каретку влево, отметить по шкале положение ближайшего к концу линии минимума;
- 14) измерить КСВН выхода в пяти точках частотного диапазона генератора;
- 15) по окончании работы выключить приборы тумблерами СЕТЬ.

3.4 Содержание отчета

В отчете должны быть приведены результаты расчетов и графики в порядке выполнения работы. Все экспериментальные и расчетные результаты должны быть сведены в таблицы для удобства сравнения. Перед каждой таблицей результатов должна быть приведена электрическая схема установки для данных измерений и краткое обоснование особенностей измерения. После каждой таблицы результатов должны быть сделаны выводы, т.е. должен быть дан ответ на вопросы пунктов работы.

3.5 Контрольные вопросы

1. Какими постоянными пользуются для характеристики качества согласования?
2. Для чего используются измерительные линии?
3. Принципиальная схема измерительной линии.
4. Принцип действия измерительной линии.
5. Дайте определение коэффициента стоячей волны напряжения (КСВН).
6. В чем заключается измерение КСВН?
7. Дайте определение коэффициента отражения.
8. Как связаны коэффициент отражения и КСВН?
9. Как измерить длину волны в линии?
10. Что такое S - параметры четырехполюсника?
11. Как измерить S - параметры?
12. Методика измерения S - параметров.
13. Опишите структурную схему лабораторной установки.
14. Принцип действия приборов, входящих в установку..

Лабораторная работа №4

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

4.1 Цель работы

1. Ознакомление с основными устройствами разветвления мощности в волноводных линиях передачи электромагнитного поля [1, 9, 10].
2. Изучение свойств волноводных направленных ответвителей.

4.2 Основные теоретические сведения

Направленным ответвителем называется устройство, служащее для направленного ответвления электромагнитного поля из основной линии передачи во вспомогательную линию (рис.4.1).

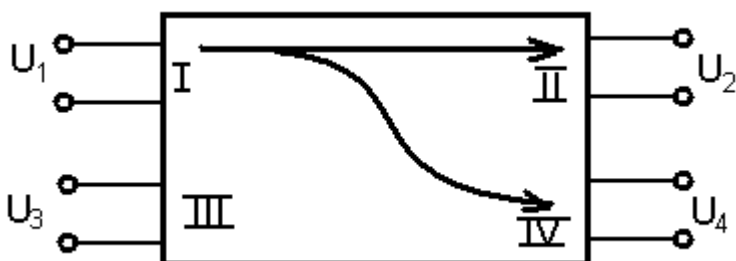


Рис. 4.1. Схема направленного ответвителя.

Основные электрические параметры направленных ответвителей:

– переходное ослабление, определяемое соотношением

$$C = 10 \lg(P_1 / P_2), \text{ дБ} \quad (4.1)$$

где P_1 – мощность волны, распространяющейся по основной линии I-II в прямом направлении; P_2 – мощность волны, ответвляющейся во вспомогательную линию и распространяющуюся в прямом направлении IV;

– направленность, определяемая из соотношения

$$D = 10 \lg(P_4 / P_3), \text{ дБ} \quad (4.2)$$

где P_3 – мощность волны, распространяющейся во вспомогательном волноводе в обратном направлении III.

По методам получения направленности ответвители делятся на следующие типы:

1. Интерференционные, у которых связь между основной и вспомогательной линией образуется с помощью нескольких элементов связи. Направленность обеспечивается взаимной компенсацией электромагнитных волн, возбуждаемых каждым элементом связи во вспомогательном волноводе в обратном направлении. К этому типу относятся, например, направленные ответвители с двумя или несколькими отверстиями связи по узкой стенке волновода.

2. Ответвители в которых направленность обеспечивается собственной направленностью элемента связи, например, ответвители Бете.

3. Ответвители, в которых направленность образуется за счет использования двух предыдущих явлений.

Направленные ответвители с несколькими отверстиями связи.

Эти ответвители относятся к интерференционному типу. Конструктивно представляют собой два отрезка волновода с общей узкой или широкой стенкой, в которой имеются два или более отверстий, расположенных на определенном расстоянии друг от друга. Двухдырочный направленный ответвитель изображен на рис. 4.2.

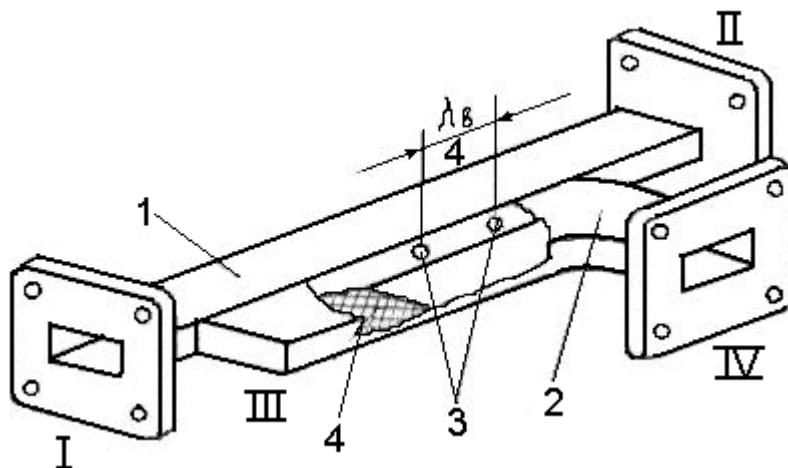


Рис. 4.2 Двухдырочный направленный ответвитель.

1 – основной волновод; 2 – вспомогательный волновод; 3 – отверстия связи; 4 – согласованная нагрузка.

Конфигурация отверстий связи может быть разнообразной – в виде щелей, эллипсов, окружностей и т.д.

Если отверстия связи располагать в общей узкой стенке волновода, то переходное ослабление каждого отверстия рассчитывается по формуле

$$C = 20 \lg \frac{12a^3b}{\pi d^3 \lambda_g} + 32 \frac{\delta}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{1.7d}{\lambda} \right)^2}, \text{ дБ} \quad (4.3)$$

где d – диаметр отверстия связи; a , b – размеры широкой и узкой стенок волновода соответственно; δ – толщина общей стенки волновода; λ – длина волны; λ_g – длина волны в волноводе, $\lambda_g = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}$.

Ответвители со связью по широкой стенке можно рассматривать как ответвители чисто интерференционного типа, если величина переходного ослабления ответвителя удовлетворяет неравенству $C \geq 17 \text{ дБ}$ и расстояние от линии расположения отверстий до оси волновода (рис.4.3 а) равно $h \cong a/4$.

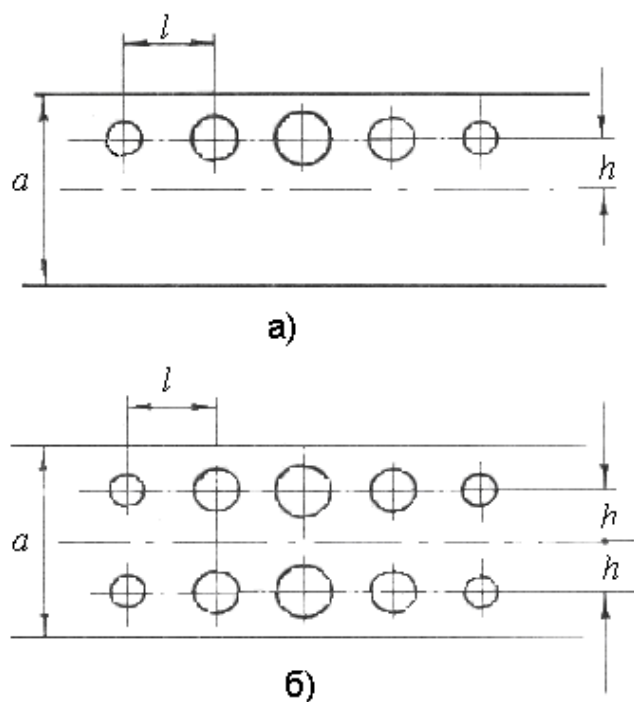


Рис. 4.3 Схема общей широкой стенки многоэлементного направленного ответвителя: а – с одним рядом отверстий; б – с двумя рядами отверстий.

При выполнении этих условий собственной направленностью отверстий связи можно пренебречь. При $h = 0$ собственная направленность будет наибольшей. С уменьшением переходного ослабления ($C < 17\text{ дБ}$) размеры элементов связи возрастают, что приводит к увеличению собственной направленности отверстий связи, появлению нежелательного взаимодействия между ними, уменьшению точности расчета. Для получения ответвителей с небольшим значением переходного ослабления ($C < 17\text{ дБ}$) можно применить несколько следующих друг за другом направленных ответвителей или, если связь осуществляется по широкой стенке волновода, отверстия расположить в два ряда (рис. 4.3 б). В этом случае при расчете одного ряда отверстий заданное переходное ослабление необходимо увеличить на 6 дБ.

Значительный недостаток ответвителей со связью по узкой стенке является то, что переходное ослабление их в большей степени изменяется по диапазону. Недостаток ответвителей со связью по широкой стенке – низкая электропрочность (примерно 20-30% от электропрочности стандартного волновода)

Простейшим ответвителем интерференционного типа является ответвитель с двумя элементами связи.

Ответвитель с двумя элементами связи по узкой стенке.

Конструкция такого ответвителя приведена на рис. 4.2. Направленная связь между основным 1 и вспомогательным 2 волноводами осуществляется с помощью двух отверстий, расположенных на расстоянии $\lambda_g/4$ друг от друга. Размеры отверстий выбираются настолько малыми, что они практически не создают отражений в волноводах.

Под действием поля основного волновода во вспомогательном волноводе от каждого отверстия в обе стороны будут распространяться волны, амплитуды которых равны и значительно меньше амплитуды поля в основном волноводе.

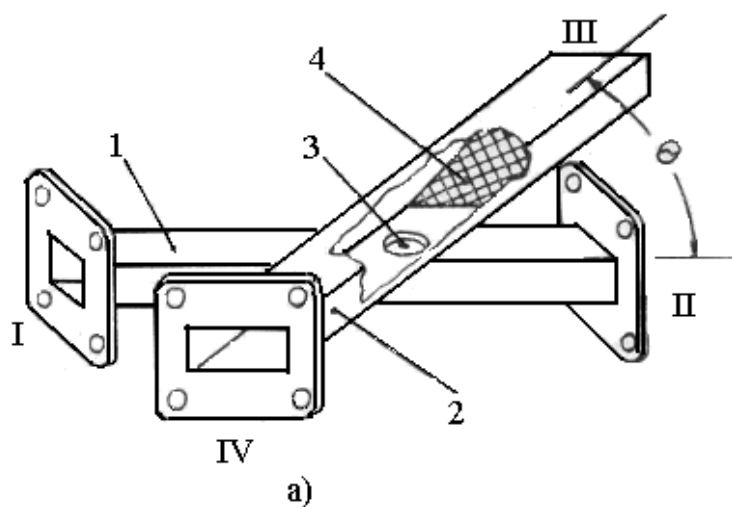
Ввиду того, что расстояние между отверстиями равно $\lambda_g/4$, волны, движущиеся во вспомогательном волноводе в направлении IV, складываются (т.к. фазы этих волн одинаковые), а в направлении III вычитаются (т.к. волны в противофазе), т.е. в направлении III энергия распространяться не будет (в идеальном случае). Таким образом, если плечо I входное, то плечи II, IV – выходные, а в плечо III включается согласованная нагрузка. Переходное затухание ответвителя с двумя отверстиями можно рассчитывать по формуле

$$C = 20 \lg \frac{6a^3b}{\pi d^3 \lambda_g} + 32 \frac{\delta}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{1.7d}{\lambda} \right)^2}, \text{ дБ.} \quad (4.4)$$

Ответвитель Бете

Этот ответвитель относится к классу ответвителей, в которых направленность обеспечивается собственной направленностью отверстия связи. Он состоит из двух отрезков волноводов, примыкающих друг к другу широкими сторонами. Связь осуществляется с помощью круглого отверстия в середине общей стенки (рис.4.4 а). В общем случае волноводы находятся под некоторым углом друг к другу.

Под действием поля основного волновода во вспомогательном возбуждается электрическое поле, в окрестности отверстия подобное полю электрического диполя (рис. 4.4 б), момент которого параллелен электрическому полю падающей волны в основном волноводе. Магнитное поле вспомогательного волновода около отверстия подобно полю магнитного диполя, момент которого параллелен и противоположно направлен поперечному магнитному полю основного волновода (рис. 4.4 в). Таким образом, электрическое поле вспомогательного волновода в области отверстия синфазно с полем основного волновода, а магнитное поле противофазно магнитному полю основного волновода. Вследствие этого распространение волн во вспомогательном волноводе будет происходить в направлении, противоположном направлению распространения бегущей волны в основном волноводе.



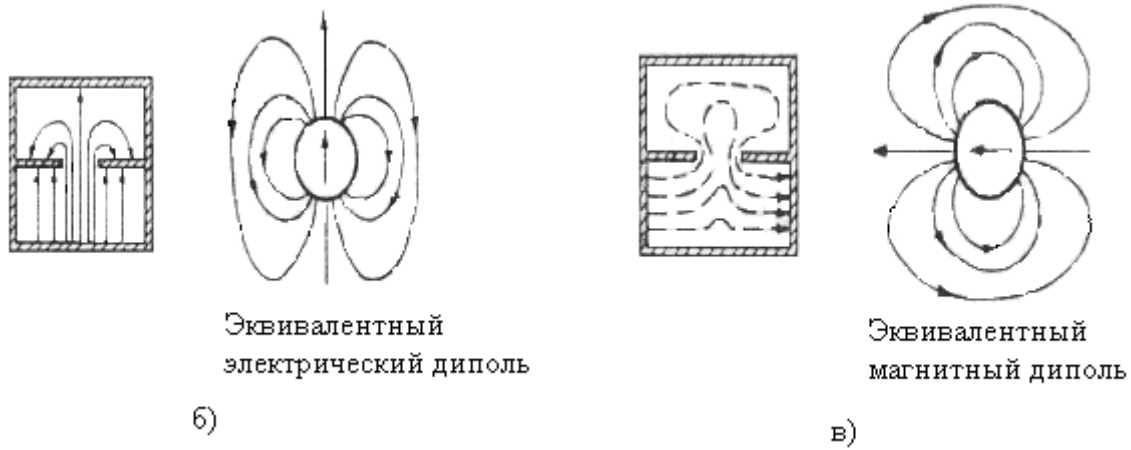


Рис. 4.4 Ответитель Бете: а – конструкция; б, в – принцип действия.
1 – основной волновод; 2 – вспомогательный волновод; 3 – отверстие связи; 4 – согласованная нагрузка.

Для улучшения связи необходимо, чтобы волны, возбуждаемые двумя типами связи, были равны по амплитуде. Если оси волноводов параллельны, то магнитная связь несколько преобладает над электрической. Поэтому волноводы разворачивают друг относительно друга на некоторый угол θ . При этом магнитная связь уменьшается, т.к. возбуждение вторичной волны производится только поперечной магнитной составляющей поля. Уменьшение магнитной связи пропорционально $\cos \theta$. Электрическая связь при этом не изменяется.

С увеличением толщины общей стенки δ величина связи уменьшается, причем по-разному для электрической и магнитной связи. Отверстие можно рассматривать, как короткий отрезок круглого волновода, критическая длина волны которого меньше критической длины волны основного волновода. Связь по электрической составляющей поля соответствует волне типа E_{01} в круглом волноводе, а по магнитному - волне типа H_{11} в круглом волноводе. Поскольку волна H_{11} имеет большую критическую длину, то при увеличении толщины стенки она ослабляется меньше, чем волна E_{01} .

Равенство величин связи по электрической и по магнитной составляющим будет при выполнении следующего условия:

$$\cos \theta = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \frac{F_E}{F_H}, \quad (4.5)$$

где F_E и F_H – электрическое и магнитное затухание из-за конечной толщины стенки

$$F_E = \exp \left(-4.8 \frac{\delta}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{1.31d}{\lambda} \right)^2} \right), \quad (4.6)$$

$$F_H = \exp \left(-3.67 \frac{\delta}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{1.7d}{\lambda} \right)^2} \right), \quad (4.7)$$

где δ – толщина общей стенки, обычно $\delta = (0.5 - 1)$ мм; d – диаметр отверстия.

Направленность ответвителя Бете определяется выражением

$$D = 20 \lg \frac{\left| \cos \theta + \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \frac{F_E}{F_H} \right|}{\left| \cos \theta - \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2 \frac{F_E}{F_H} \right|}, \text{ дБ.} \quad (4.8)$$

При выполнении условия (4.5) направленность бесконечна. При малой толщине стенки, когда отношение $\frac{F_E}{F_H}$ можно принять равным единице, угол θ для обеспечения максимальной направленности может быть получен из равенства:

$$\cos \theta = \frac{1}{2} \left(\frac{\lambda_g}{\lambda} \right)^2. \quad (4.9)$$

Переходное ослабление ответвителя можно определить по формуле

$$C = 20 \lg \frac{3ab\lambda_g}{2\pi d^3 \cos \theta} + 32 \frac{\delta}{d} \sqrt{1 - \left(\frac{1.7d}{\lambda} \right)^2}, \text{ дБ.} \quad (4.10)$$

Для увеличения широкополосности ответвителя необходимо уменьшить толщину общей стенки, но это технологически неудобно, поэтому в главном волноводе делается отверстие требуемой толщины, а во вспомогательном – несколько большей. Ответвители Бете рекомендуется применять в том случае, когда необходимо получить переходное ослабление более 30 дБ. При уменьшении переходного ослабления до 20 дБ получается отверстие связи недопустимо больших размеров. Таким образом, основные недостатки ответвителя Бете – значительное переходное ослабление и узкополосность.

4.3 Порядок выполнения работы

Описание лабораторной установки и методики измерений

В трехсантиметровом диапазоне измерение в полосе частот параметров узлов, используемых в волноводных трактах сечением 23x10мм, производится с помощью панорамного измерителя КСВ и ослабления Р2-61.

Структурная схема лабораторной установки для измерения ослабления (например, между плечами устройства деления мощности) приведена на рис. 3.5, а установки для измерения КСВ (например, на входном плече 1) — на рис. 3.6. Панорамный измеритель состоит из генератора качающейся частоты (ГКЧ) 1, индикатора 2 и двух направленных ответвителей (НО) 3 «падающая волна» и 4 «отраженная волна». В случае измерения ослабления НО 3 и НО 4 включены в схему одинаковым образом, а между ними включен через соответствующие плечи исследуемого устройства 5; ко всем его свободным плечам и к выходному плечу НО 4 присоединены поглощающие оконечные согласованные нагрузки 6 (рис. 4.5). В такой схеме НО 3 регистрирует падающую волну во входном плече, а НО 4 — отраженную волну в исследуемом плече.

В случае измерения КСВ НО 3 и НО 4 включены в схему навстречу друг другу, а входное плечо исследуемого узла 5 подключено к НО 4; ко всем сво-

бодным плечам этого узла присоединены поглощающие оконечные нагрузки 6 (рис. 4.6). В такой схеме НО 3 регистрирует падающую волну во входном плече узла 5, а НО 4 — отраженную волну в этом же плече.

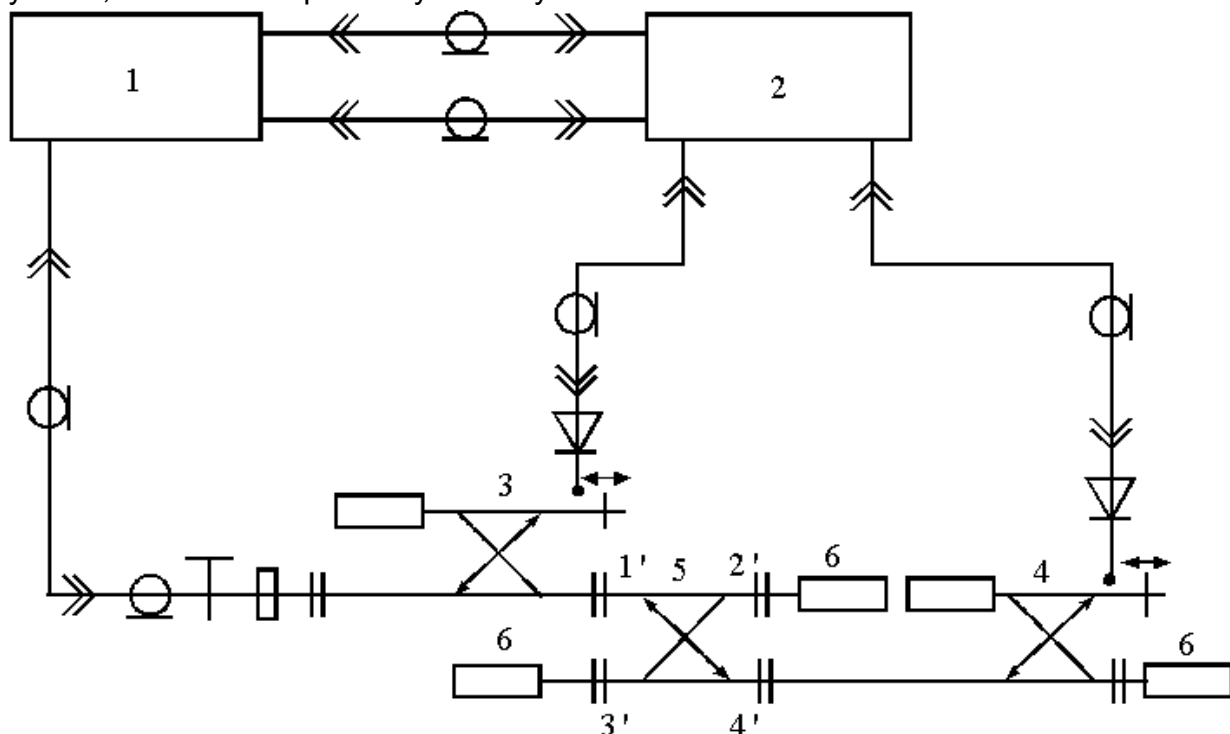


Рис 4.10 Схема измерения ослабления

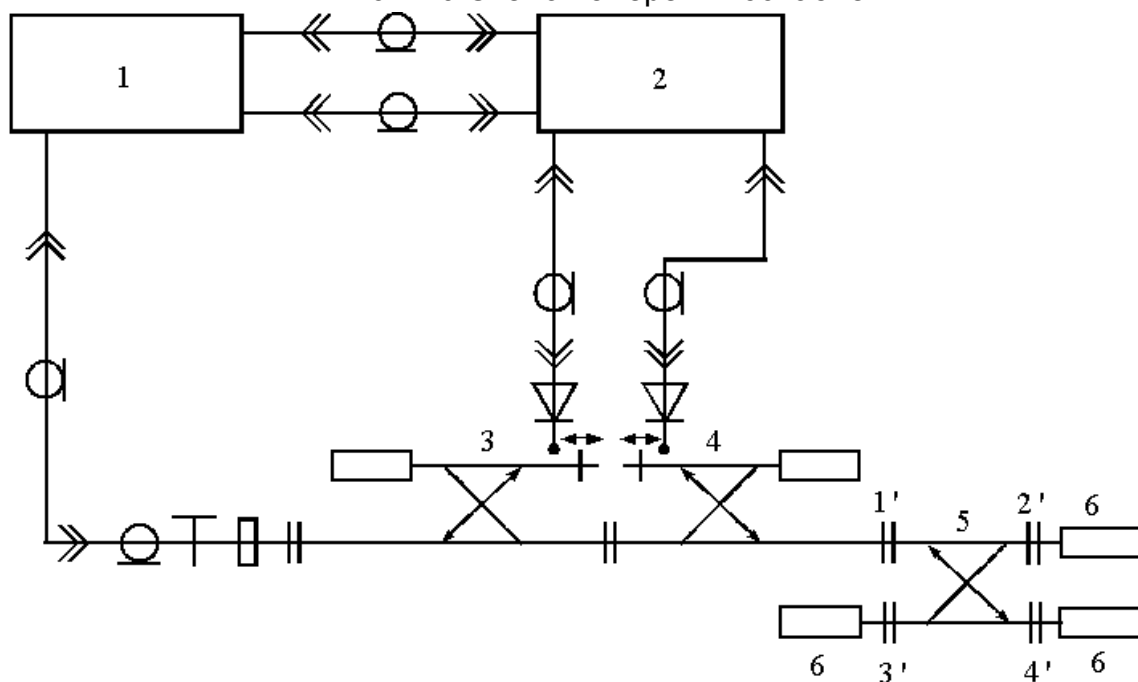


Рис 4.6 Схема измерения КСВ

Задание на лабораторную работу

1. Исследовать частотную зависимость [направленности](#) и [переходного ослабления направленного ответвителя](#)

2.. Рассчитать размеры элементов связи направленных ответвителей со связью по широкой и узкой стенке волновода:

– [ответвитель Бете](#);

– двухдырочный ответвитель со связью по узкой стенке, по заданному переходному ослаблению и длине волны в соответствие с вариантом Таблица 4.1.

Таблица 4.1

Варианты заданий

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20
С, дБ	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	38	40	25	26	27	28	29
λ мм	23	25	26	27	28	29	30	31	32	33	34	35	36	37	23	24	25	26	27	28

4.4 Содержание отчета

1. Название и цель работы.
2. Структурная схема установки, перечень и схематические рисунки исследованных направленных ответвителей.
3. Экспериментальные графики частотных зависимостей параметров.
4. Результаты теоретических расчетов элементов связи направленных ответвителей.
5. Выводы по всем пунктам работы.

4.5 Контрольные вопросы

- 1 Классификация направленных ответвителей по методам получения направленности и их основные электрические параметры.
2. Принцип действия направленного ответвителя с несколькими отверстиями связи.
3. Направленный ответвитель с двумя элементами связи по узкой стенке.
4. Ответвитель Бете принцип действия и параметры.

Лабораторная работа №5 ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ВОЛНОВОДНЫХ МОСТОВ

5.1 Цель работы

1. Ознакомление с основными устройствами разветвления мощности в волноводных линиях передачи электромагнитного поля [1, 9, 10].
2. Изучение свойств волноводных мостов.

5.2 Основные теоретические сведения

Щелевые направленные ответвители (щелевые мосты)

Щелевые ответвители со связью по узкой стенке волновода.

Они конструктивно выполняются в виде двух соприкасающихся по узкой стенке прямоугольных волноводов, в которой вырезается окно связи высотой, равной высоте волновода b (рис. 5.1 а). Принцип действия щелевого ответвителя основан на взаимодействии в области щели (в сдвоенном волноводе) колебаний двух типов (H_{10} и H_{20}).

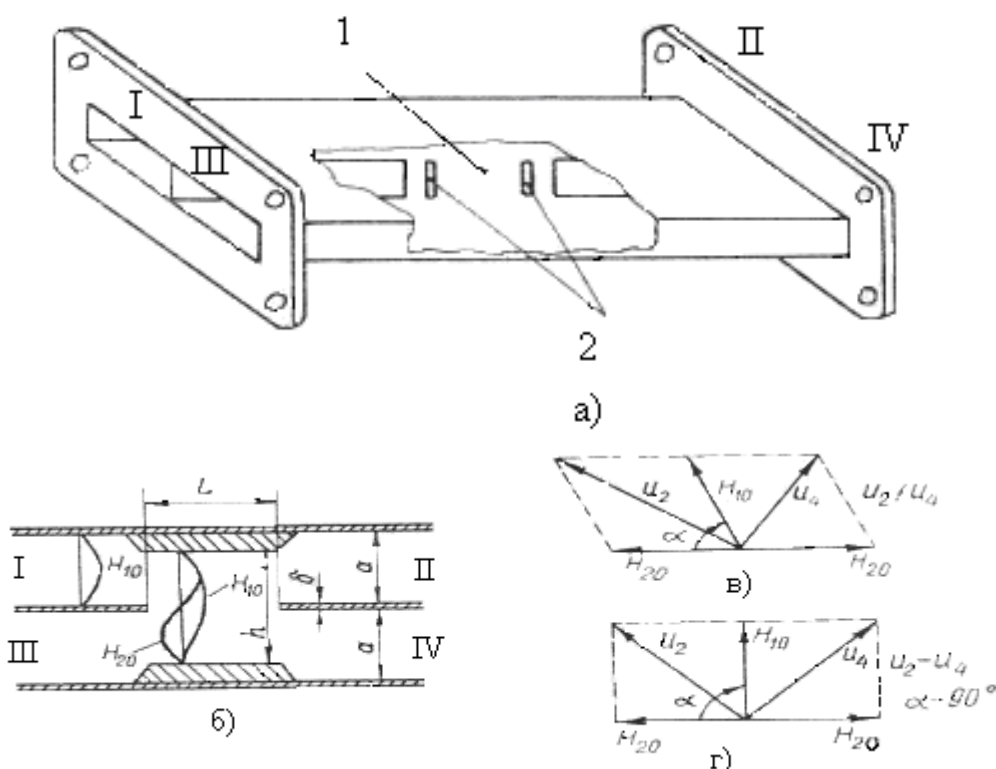


Рис. 5.1 Щелевой ответвитель со связью по узкой стенке: а – конструкция; б – схема щелевого ответвителя; в – векторная диаграмма при неравенстве напряжений в выходных плечах; г – при равенстве выходных напряжений.

1 - щель; 2 - согласующие элементы.

Работа ответвителя нарушается, если существует условие возникновения волны типа H_{30} . Во избежание этого необходимо размер h сдвоенного волновода (рис.5.1 б) выбрать таким, чтобы выполнялось условие.

$$\lambda \geq \lambda_{\text{кр}H_{30}}, \quad (5.1)$$

где λ – длина волны в воздухе; $\lambda_{\text{кр}H_{30}}$ – критическая длина волны H_{30} в области щели.

$$\text{Тогда } h \leq \frac{3\lambda}{2}.$$

Если плечо I – входное, то плечи II и IV будут выходными, а к плечу III подключается согласованная нагрузка. Размеры области связи таковы, что в ней распространяются только волны типа H_{10} и H_{20} , то мощность колебаний первоначальной волны H_{10} в плече I распределится поровну между волнами H_{10} и H_{20} . В начале щели в плече I волны H_{10} и H_{20} синфазны (рис. 5.1 б), в плече III противофазны, т.е. в плече III волны распространяться не будут. За счет разных фазовых скоростей волн H_{10} и H_{20} в области связи получается фазовый сдвиг фаз между этими волнами α , который зависит от длины щели. Векторная диаграмма для векторов H_{10} и H_{20} в конце щели показана на рис. 5.1 в. Результирующие векторы U_2 и U_4 представляют собой напряжения, возбуждающие плечи II и IV.

Если необходимо разделить мощность поровну между плечами II и IV ($U_2 = U_4$), угол α должен быть равен $\pi/2$ (рис.4.1 г). Сдвиг фаз определяется выражением

$$\alpha = \frac{2\pi L}{\lambda_{B1}} - \frac{2\pi L}{\lambda_{B2}}, \quad (5.2)$$

где L – длина щели; λ_{B1} , λ_{B2} – длины волн колебаний H_{10} и H_{20} в области связи

$$\lambda_{B1} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2h}\right)^2}}, \quad \lambda_{B2} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{h}\right)^2}}. \quad (5.3)$$

Из векторных диаграмм (рис. 5.1) следует, что отношение напряжений на выходе U_4 и на входе U_1 равно

$$\frac{|U_4|}{|U_1|} = \sin \frac{\alpha}{2}. \quad (5.4)$$

Тогда переходное ослабление в децибелах будет равно

$$C = -20 \lg \sin \frac{\alpha}{2}. \quad (5.5)$$

Исходя из (5.5)

$$\alpha = 2 \arcsin 10^{-\frac{C}{20}}. \quad (5.6)$$

После подстановки (4.6) в (4.2) получаем следующее выражение для длины щели

$$L = \frac{\lambda \arcsin 10^{-\frac{C}{20}}}{\pi \left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2h}\right)^2} - \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{h}\right)^2} \right)}. \quad (5.7)$$

Т – мосты

Разветвление в волноводах часто делают с помощью устройств, называемых тройниками или Т-мостами. На рисунке 5.2а, б изображены два тройника для прямоугольного волновода, работающего на волне типа H_{10} ; а – разветвляющийся в плоскости поля H и б – в плоскости поля E .

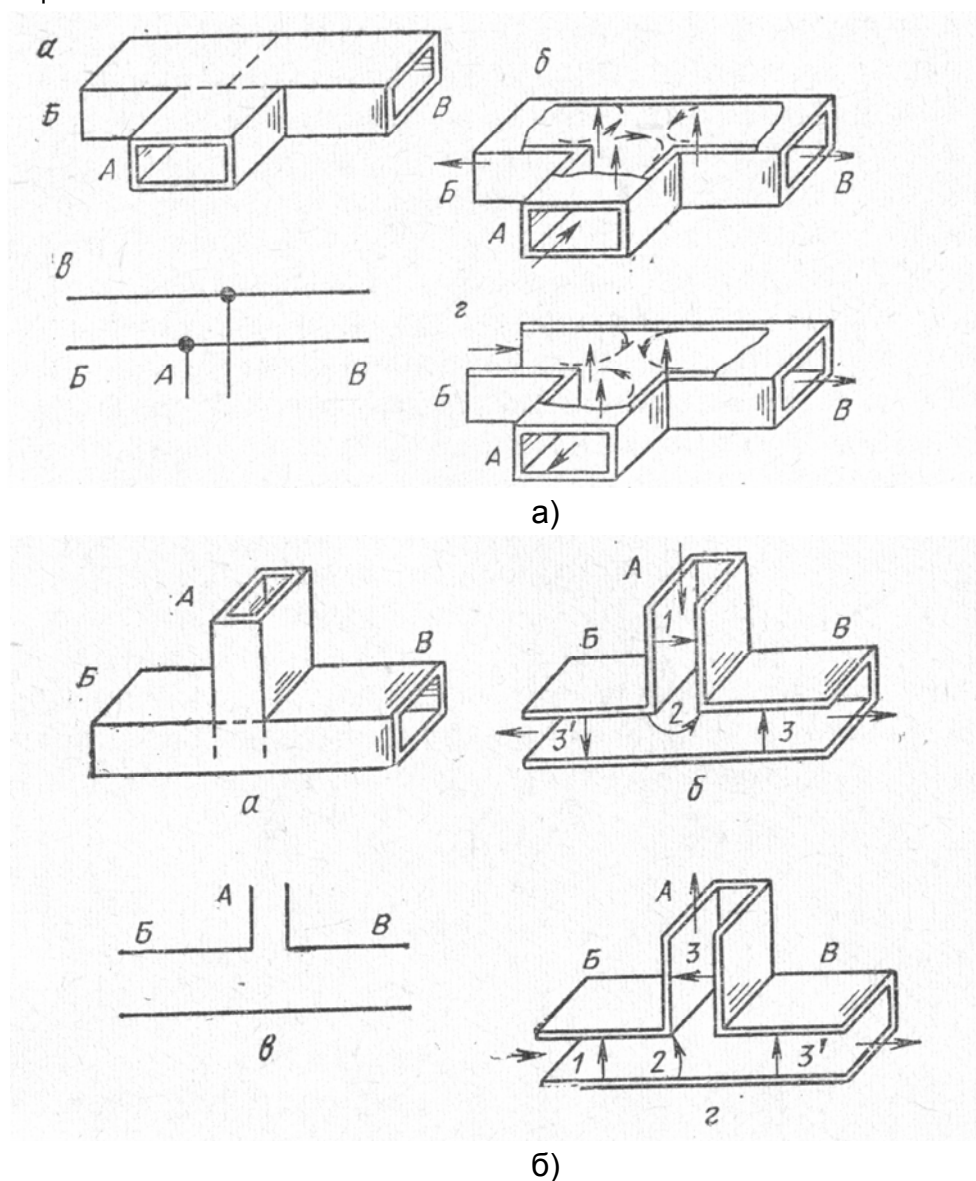


Рис 5.2. Т-мосты: а – тройник в плоскости H ; б – тройник в плоскости E .

Свойства Т – мостов:

- можно выбрать такое положение короткозамыкающего поршня в одном из плеч тройника, при котором связь между плечами будет осуществляться без отражений;
- можно подобрать такое положение короткозамыкателя, при котором два других плеча будут развязаны;
- одновременное согласование трех плеч невозможно.

Двойной Т-образный мост

Двойной Т-мост (рис. 5.3) является комбинацией тройниковых соединений в плоскости E (волноводы IV, II, III) и в плоскости H (волноводы I, II, III).

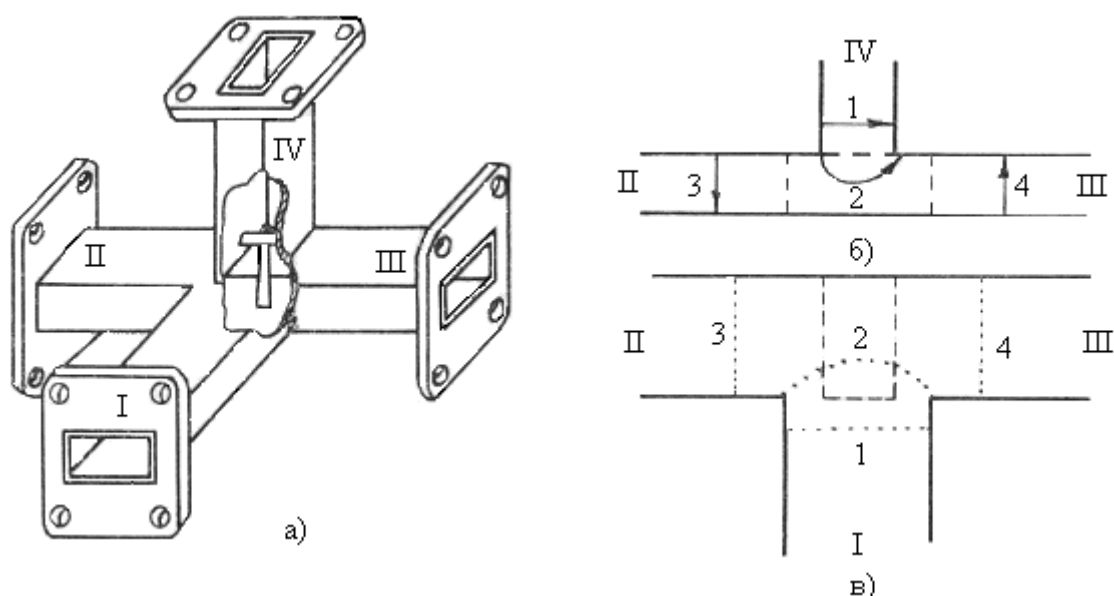


Рис. 5.3 Двойной Т-мост: а – конструкция; б – соединение в плоскости Е; в – соединение в плоскости Н.

Двойной Т-мост должен быть строго симметричен относительно плоскости, проходящей через плечи I и IV. Если плечи II и III соединены с равными и идеально согласованными нагрузками и в месте стыка всех плеч произведено необходимое согласование, то мощность от источника, включенного в плечо I, будет делиться поровну между плечами II, III и не будет попадать в плечо IV. Аналогично мощность, поступающая в плечо IV, будет делиться поровну между плечами II и III и не будет попадать в плечо I. Это объясняется следующим образом. На рисунке 5.3 б показано соединение волноводов в плоскости Е и положение одной электрической силовой линии в различных сечениях. Пунктиром показано положение плеча I. Силовая линия 1 волны, приходящей из плеча IV, занимает сначала положение 2, а затем расщепляется на две противоположно направленные линии 3 и 4 в плечах II и III. Таким образом, фазы фронтов в плечах II и III на одинаковых расстояниях от оси плеча IV будут противоположны. Размеры и положение плеча I таковы, что в нем не может распространяться ни одна из составляющих силовой линии 2, поэтому в плечо I мощность попадать не будет.

На рисунке 5.3 в показано соединение волноводов в плоскости Н и положение электрических силовых линий в различных сечениях. Пунктиром показано положение плеча IV. Электрические силовые линии 1 волны, приходящей из плеча I, занимают сначала положение 2, а затем положения 3 и 4 в плечах II и III. При этом оба волновых фронта находятся в фазе, т.к. линии напряженности электрического поля параллельны широкой стенке волновода IV, то передача мощности по этому волноводу невозможно.

При наличии рассогласования выходных плеч будет наблюдаться конечная развязка между плечами Е и Н двойного Т-моста.

5.3 Порядок выполнения работы

Задание на лабораторную работу

1. Исследовать частотную зависимость переходного ослабления и развязки плеч щелевого моста.
2. Исследовать частотную зависимость переходного ослабления и развязку плеч двойного Т-моста.

5.4 Содержание отчета

1. Название и цель работы.
2. Структурная схема установки, перечень и схематические рисунки исследованных устройств разветвления мощности.
3. Экспериментальные графики частотных зависимостей параметров.
4. Результаты теоретических расчетов элементов связи направленных ответвителей.
5. Выводы по всем пунктам работы.

5.5 Контрольные вопросы

1. Волноводные устройства деления мощности.
2. Принцип действия щелевого моста.
3. Т-мосты и их свойства.
4. Двойной Т-мост конструкция и принцип действия.

Лабораторная работа №6

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ НЕВЗАИМНЫХ ФЕРРИТОВЫХ УСТРОЙСТВ

6.1 Цель работы

1. Ознакомление со свойствами ферритов на СВЧ [13].
2. Ознакомление с применением и принципом действия устройств СВЧ на ферритах вентилей.
3. Исследование волноводного вентилля.

6.2 Основные теоретические сведения

Вентили

Предназначены для защиты источников СВЧ колебаний от волн, отраженных от нагрузки, которые ухудшают стабильность работы генераторов, а в предельном случае могут привести к выходу их из строя. Наиболее широко применяются резонансные вентили, вентили на смещении поля и предельные вентили.

Резонансные вентили

По принципу действия и конструкции они являются одними из самых простых ферритовых устройств. В резонансном вентиле феррит взаимодействует с электромагнитными колебаниями при совпадении частоты и направления прецессии вектора намагниченности феррита с частотой и направлением вращения переменной составляющей магнитного поля (правополяризованная по кругу волна). Т.о. отраженная от нагрузки, обратная волна активно поглощается ферритом. Вращение вектора переменного магнитного поля прямой волны (левополяризованной по кругу) не совпадает с направлением прецессии вектора намагниченности феррита и взаимодействия феррита с переменным полем не происходит, т.е. прямая волна с небольшими потерями (порядка 1-1,5 дБ) проходит через вентиль.

В зависимости от типа линии передачи различают волноводные, коаксиальные и полосковые вентили. Во всех этих устройствах поглощение отражений от нагрузки волны происходит в ферритовом элементе, поэтому в резонансных вентиллях, работающих при повышенных мощностях, необходимо обеспечить эффективный теплоотвод от феррита.

Волноводный резонансный вентиль представляет собой отрезок волновода с ферритовой пластинкой, намагниченной постоянным магнитным полем, направление которого перпендикулярно широким стенкам волновода. Пластина расположена в плоскости, где переменное магнитное поле поляризовано по кругу. Требуемая величина напряженности магнитного поля в очень сильной степени зависит от конфигурации и типа ферритовой пластины.

Ферритовые пластины в резонансном вентиле могут располагаться в плоскости Е и плоскости Н (рис. 6.1).

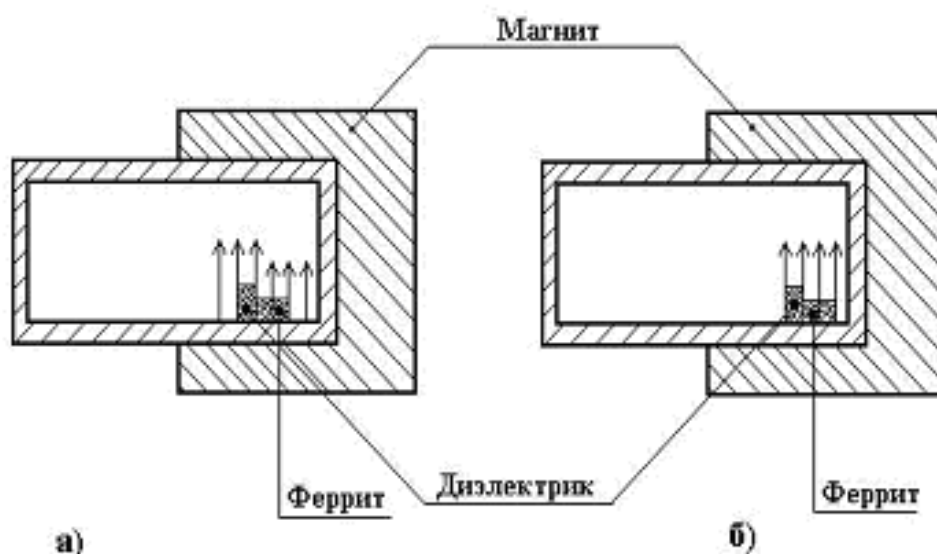


Рис. 6.1

Резонансные вентили с ферритовыми пластинами в плоскости Е требуют меньшего магнитного поля, а, следовательно, имеют меньшие вес и габариты за счет уменьшения магнита. К тому же этот тип вентиля обеспечивает чрезвычайно малый КСВ (порядка 1,03 – 1,04).

Резонансные вентили с ферритовой пластиной в плоскости Н используются в мощных устройствах, т.к. при таком расположении феррита проще обеспечить эффективный теплоотвод, а также чаще используются в длинноволновой части сантиметрового диапазона, т.к. имеют меньшие потери.

Резонансные вентили с чисто ферритовой пластиной имеют очень узкую (1–2 %) полосу частот, т.к. при изменении частоты с одной стороны нарушается круговая поляризация электромагнитного поля, а с другой – постоянное магнитное поле уже не соответствует своему резонансному значению.

Для создания внутри феррита круговой поляризации переменного магнитного поля в более широкой полосе применяются специальные диэлектрические пластины (рис. 6.1), расположенные рядом с ферритом. Коаксиальные и полосковые резонансные вентили работают на волне типа ТЕМ, не имеющей продольной составляющей переменного магнитного поля. Поэтому в коаксиальной и полосковой линиях отсутствует круговая поляризация магнитного поля, что мешает созданию резонансных вентилях. Для реализации резонансных вентилях на коаксиальных и полосковых линиях необходимо создать область с круговой поляризацией магнитного поля. Это можно создать двумя способами:

- частичным заполнением линии диэлектриком с высокой диэлектрической проницаемостью;
- использованием короткозамкнутых шлейфов.

Вентили на смещение поля

Представляют собой отрезок прямоугольного волновода, в котором размещена довольно толстая ферритовая пластина с одной стороны покрытая по-

глощающим слоем (рис. 6.2). Ферритовая пластина находится в магнитном поле, перпендикулярном широким стенкам волновода.

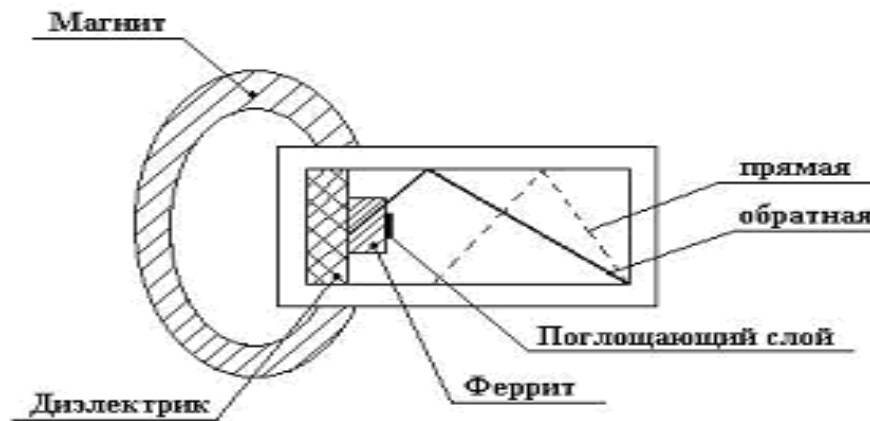


Рис. 6.2

При определенной толщине ферритовой пластины, ее расположении и величине напряженности подмагничивающего поля H_0 можно получить структуру электрического поля, изображенную на рис. 6.2. Здесь прямая волна является волной волноводного типа и имеет нулевую напряженность в области поглощающего слоя (т.к. подмагничивающее поле H_0 выбирается таким чтобы магнитная проницаемость для прямой правокруговой волны была отрицательной и волна не могла бы распространяться в области феррита и вытеснялась из него). Поэтому этот вентиль имеет очень малые потери в прямом направлении (0,1 – 0,5 дБ). Причем они в основном определяются потерями в феррите. Для снижения потерь в феррите необходимо выбирать материал с малой шириной резонансной кривой.

Затухание обратной волны в основном определяется поглощающей пленкой, т.к. основная доля этой волны сосредоточена в месте расположения пленки (эффект втягивания поля в среду с большей диэлектрической проницаемостью). Величина развязки вентилях этого типа составляет 18 – 20 дБ.

Допустимая величина средней мощности, при которой может работать вентиль на смещении поля, определяется способностью поглощающей пленки работать при высоких температурах и составляет порядка 10 Вт.

Предельные вентили

Предельный вентиль представляет собой отрезок прямоугольного волновода суженного сечения, вдоль узкой стенки, которого расположена толстая ферритовая пластина (рис. 6.3). Вентиль этого типа впервые предложен и изготовлен А.А.Микаэляном и А.К.Столяровым в 1959 г.

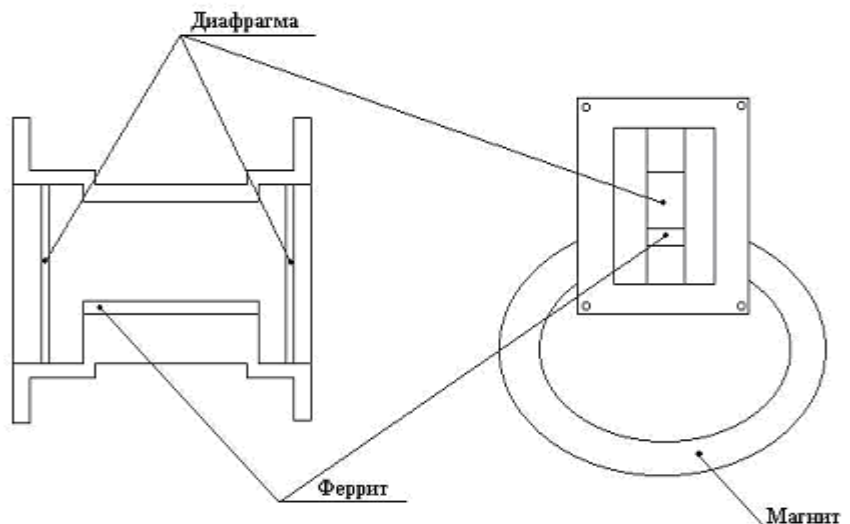


Рис.6.3

Ферритовая пластина намагничивается поперечным полем, аналогично вентилю резонансного типа. Значение напряженности магнитного поля выбирается таким, чтобы величина ее была отрицательной. В этом случае прямая волна будет передаваться с небольшими потерями, а обратная – интенсивно затухать, т.к. для нее волновод в области феррита будет предельным. Обратная волна будет именно интенсивно затухать ввиду небольших потерь в феррите, а не отражаться как от обычного предельного волновода.

Достоинством предельного вентиля являются малые габариты, большое затухание обратной волны (до 70 дБ). Предельные вентили работают при невысоких средних мощностях, т.к. при увеличении мощности происходит рост потерь прямой волны из-за нелинейных эффектов в феррите.

4.3 Порядок выполнения работы

Состав лабораторной установки

Основные параметры СВЧ устройств на ферритах следующие:

- прямые потери, т.е. потери волны, распространяющейся в направлении циркуляции, дБ;
- развязка, т.е. потери волны, распространяющейся против направления циркуляции, дБ;
- изоляция, т.е. потери волны, распространяющейся в направлении противоположном распространению прямой волны в вентиле;
- согласование по входу оценивается величиной Кств.

Измерение согласования, потерь изоляции и развязки производится с помощью [автоматического измерителя КСВ и ослабления Р2-61](#).

Задание на лабораторную работу

Произвести [измерения](#) прямых потерь и развязки [ферритового вентиля](#) в диапазоне частот от 8ГГц до 12ГГц по всем его выходам. Сравнить полученные численные значения параметров с данными, приведенными в [методических указаниях](#).

6.4 Содержание отчета

1. Название и цель работы.
2. Структурная схема установки, перечень и схематические рисунки исследованных устройств с ферритами.
3. Экспериментальные графики частотных зависимостей параметров устройств: потерь, развязки, изоляции и КСВ .
4. Выводы по всем пунктам работы.

6.5 Контрольные вопросы

1. Свойства ферритов на СВЧ.
2. Устройство и принцип действия волноводного резонансного ферритового вентиля.
3. Устройство и принцип действия ферритового вентиля на смещении поля.
4. Устройство и принцип действия предельного ферритового вентиля

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. **Чебышев, В.В.** Устройства СВЧ и антенны. Часть 3. Устройства СВЧ [Электронный ресурс] : учебное пособие / В.В. Чебышев. — Электрон. текстовые данные. — М. : Московский технический университет связи и информатики, 2016. — 45 с. — 2227-8397 <http://www.iprbookshop.ru/61570.html>
2. **Кубанов, В.П.** Основы теории антенн и распространения радиоволн [Электронный ресурс]: учебное пособие/ В.П. Кубанов [и др.].— Электрон. текстовые данные.— Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2016. - <http://www.iprbookshop.ru/71866.html>
3. **Боков, Л.А.** Электродинамика и распространение радиоволн [Текст] / Л.А.Боков, В.А.Замотринский, А.Е.Мандель. - Томск: Томский гос. университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 301 с.
4. **Замотринский, В.А.** Устройства СВЧ и антенны. Часть 1. Устройства СВЧ [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Замотринский В.А., Шангина Л.И.— Электрон. текстовые данные.— Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.— 222 с . www.iprbookshop.ru/13996.
5. **Малков, Н.А.** Устройства сверхвысоких частот: учебное пособие. / Малков Н.А., Пудовкин А.П. - Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2008. - 92 с. <http://window.edu.ru/resource/094/64094>.
6. **Сазонов, Д.М.** Антенны и устройства СВЧ [Текст]: учеб. для радиотехнических спец вузов/ Д.М.Сазонов. – М.: Высшая школа, 1988.– 432с.
7. **Сиверс, А.П.** Проектирование радиоприемных устройств/ Под ред. А.П. Сиверса – М.:Сов. радио, 1976. – 487 с.
8. **Маттей, Д.Л.** Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. Пер. с англ./ Д.Л.Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс [Текст] – М.: Связь, 1972. – 440 с.
9. **Максимов, В.М.** Устройства СВЧ: основы теории и элементы тракта [Текст]: учеб.пособие.- М.: САЙНС-ПРЕСС,2002.-72с.
10. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии [Текст] / учеб. пособие / Ю.Б. Нечаев, В.И. Николаев, Р.Н. Андреев, Н.Н. Винокурова; под общ. ред. Ю.Б. Нечаева, В.И. Николаева. – Воронеж: ОАО Концерн «Созвездие», 2008. – 629 с.
11. **Веселов, Г.И.** Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст]. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
12. **Фельдштейн, А.Л.** Справочник по элементам волноводной техники/ А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П.Смирнов [Текст]. – М.:Сов. радио, 1967. – 651 с.

Министерство образования и науки Российской Федерации
Муромский институт (филиал)
федерального государственного бюджетного образовательного учреждения
высшего образования
**«Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых»
(МИ ВлГУ)**

УСТРОЙСТВА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Практикум

для студентов образовательных программ
11.02.01 *Радиоаппаратостроение*

Текстовое электронное издание

Учебно-методический центр МИ ВлГУ
Муром 2018

© Федосеева Е.В.,
составление, 2018

© МИ ВлГУ, 2018

УДК 537.8

ББК 22.313+32.841

Составитель:

Федосеева Е.В., д.т.н., профессор кафедры радиотехники МИ ВлГУ.

Ответственный за выпуск:

заведующий кафедрой радиотехники,

доктор технических наук, профессор Ромашов Владимир Викторович

Устройства сверхвысоких частот: Практикум для студентов образовательных программ 11.02.01 Радиоаппаратостроение / сост. Федосеева Е.В. [Электронный ресурс]. – Электрон. текстовые дан. (0,9 Мб). - Муром.: МИ ВлГУ, 2018. - 1 электрон. опт. диск (CD-R). – Систем. требования: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; 512 Мб ОЗУ; Windows XP/7/8; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit); привод CD-ROM. - Загл. с экрана.

Практикум содержит сведения, необходимые для выполнения практических работ по дисциплине «Устройства сверхвысоких частот» для студентов образовательных программ 11.02.01 Радиоаппаратостроение. Тематика работ направлена на приобретение студентами знаний и навыков, необходимых для освоения общепрофессиональных и специальных дисциплин.

Текстовое электронное издание

Минимальные системные требования:

Компьютер: процессор x86 с тактовой частотой 500 МГц и выше; ОЗУ 512 Мб;
10 Мб на жестком диске; видеокарта SVGA 1280x1024 High Color (32 bit);
привод CD-ROM

Операционная система: Windows XP/7/8

Программное обеспечение: Adobe Acrobat Reader версии 6 и старше.

© Федосеева Е.В., составление, 2018

© МИ ВлГУ, 2018

Содержание

Практическая работа №1 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА	5
1.1 Цель работы	5
1.2 Основные теоретические сведения	5
1.3 Примеры решения типовых задач	7
1.4 Задание по теме практической работы	9
Практическая работа №2 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА	10
2.1 Цель работы	10
2.2 Основные теоретические сведения	10
2.3 Примеры решения типовых задач	12
2.4 Задание по теме практической работы	14
Практическая работа №3 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДНОГО РЕЗОНАТОРА	15
3.1 Цель работы	15
3.2 Основные теоретические сведения	15
3.3 Примеры решения типовых задач	17
3.4 Задание по теме практической работы	19
Практическая работа №4 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДНОГО РЕЗОНАТОРА	20
4.1 Цель работы	20
4.2 Основные теоретические сведения	20
4.3 Примеры решения типовых задач	22
4.4 Задание по теме практической работы	24
Практическая работа №5 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ ФНЧ	25
5.1 Цель работы	25
5.2 Основные теоретические сведения	25
5.3 Примеры решения типовых задач	28
5.4 Задание по теме практической работы	31
Практическая работа №6 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ ФВЧ	32
6.1 Цель работы	32
6.2 Основные теоретические сведения	32
6.4 Примеры решения типовых задач	34
Рис.6.5 Топология фильтра верхних частот	36
6.4 Задание по теме практической работы	36
Практическая работа №7 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ППФ	37
7.1 Цель работы	37
7.2 Основные теоретические сведения	37
7.3 Примеры решения типовых задач	40
7.4 Задание по теме практической работы	43
Практическая работа №8 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ПЗФ	44
8.1 Цель работы	44
8.2 Основные теоретические сведения	44
8.3 Примеры решения типовых задач	47
8.4 Задание по теме практической работы	50
Практическая работа №9 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВОГО НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ	51
9.1 Цель работы	51
9.2 Основные теоретические сведения	51

9.3 Примеры решения типовых задач	52
9.4 Задание по теме практической работы	54
Практическая работа №10 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ КОЛЬЦЕВЫХ МОСТОВ	55
10.1 Цель работы	55
10.2 Основные теоретические сведения	55
10.3 Примеры решения типовых задач	56
10.4 Задание по теме практической работы	58
Практическая работа №11 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ШЛЕЙФНЫХ МОСТОВ С РАВНОМЕРНЫМ ДЕЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ	59
11.1 Цель работы	59
11.2 Основные теоретические сведения	59
11.3 Примеры решения типовых задач	61
11.4 Задание по теме практической работы	64
Практическая работа №12 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ МОСТОВ С НЕРАВНОМЕРНЫМ ДЕЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ	65
12.1 Цель работы	65
12.2 Основные теоретические сведения	65
12.3 Примеры решения типовых задач	67
12.4 Задание по теме практической работы	68
ПРИЛОЖЕНИЕ	69
БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК	81

Практическая работа №1

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДА

1.1 Цель работы

- 1) Изучить принципы описания электромагнитных волн в прямоугольных металлических волноводах.
- 2) Научиться оценивать характеристики электромагнитных волн в прямоугольных металлических волноводах.

1.2 Основные теоретические сведения

Волновод представляет собой металлическую трубу определенного сечения (чаще прямоугольного и круглого - рис. 1.1, реже более сложного сечения), внутри которой распространяются электромагнитные волны [1 – 6].

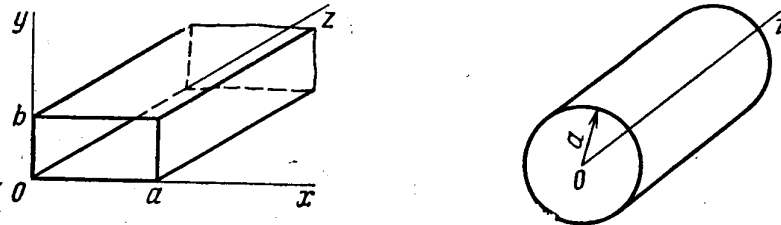


Рис.1.1 Металлические волноводы

В волноводах с идеально проводящими стенками и однородным заполнением могут распространяться волны электрического типа (Е), у которых $H_z = 0$, а $E_z \neq 0$ (направление оси z совпадает с продольной осью волновода), и волны магнитного типа (Н), у которых $E_z = 0$, а $H_z \neq 0$.

Если волновод заполнен диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ε и магнитной проницаемостью μ , то конкретный тип волны в волноводе может распространяться в том случае, если

$$\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon\mu} < \lambda_{кр}, \quad (1.1)$$

где λ_0 - длина волны генератора; $\lambda_{кр}$ - критическая длина волны, которая определяется размерами и формой поперечного сечения волновода.

Для волн типа E_{mn} и H_{mn} (где m - число полуволн, укладываемых по широкой стенке a волновода, n - число полуволн, укладываемых по узкой стенке b волновода) в прямоугольном волноводе критическая длина волны равна [1 – 6]

$$\lambda_{кр} = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}}. \quad (1.2)$$

Фазовая скорость волны в волноводе

$$V_{\phi} = \frac{c / \sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}}, \quad (1.3)$$

где c - скорость света в свободном пространстве.

Длина волны в волноводе

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}}. \quad (1.4)$$

Групповая скорость сигнала в волноводе

$$V_{gp} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}. \quad (1.5)$$

Основным типом волны в прямоугольном волноводе при $a > b$, имеющей наибольшее практическое значение, является волна H_{10} , для которой $\lambda_{кр} = 2a$, а составляющие векторов поля этой волны описываются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_{mx} &= 0 \\ \dot{E}_{my} &= \frac{i\omega\mu_a a}{\pi} \dot{H}_{m0z} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-i\beta z} \\ \dot{E}_{mz} &= 0 \\ \dot{H}_{mx} &= \frac{i\beta a}{\pi} \dot{H}_{m0z} \sin \frac{\pi x}{a} e^{-i\beta z} \\ \dot{H}_{my} &= 0 \\ \dot{H}_{mz} &= \dot{H}_{m0z} \cos \frac{\pi x}{a} e^{-i\beta z} \end{aligned} \right\}. \quad (1.6)$$

Структура поля волны H_{10} . Построенная в соответствии с (5.8) представлена на рис. 1.2

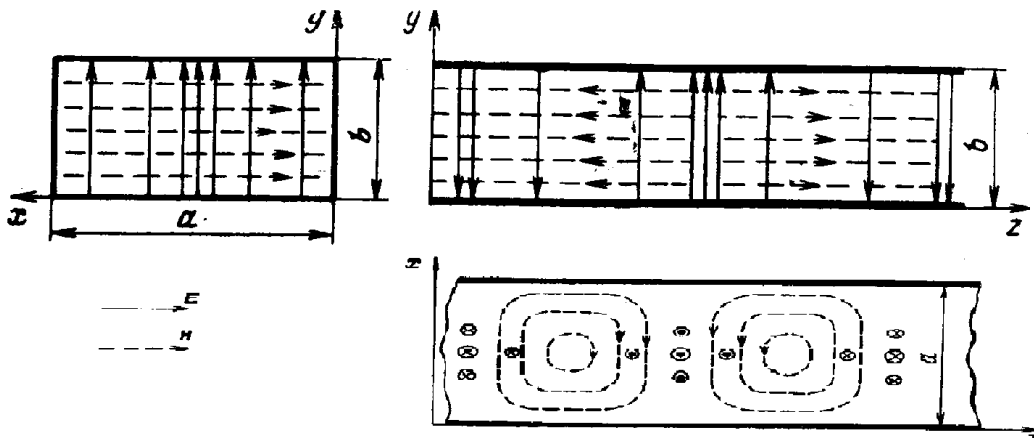


Рис. 1.2 Структура поля волны H_{10} .

Мощность, переносимая волной любого типа в волноводе, определяют интегрированием вектора Пойнтинга по поперечному сечению волновода

$$P_{cp} = \frac{1}{2} \int \operatorname{Re} \left\{ \vec{l}_z [\vec{E}, \vec{H}^*] \right\} ds. \quad (1.7)$$

После подстановки выражения для составляющих векторов поля (1.6) в (1.7) получается следующая формула для расчета мощности, переносимой волной H_{10} в прямоугольном волноводе:

$$P = \frac{ab\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}{4Z_0} E_0^2, \quad (1.8)$$

где E_0 - максимальная амплитуда напряженности электрического поля в волноводе.

Максимальная переносимая мощность в волноводе определяется максимально допустимой (пробивной) напряженностью электрического поля в волноводе. Для сухого воздуха при атмосферном давлении $E_{\max} = 30 \text{ кВ/см}$.

Затухание волн в волноводах зависит от потерь в металлических стенках и в материале, заполняющем волновод. Результирующий *коэффициент ослабления* волны в волноводе α_{Σ} равен сумме коэффициентов ослабления, вызванных потерями в металлических стенках α_m и в диэлектрике α_d

$$\alpha_{\Sigma} = \alpha_m + \alpha_d. \quad (1.9)$$

Коэффициент ослабления волны H_{10} в прямоугольном волноводе

$$\alpha_m = \frac{R_s \left[1 + \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \frac{2b}{a} \right]}{Z_0 b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}}; \quad (1.10)$$

Для расчета коэффициента ослабления за счет потерь в диэлектрике может быть использована формула

$$\alpha_d \approx \frac{\pi \varepsilon \cdot \operatorname{tg} \delta}{\lambda_0 \sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2}}, \quad (1.11)$$

где ε и $\operatorname{tg} \delta$ - параметры диэлектрического заполнения волновода - диэлектрическая проницаемость и тангенс угла диэлектрических потерь.

1.3 Примеры решения типовых задач

Задача 1.1

Для прямоугольного волновода с поперечным сечением 86 мм x 43 мм определить границы одноволнового режима.

Решение

Основным низшим типом волны прямоугольного волновода является волна H_{10} , первое высшее колебание в прямоугольном волноводе H_{20} . Условие распространения одной основной волны в прямоугольном волноводе – одноволнового режима:

$$\lambda_{\text{кр}H_{20}} < \lambda < \lambda_{\text{кр}H_{10}},$$

где $\lambda_{крH_{10}} = 2a$ - критическая длина волны колебания H_{10} ; $\lambda_{крH_{20}} = a$ - критическая длина волны колебания H_{20} .

Тогда для заданного волновода границы частотного диапазона одноволнового режима равны

$$\begin{aligned} \frac{c}{2a} < f < \frac{c}{a}, \\ \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 8.6 \cdot 10^{-2}} < f < \frac{3 \cdot 10^8}{8.6 \cdot 10^{-2}}, \\ 1.74 \cdot 10^9 \text{ Гц} < f < 3.48 \cdot 10^9 \text{ Гц}. \end{aligned}$$

Задача 1.2

Для частоты электромагнитной волны $f = 4 \text{ ГГц}$ найти ограничения на размеры поперечного сечения прямоугольного волновода при условии его работы в одноволновом режиме.

Решение

Заданная частота соответствует длине волны $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 10^9} = 0.075 \text{ м}$.

При одноволновом режиме в волноводе распространяется только основной тип колебания H_{10} , т.е. ограничения на длину волны

$$\begin{cases} \lambda > \lambda_{крH_{20}} \\ \lambda < \lambda_{крH_{10}} \\ \lambda > \lambda_{крH_{01}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \lambda > a \\ \lambda < 2a \\ \lambda > 2b \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a < \lambda \\ a > \lambda/2 \\ b < \lambda/2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a < 0.075 \text{ м} \\ a > 0.0375 \text{ м} \\ b < 0.0375 \text{ м} \end{cases}.$$

Таким образом, размеры поперечного сечения прямоугольного волновода для частоты $f = 4 \text{ ГГц}$ должны удовлетворять следующим условиям

- размер широкой стенки $37.5 \text{ мм} < a < 75 \text{ мм}$;
- размер узкой стенки $b < 37.5 \text{ мм}$.

Задача 1.3

Для прямоугольного волновода с поперечным сечением $86 \text{ мм} \times 43 \text{ мм}$ с воздушным заполнением для частоты волны $f = 4 \text{ ГГц}$ для низшего типа волны определить:

- длину волны в волноводе,
- фазовую скорость волны,
- коэффициент затухания при условии выполнения волновода из меди,
- предельную мощность волны в волноводе.

Решение

Найдем *длину волны в волноводе* для волны типа H_{10} согласно (1.4) при воздушном заполнении волновода $\varepsilon = 1, \mu = 1$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}} = \frac{0.075}{\sqrt{1 - \left(\frac{0.075}{2 \cdot 0.086} \right)^2}} = 0.083 \text{ м}.$$

Фазовая скорость волны H_{10} в волноводе согласно (1.3)

$$V_{\phi} = \frac{c / \sqrt{\varepsilon \mu}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon \mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp}} \right)^2}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{1 - \left(\frac{0.075}{2 \cdot 0.086} \right)^2}} = 3.334 \cdot 10^8 \text{ м/с}.$$

При выполнении волновода из меди (удельная проводимость меди $\sigma = 5.7 \text{ См/м}$) поверхностное сопротивление стенок волновода равно по формуле

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\sigma}} = \sqrt{\frac{2\pi \cdot 4 \cdot 10^9 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 5.7 \cdot 10^7}} = 0.017 \text{ Ом/м}^2$$

Коэффициент затухания волны в волноводе находится по (1.10).

$$\alpha_m = \frac{R_s \left[1 + \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2 \frac{2b}{a} \right]}{Z_0 b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a} \right)^2}} = \frac{0.017 \left(1 + \left(\frac{0.075}{2 \cdot 0.086} \right)^2 \frac{2 \cdot 0.043}{0.086} \right)}{377 \cdot 0.043 \sqrt{1 - \left(\frac{0.075}{2 \cdot 0.086} \right)^2}} = 1.387 \cdot 10^{-3} \text{ Неп/м}$$

или $\alpha_m = 1.387 \cdot 10^{-3} \cdot 8.69 = 0.12 \text{ дБ/м}$.

Предельная мощность волны в волноводе, заполненном воздухом ($E_{\max} = 30 \text{ кВ/см}$), согласно (1.8)

$$P = \frac{ab \sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}}{4Z_0} E_0^2 = \frac{0.086 \cdot 0.043 \sqrt{1 - \left(\frac{0.075}{2 \cdot 0.086} \right)^2}}{4 \cdot 377} (3 \cdot 10^6)^2 = 19.86 \text{ МВт}.$$

1.4 Задание по теме практической работы

Задание

В соответствии с вариантом Приложения [Таблицы П1.1](#) выполнить следующие расчеты:

- для прямоугольного металлического волновода с заданными размерами поперечного сечения определить границы одноволнового режима;
- для прямоугольного металлического волновода для заданной частоты найти ограничения на размеры поперечного сечения волновода при условии его работы в одноволновом режиме;
- для прямоугольного металлического волновода с воздушным заполнением для заданной частоты волны для низшего типа волны определить [длину волны в волноводе](#), [фазовую скорость волны](#), [коэффициент затухания при условии выполнения волновода из меди](#), [предельную мощность волны в волноводе](#).

Практическая работа №2 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ КРУГЛОГО ВОЛНОВОДА

2.1 Цель работы

1) Изучить принципы описания электромагнитных волн в круглых металлических волноводах.

2) Научиться оценивать характеристики электромагнитных волн в круглых металлических волноводах.

2.2 Основные теоретические сведения

В круглом металлическом волноводе могут распространяться волны H_{mn} и E_{mn} , где m – количество целых стоячих полуволн, укладываемых по окружности волновода, n – количество целых стоячих полуволн, укладываемых по радиусу волновода. Волна в круглом металлическом волноводе распространяется, если согласно (1.1) ее длина волны λ_0 , рассчитанная из частоты, меньше критической длины волны для конкретного типа волны [1 – 6].

Критические длины волн в круглом волноводе определяются путем решения волновых уравнений в цилиндрической системе координат.

Для волн типа E_{mn} в круглом волноводе [1 – 6]

$$\lambda_{кр} = 2\pi a / \nu_{mn}, \quad (2.1)$$

где a – радиус волновода; ν_{mn} – n -ый корень уравнения $J_m(x) = 0$.

Для волн типа H_{mn} в круглом волноводе

$$\lambda_{кр} = 2\pi a / \mu_{mn}, \quad (2.2)$$

где μ_{mn} – n -ый корень уравнения $J'_m(x) = 0$.

Значения корней ν_{mn} и μ_{mn} приведены в Таблицах 2.1 и 2.2.

Таблица 2.1

Значения корней ν_{mn} функций Бесселя $J_m(x)$

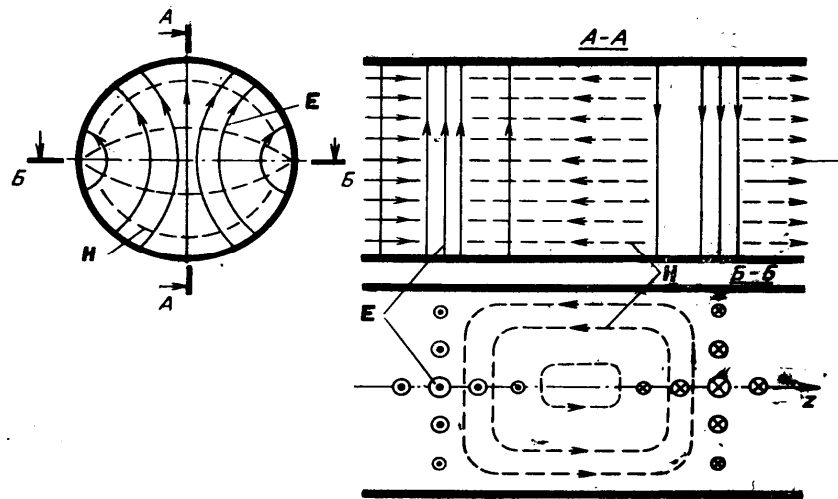
m	n			
	1	2	3	4
0	2,405	5,520	8,654	11,792
1	3,832	7,016	10,173	13,324
2	5,136	8,417	11,620	14,796
3	6,380	9,761	13,015	16,223
4	7,588	11,065	14,373	17,616

Значения корней μ_{mn} функций Бесселя $J'_m(x)$

m	n			
	1	2	3	4
0	3,832	7,016	10,174	13,316
1	1,814	5,331	8,536	11,701
2	3,054	6,705	9,965	13,166
3	4,200	8,017	11,403	
4	5,317	9,284	12,626	

При анализе волн в круглом волноводе используется цилиндрическая система координат r, φ, z , причем ось z совмещена с продольной осью волновода.

Низший тип волны в круглом волноводе, имеющей максимальную критическую длину волны $\lambda_{kp} = 3.415a$ - волна H_{11} . Структура ее поля (рис. 2.1) близка к структуре поля волны H_{10} в прямоугольном волноводе.

Рис. 2.1 Структура поля волны H_{11} в круглом волноводе.

Мощность, переносимая волной типа H_{11} в круглом волноводе, определяется по следующей формуле:

$$P = \frac{\pi a^2 \sqrt{1 - (\lambda_0 / 3.415a)^2}}{4.28 Z_0} E_0^2. \quad (2.3)$$

Расчетные формулы для коэффициентов ослабления конкретных типов волн в волноводе имеют вид [1 – 6]

- для волн типа H_{mn} в круглом волноводе

$$\alpha_m = \frac{R_s}{Z_0 a \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp}}\right)^2}} \left[\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp}}\right)^2 + \frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} \right]; \quad (2.4)$$

- для волн типа E_{mn} в круглом волноводе

$$\alpha_m = \frac{R_s}{Z_0 a \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{kp}} \right)^2}}. \quad (2.5)$$

Расчетные формулы (2.3) – (2.5) получены в предположении, что волновод имеет воздушное заполнение. Если волновод заполнен диэлектриком, то в эти формулы вместо λ_0 следует подставлять значение длины волны в диэлектрике $\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon}$.

2.3 Примеры решения типовых задач

Задание

Для круглого волновода с радиусом поперечного сечения 70 мм определить границы одноволнового режима.

Решение

Основным низшим типом волны круглого волновода является волна H_{11} , первое высшее колебание в круглом волноводе E_{01} . Условие распространения одной основной волны в круглом волноводе – одноволнового режима:

$$\lambda_{kpE_{01}} < \lambda < \lambda_{kpH_{11}},$$

где $\lambda_{kpH_{11}} = 3.41a$ - критическая длина волны колебания H_{11} ; $\lambda_{kpE_{01}} = 2.613a$ - критическая длина волны колебания E_{01} .

Тогда для заданного волновода границы частотного диапазона одноволнового режима равны

$$\begin{aligned} \frac{c}{3.41a} < f < \frac{c}{2.613a}, \\ \frac{3 \cdot 10^8}{3.41 \cdot 7 \cdot 10^{-2}} < f < \frac{3 \cdot 10^8}{2.613 \cdot 7 \cdot 10^{-2}}, \\ 1.257 \cdot 10^9 \text{ Гц} < f < 1.636 \cdot 10^9 \text{ Гц}. \end{aligned}$$

Задача 6.2

Для частоты электромагнитной волны $f = 9 \text{ ГГц}$ найти ограничения на размеры поперечного сечения круглого волновода при условии его работы в одноволновом режиме.

Решение

Заданная частота соответствует длине волны $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{9 \cdot 10^9} = 0.033 \text{ м}$.

При одноволновом режиме в волноводе распространяется только основной тип колебания H_{11} , т.е. ограничения на длину волны

$$\begin{cases} \lambda > \lambda_{kpE_{01}} \\ \lambda < \lambda_{kpH_{11}} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \lambda > 2.613a \\ \lambda < 3.41a \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a < \lambda / 2.613 \\ a > \lambda / 3.41 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} a < 0.012595 \text{ м} \\ a > 0.009677 \text{ м} \end{cases}.$$

Таким образом, размер поперечного сечения круглого волновода – радиус для частоты $f = 9 ГГц$ должен удовлетворять следующему условию $9.677 мм < a < 12.595 мм$.

Задача 6.3

Для круглого волновода с радиусом поперечного сечения 70мм с воздушным заполнением для частоты волны $f = 9 ГГц$ для низшего типа волны определить:

- длину волны в волноводе,
- фазовую скорость волны,
- коэффициент затухания при условии выполнения волновода из меди,
- предельную мощность волны в волноводе.

Решение

Найдем длину волны в волноводе для волны типа H_{11} согласно (2.2) при воздушном заполнении волновода $\varepsilon = 1, \mu = 1$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0 / \sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}} = \frac{0.033}{\sqrt{1 - \left(\frac{0.033}{3.41 \cdot 0.070} \right)^2}} = 0.0333 м.$$

Фазовая скорость волны H_{11} в волноводе согласно (2.3)

$$V_\phi = \frac{c / \sqrt{\varepsilon\mu}}{\sqrt{1 - \frac{1}{\varepsilon\mu} \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}} = \frac{3 \cdot 10^8}{\sqrt{1 - \left(\frac{0.033}{3.41 \cdot 0.07} \right)^2}} = 3.029 \cdot 10^8 м/с.$$

При выполнении волновода из меди (удельная проводимость меди $\sigma = 5.7 См/м$) поверхностное сопротивление стенок волновода равно

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega \mu_a}{2\sigma}} = \sqrt{\frac{2\pi \cdot 9 \cdot 10^9 \cdot 1.257 \cdot 10^{-6}}{2 \cdot 5.7 \cdot 10^7}} = 0.025 Ом/м^2$$

Коэффициент затухания волны в волноводе находится по (2.8).

$$\begin{aligned} \alpha_m &= \frac{R_s}{Z_0 a \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2}} \left[\left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{кр}} \right)^2 + \frac{m^2}{\mu_{mn}^2 - m^2} \right] = \\ &= \frac{0.025}{377 \cdot 0.07 \sqrt{1 - \left(\frac{0.033}{3.41 \cdot 0.07} \right)^2}} \left(\left(\frac{0.033}{3.41 \cdot 0.033} \right)^2 + \frac{1}{2.405^2 - 1} \right) = 6.991 \cdot 10^{-4} Неп/м \end{aligned}$$

или $\alpha_m = 6.991 \cdot 10^{-4} \cdot 8.69 = 6.075 \cdot 10^{-3} дБ/м$.

Предельная мощность волны в волноводе, заполненным воздухом ($E_{max} = 30 кВ/см$), согласно (2.7)

$$\begin{aligned} P &= \frac{\pi a^2 \sqrt{1 - (\lambda_0 / 3.415a)^2}}{4.28 Z_0} E_0^2 = \frac{\pi 0.07^2 \sqrt{1 - (0.033 / (3.41 \cdot 0.07))^2}}{4.28 \cdot 377} \cdot (3 \cdot 10^5)^2 = \\ &= 8.504 \cdot 10^7 Вт. \end{aligned}$$

2.4 Задание по теме практической работы

В соответствии с вариантом Приложения [Таблица П2.1](#) выполнить следующие расчеты:

- для круглого металлического волновода с заданными размерами поперечного сечения определить границы одноволнового режима;
- для круглого металлического волновода для заданной частоты найти ограничения на размеры поперечного сечения волновода при условии его работы в одноволновом режиме;
- для круглого металлического волновода с воздушным заполнением для заданно частоты волны для низшего типа волны определить [длину волны в волноводе](#), [фазовую скорость волны](#), [коэффициент затухания](#) при условии выполнения волновода из меди, [предельную мощность](#) волны в волноводе.

Практическая работа №3 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ПРЯМОУГОЛЬНОГО ВОЛНОВОДНОГО РЕЗОНАТОРА

3.1 Цель работы

- 1). Изучить принципы формирования электромагнитных волн в элементарном электрическом излучателе.
- 2). Получить навыки численной оценки характеристик и параметров элементарного излучателя электромагнитных волн.

3.2 Основные теоретические сведения

Объемный резонатор представляет собой замкнутую полость, ограниченную металлическими стенками, внутри которой существуют электромагнитные колебания. Наибольшее практическое применение нашли прямоугольный и цилиндрический резонаторы (рис. 3.1), являющиеся по существу закороченными на концах отрезками соответствующих волноводов.

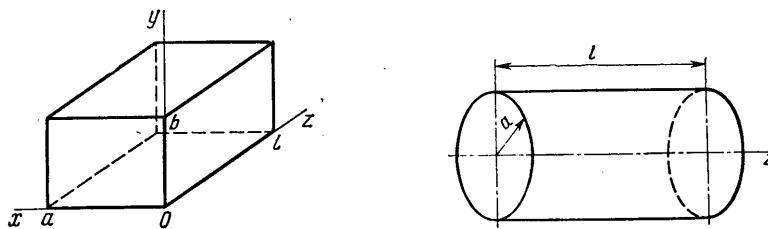


Рис. 3.1 Прямоугольный и цилиндрический резонаторы

В резонаторах на основе волноводов могут существовать колебания типа E_{mnp} , у которых $H_z = 0$, и колебания типа H_{mnp} , у которых $E_z = 0$.

Объемные резонаторы резонируют на бесконечном множестве дискретных частот f_{p1}, f_{p2}, \dots , каждой из которых соответствует определенная структура электромагнитного поля в резонаторе. Колебание, которому при данных размерах резонатора соответствует минимальная резонансная частота, называют *низшим*, а чаще всего оно является *основным* колебанием объемного резонатора.

Резонансная частота колебаний E_{mnp} или H_{mnp} в *прямоугольном резонаторе* (индекс m показывает, сколько стоячих полуволн укладывается по широкой стенке волновода, n - по узкой стенке волновода, p - по длине волновода) определяется по выражению

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\varepsilon_a\mu_a}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2}, \quad (3.1)$$

где a, b, l – геометрические размеры прямоугольного резонатора; ε_a, μ_a – абсолютные диэлектрическая и магнитная проницаемости вещества, заполняющего внутренний объем резонатора.

Основным типом колебаний в прямоугольном резонаторе, имеющим минимальную резонансную частоту, в зависимости от соотношения размеров a, b и l могут быть H_{101}, H_{011} или E_{110} . Например. При $b < a$ и $b < l$ основным типом колебаний является H_{101} , картина линий поля которого изображена на рис. 3.2.

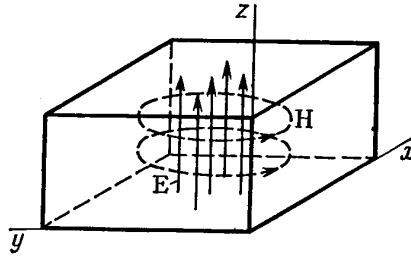


Рис.3.2 Силовые линии колебания H_{101} в прямоугольном резонаторе

Картина силовых линий поля колебаний H_{011} и E_{110} отличается только ориентацией векторов. Например, вектор E у колебания H_{011} ориентирован в направлении оси y , а у колебания E_{110} – в направлении оси z . В резонаторе кубической формы резонансные частоты этих трех колебаний совпадают (явление вырождения).

Энергия, запасенная в объемном резонаторе любого типа равна

$$W = \int_V \varepsilon_a \frac{E^2}{2} dV = \int_V \mu_a \frac{H^2}{2} dV, \quad (3.2)$$

где E и H – амплитудные значения напряженности электрического и магнитного полей; интегрирование ведется по объему V резонатора.

В частности, для колебаний типов $H_{101}, H_{011}, E_{110}$ в прямоугольном резонаторе

$$W = \frac{1}{8} \varepsilon_a E_{\max}^2 abl, \quad (3.3)$$

где E_{\max} – максимальная амплитуда напряженности электрического поля в резонаторе.

Добротность объемного резонатора определяют как отношение энергии электромагнитного поля, запасенной в резонаторе, к энергии, теряемой за период собственных колебаний

$$Q = \frac{\omega_p \int_V \mu_a |H|^2 dV}{R_s \oint_S |H_\tau|^2 dS}. \quad (3.4)$$

Для колебания типа H_{101} в прямоугольном резонаторе

$$Q = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{abl(a^2 + l^2)}{a^3(l + 2b) + l^3(a + 2b)}. \quad (3.5)$$

В формуле (3.5) учитываются лишь потери в металлических стенках резонаторов. Если резонатор заполнен диэлектриком с потерями, то результирующая добротность равна

$$Q = \frac{1}{1/Q_m + tg\delta}, \quad (3.6)$$

где Q_m – добротность резонатора, обусловленная потерями в металлических стенках; $tg\delta$ – тангенс угла потерь вещества, заполняющего резонатор.

3.3 Примеры решения типовых задач

Задача 3.1

Для прямоугольного резонатора с размерами $23\text{мм} \times 10\text{мм} \times 15\text{мм}$, с заполнением с параметрами $\varepsilon = 2.08$, $tg\delta = 2.5 \cdot 10^{-4}$, $\mu = 1$, стенки которого выполнены из латуни, и максимальная напряженность электрического поля в котором $E_{\max} = 30\text{кВ/см}$, определить

- резонансные волны двух низших колебаний, их структуру поля и структуру токов на стенках резонатора;
- добротность и полосу частот основного типа колебаний;
- энергию, запасенную в резонаторе, для заданного значения напряженности поля $E_{\max} = 30\text{кВ/см}$.

Решение

Определим резонансные частоты трех низших типов колебаний в прямоугольном резонаторе – E_{110} , H_{101} и H_{011} .

Согласно выражению (3.1)

$$f_p = \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2 + \left(\frac{p\pi}{l}\right)^2},$$

$$f_{pH_{101}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{2.08 \cdot 1}} \sqrt{\left(\frac{1 \cdot \pi}{0.023}\right)^2 + \left(\frac{0 \cdot \pi}{0.01}\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot \pi}{0.015}\right)^2} = 8.278 \cdot 10^9 \text{ Гц},$$

$$f_{pE_{110}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{2.08 \cdot 1}} \sqrt{\left(\frac{1 \cdot \pi}{0.023}\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot \pi}{0.01}\right)^2 + \left(\frac{0 \cdot \pi}{0.015}\right)^2} = 1.134 \cdot 10^{10} \text{ Гц},$$

$$f_{pH_{011}} = \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{2.08 \cdot 1}} \sqrt{\left(\frac{0 \cdot \pi}{0.023}\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot \pi}{0.01}\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot \pi}{0.015}\right)^2} = 1.25 \cdot 10^{10} \text{ Гц}.$$

Полученные значения частот позволяют сделать вывод, что два низших колебания заданного прямоугольного резонатора – колебания H_{101} и E_{110} , причем основным колебанием является колебание H_{101} . На рисунках 3.2 и 3.3 приведены структура поля и токов двух низших колебаний резонатора.

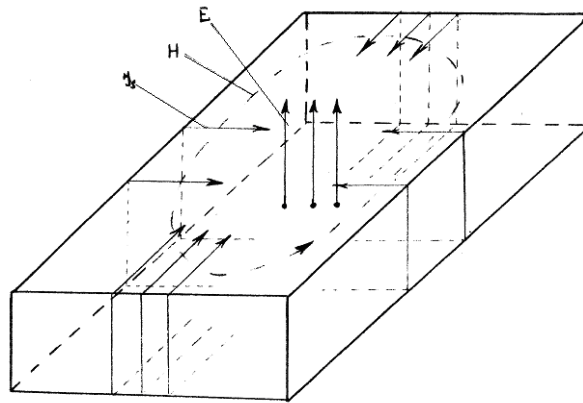


Рис. 3.2 Структура поля и токов на стенках прямоугольного резонатора для колебания H_{101}

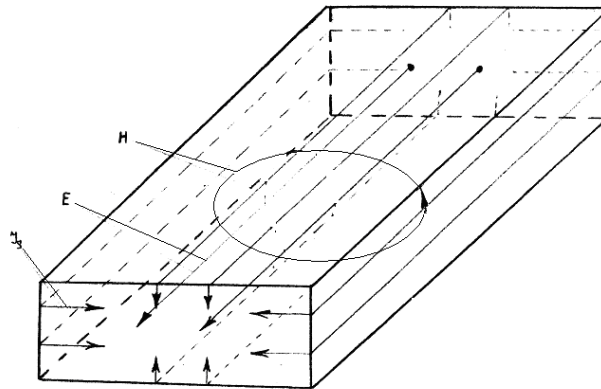


Рис. 3.3 Структура поля и токов на стенках прямоугольного резонатора для колебания E_{110}

Найдем *добротность резонатора* на основном колебании H_{101} , определяемую потерями на токи проводимости на металлических стенках резонатора. Согласно (3.5) она равна

$$Q_m = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{abl(a^2 + l^2)}{a^3(l + 2b) + l^3(a + 2b)} =$$

$$= \frac{2\pi \cdot 8.278 \cdot 10^9 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1}{2 \cdot 0.019} \cdot \frac{0.025 \cdot 0.01 \cdot 0.015(0.025^2 + 0.015^2)}{0.025^3(0.015 + 2 \cdot 0.01) + 0.015^3(0.025 + 0.01)} = 7.846 \cdot 10^3$$

где $\mu_a = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$; для латуни $\sigma = 1.4 \cdot 10^7 \text{ См/м}$,

$$R_s = \sqrt{\frac{8.278 \cdot 10^9 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 1.4 \cdot 10^7}} = 0.019 \text{ Ом/м}^2$$

Найдем *добротность* с учетом потерь в материале заполнения (3.6)

$$Q = \frac{1}{1/Q_m + \text{tg}\delta} = \frac{1}{\frac{1}{7846} + 2.5 \cdot 10^{-4}} = 2.649 \cdot 10^3.$$

Определим *ширину полосы пропускания* данного резонатора на основном колебании

$$\Delta f = \frac{f_p}{Q} = \frac{8.278 \cdot 10^9}{2649} = 3.125 \cdot 10^6 \text{ Гц}.$$

Рассчитаем энергию, запасенную в резонаторе для заданного $E_{\text{max}} = 30 \text{ кВ/см}$ для основного колебания (3.5)

$$W = \frac{1}{8} \varepsilon_a E_{\max}^2 abl = \frac{1}{8} 8.854 \cdot 10^{-12} \cdot 2.08 \cdot (3 \cdot 10^6)^2 \cdot 0.025 \cdot 0.01 \cdot 0.015 = 7.758 \cdot 10^{-5} \text{ Дж} .$$

3.4 Задание по теме практической работы

Задание

Для резонатора с заданными размерами, с заполнением с параметрами ε , $\operatorname{tg} \delta$, $\mu=1$, стенки которого выполнены из заданного материала, при максимальной напряженности электрического поля E_{\max} , определить

- резонансные волны двух низших колебаний, их структуру поля и структуру токов на стенках резонатора;
- добротность и полосу частот основного типа колебаний;
- энергию, запасенную в резонаторе для заданного значения E_{\max} .

Данные для расчета приведены в [Таблице П3.1](#)

Практическая работа №4

РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ВОЛНОВОДНОГО РЕЗОНАТОРА

4.1 Цель работы

1). Изучить условия возникновения колебаний в объемных резонаторах, выполненных из металлических волноводов.

2) Получить навыки расчета характеристик и параметров объемных резонаторов.

4.2 Основные теоретические сведения

Резонансные частоты колебаний H_{mnp} и E_{mnp} цилиндрического резонатора (индекс m показывает, сколько стоячих полуволн укладывается по окружности волновода, n – вдоль радиуса волновода, p – по длине волновода) определяются по формулам

– колебания типа H_{mnp}

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon_a\mu_a}} \sqrt{\left(\frac{\mu_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi p}{l}\right)^2}, \quad (4.1)$$

где μ_{mn} – n -ый корень уравнения $J'_m(x) = 0$;

- колебания E_{mnp}

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon_a\mu_a}} \sqrt{\left(\frac{\nu_{mn}}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi p}{l}\right)^2}, \quad (4.2)$$

где ν_{mn} – n -ый корень уравнения $J_m(x) = 0$.

Основным колебанием типа H в цилиндрическом резонаторе является колебание H_{111} , а основным колебанием типа E – E_{010} . Силовые линии поля этих колебаний показаны на рис. 1.3 и рис. 4.1.

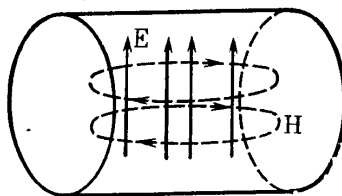


Рис. 4.1 Силовые линии поля колебания H_{111} в цилиндрическом резонаторе

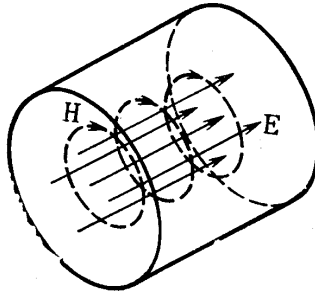


Рис. 4.2 Силовые линии поля колебания E_{010} в цилиндрическом резонаторе
Энергия, запасенная в объемном резонаторе любого типа равна

$$W = \int_V \varepsilon_a \frac{E^2}{2} dV = \int_V \mu_a \frac{H^2}{2} dV, \quad (4.3)$$

где E и H – амплитудные значения напряженности электрического и магнитного полей; интегрирование ведется по объему V резонатора.

В цилиндрическом объемном резонаторе энергию, запасенную колебаниями различных типов, вычисляют по следующим формулам:

– колебание типа E_{010}

$$W = 0.423 \varepsilon_a E_{\max}^2 a^2 l, \quad (4.4)$$

– колебание типа E_{011}

$$W = \frac{\varepsilon_a l a^2}{4} \left[\frac{\left(\frac{\pi}{l} \right)^2 + \left(\frac{\nu_{01}}{a} \right)^2}{\left(\frac{\nu_{01}}{a} \right)^2} \right] E_{\max}^2, \quad (4.5)$$

– колебание типа H_{011}

$$W = 0.316 \varepsilon_a E_{\max}^2 a^2 l, \quad (4.6)$$

– колебание типа H_{111}

$$W = 0.749 \varepsilon_a E_{\max}^2 a^2 l. \quad (4.7)$$

Добротность объемного резонатора определяют как отношение энергии электромагнитного поля, запасенной в резонаторе, к энергии, теряемой за период собственных колебаний

$$Q = \frac{\omega_p \int_V \mu_a |H|^2 dV}{R_s \oint_S |H_\tau|^2 dS}. \quad (4.8)$$

Добротность важнейших типов колебаний в цилиндрическом резонаторе рассчитывают по формулам

– колебание типа E_{010}

$$Q = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{al}{a+l}, \quad (4.9)$$

– колебание типа E_{011}

$$Q = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{al}{2a+l}, \quad (4.10)$$

– колебание типа H_{011}

$$Q = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{\omega_p^2 \varepsilon_a \mu_a l a^2}{\mu_{01}^2 \frac{l}{a} + \pi^2 \frac{a^2}{l^2}}, \quad (4.11)$$

– колебание типа H_{111}

$$Q = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{\lambda_p \left(1 - \frac{1}{\mu_{11}}\right)^2 \left[\mu_{11}^2 + \left(\frac{\pi a}{l}\right)^2\right]^{3/2}}{2\pi \left[\mu_{11}^2 + \left(\frac{\pi a}{l}\right)^2 + \left(1 - \frac{2a}{l}\right) \left(\frac{\pi a}{l \mu_{11}}\right)^2\right]}. \quad (4.12)$$

4.3 Примеры решения типовых задач

Задача 4.1

Для цилиндрического резонатора с размерами радиусом $R = 20 \text{ мм}$ и длиной $l = 40 \text{ мм}$, с заполнением с параметрами $\varepsilon = 3.8$, $\text{tg} \delta = 3 \cdot 10^{-5}$, $\mu = 1$, стенки которого выполнены из меди, и максимальная напряженность электрического поля в котором $E_{\max} = 25 \text{ кВ/см}$, определить, определить

- резонансные волны двух низших колебаний, их структуру поля и структуру токов на стенках резонатора;
- добротность и полосу частот основного типа колебаний;
- энергию, запасенную в резонаторе, для заданного значения напряженности поля $E_{\max} = 25 \text{ кВ/см}$.

Решение

Определим резонансные частоты трех низших типов колебаний в прямоугольном резонаторе – E_{010} , H_{111} и H_{011} .

$$\begin{aligned} f_{pE_{010}} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\nu_{01}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot 0}{l}\right)^2} = \\ &= \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{3.8 \cdot 1}} \sqrt{\left(\frac{2.405}{0.02}\right)^2 + \left(\frac{0 \cdot \pi}{0.04}\right)^2} = 2.945 \cdot 10^9 \text{ Гц}, \\ f_{pH_{111}} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\mu_{11}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot 1}{l}\right)^2} = \\ &= \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{3.8 \cdot 1}} \sqrt{\left(\frac{1.84}{0.02}\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot \pi}{0.04}\right)^2} = 2.963 \cdot 10^9 \text{ Гц}, \\ f_{pH_{011}} &= \frac{c}{2\pi\sqrt{\varepsilon\mu}} \sqrt{\left(\frac{\mu_{01}}{R}\right)^2 + \left(\frac{\pi \cdot 1}{l}\right)^2} = \\ &= \frac{3 \cdot 10^8}{2\pi\sqrt{3.8 \cdot 1}} \sqrt{\left(\frac{3.83}{0.02}\right)^2 + \left(\frac{1 \cdot \pi}{0.04}\right)^2} = 5.07 \cdot 10^{10} \text{ Гц}. \end{aligned}$$

Полученные значения частот позволяют сделать вывод, что два низших колебания заданного цилиндрического резонатора – колебания E_{010} и H_{111} , при-

чем основным колебанием является колебание E_{010} . На рис. 4.3 и 4.4 приведены структура поля и токов двух низших колебаний резонатора.

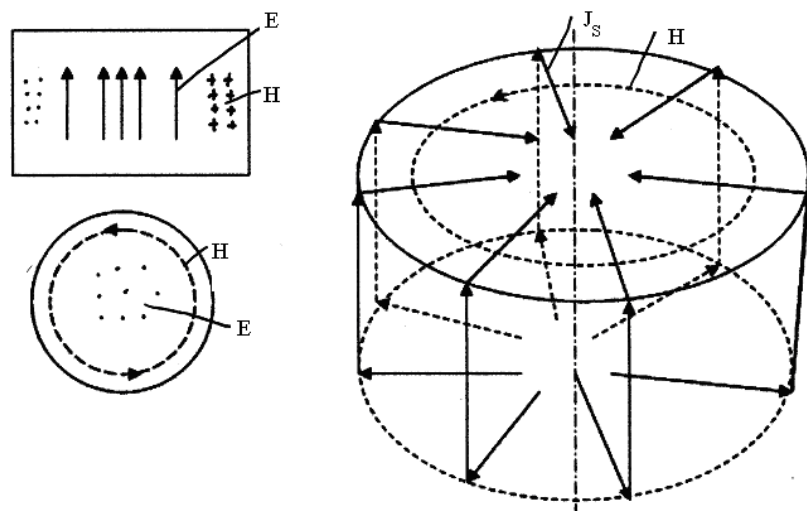


Рис. 4.3 Структура поля и токов на стенках цилиндрического резонатора для колебания E_{010}

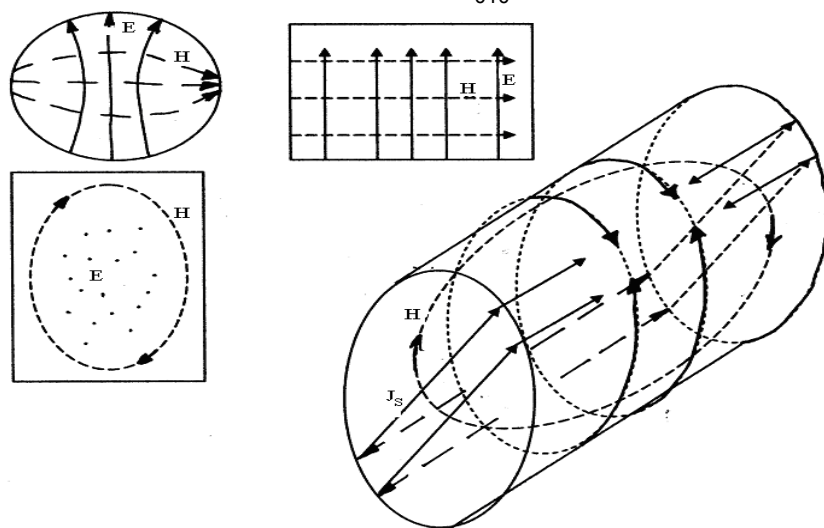


Рис. 4.4 Структура поля и токов на стенках цилиндрического резонатора для колебания H_{111}

Найдем *добротность резонатора* на основном колебании E_{010} , определяемую потерями на токи проводимости на металлических стенках резонатора. Она равна

$$Q_m = \frac{\omega_p \mu_a}{2R_s} \frac{Rl}{R+l} = \frac{2\pi \cdot 2.945 \cdot 10^9 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1}{2 \cdot 0.0057} \cdot \frac{0.02 \cdot 0.04}{0.02 + 0.04} = 4330$$

где $R_s = \sqrt{\frac{2.945 \cdot 10^9 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{2 \cdot 5.7 \cdot 10^7}} = 0.0057 \text{ Ом/м}^2$.

Найдем *добротность* с учетом потерь в материале заполнения

$$Q = \frac{1}{1/Q_m + tg\delta} = \frac{1}{\frac{1}{4330} + 3 \cdot 10^{-5}} = 3.83 \cdot 10^3.$$

Определим *ширину полосы пропускания* данного резонатора на основном колебании

$$\Delta f = \frac{f_p}{Q} = \frac{2.945 \cdot 10^9}{3830} = 7.685 \cdot 10^6 \text{ Гц} .$$

Рассчитаем энергию, запасенную в резонаторе для заданного $E_{\max} = 25 \text{ кВ/см}$ для основного колебания

$$W = 0.423 \varepsilon_a E_{\max}^2 R^2 l = 0.423 \cdot 8.854 \cdot 10^{-12} \cdot 3.8 \cdot (25 \cdot 10^5)^2 (0.02)^2 \cdot 0.04 = 1.42 \cdot 10^{-3} \text{ Дж} .$$

4.4 Задание по теме практической работы

Для резонатора с заданными размерами, с заполнением с параметрами ε , $\text{tg}\delta$, $\mu=1$, стенки которого выполнены из заданного материала, при максимальной напряженности электрического поля E_{\max} , определить

- резонансные волны двух низших колебаний, их структуру поля и структуру токов на стенках резонатора;
- добротность и полосу частот основного типа колебаний;
- энергию, запасенную в резонаторе для заданного значения E_{\max} .

Данные для расчета приведены в [Таблице П4.1](#).

Практическая работа №5 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ ФНЧ

5.1 Цель работы

1. Изучить конструкцию и принцип работы полосковых фильтров СВЧ.
2. Получить навыки проектирования полосковых фильтров СВЧ.

5.2 Основные теоретические сведения

Фильтрами СВЧ называют пассивные четырехполюсники, осуществляющие передачу СВЧ колебаний в согласованную нагрузку в соответствии с заданной частотной характеристикой [1–3].

По взаимному расположению полос пропускания и заграждения принято выделять следующие типы фильтров: фильтры нижних частот (ФНЧ), пропускающие сигналы с частотами ниже граничной частоты и подавляющие сигналы с частотами выше граничной; фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие сигналы на частотах других частот; полосно-пропускающие фильтры (ППФ), пропускающие в пределах заданной полосы частот и подавляющие сигналы вне этой полосы; полосно-запирающие фильтры (ПЗФ), подавляющие сигналы в пределах заданной полосы частот и пропускающие сигналы вне этой полосы.

Частотная характеристика каждого фильтра имеет переходную область между полосой пропускания и полосой заграждения. В этой области затухание меняется от максимального значения до минимального. Обычно стараются уменьшать эту область, что приводит к усложнению фильтра, увеличению числа его звеньев. При проектировании фильтров, как правило, задаются следующие характеристики: полоса пропускания, полоса заграждения, средняя частота, затухание в полосе пропускания, затухание в полосе заграждения.

Фильтры СВЧ на полосковых линиях строят как на коротких отрезках, так и на резонансных отрезках линий. Полосковые линии в отличие от полых волноводов не имеют нижней частоты отсечки, поэтому на их основе могут быть реализованы практически все типы фильтров, включая фильтры нижних частот.

Возможность создания фильтров на отрезках линий, играющих роль реактивных элементов, основана на том, что короткозамкнутые и разомкнутые отрезки линий длиной $l < \lambda_g/4$ эквивалентны соответственно индуктивности и емкости, а при длинах $l = \lambda_g/4$ или $\lambda_g/2$ они становятся резонансными и эквивалентны параллельному или последовательному колебательному контуру (в зависимости от длины и замкнуты или разомкнуты они на конце).

Для аппроксимации частотных характеристик затухания применяется ряд функций, удовлетворяющих условиям физической реализуемости фильтров. Наиболее широко используемыми функциями аппроксимации частотных характеристик фильтров являются полиномы Чебышева и максимально плоские

функции Баттерворта. Чебышевская характеристика имеет более крутые склоны по сравнению с максимально плоской (меньшую величину полосы перехода), но зато пульсирующий характер затухания и коэффициента стоячей волны в полосе пропускания. Для получения чебышевской характеристики требуется меньшее число звеньев фильтра, чем для получения максимально плоской. Фильтры с максимально-плоской частотной характеристикой не имеют осцилляций в полосе пропускания; их фазо-частотная характеристика близка к линейной.

Фильтры нижних частот на полосковой линии передачи

Для расчета ФНЧ СВЧ диапазона обычно используют метод сравнения с фильтрами-прототипами нижних частот из элементов с сосредоточенными параметрами (рис. 5.1).

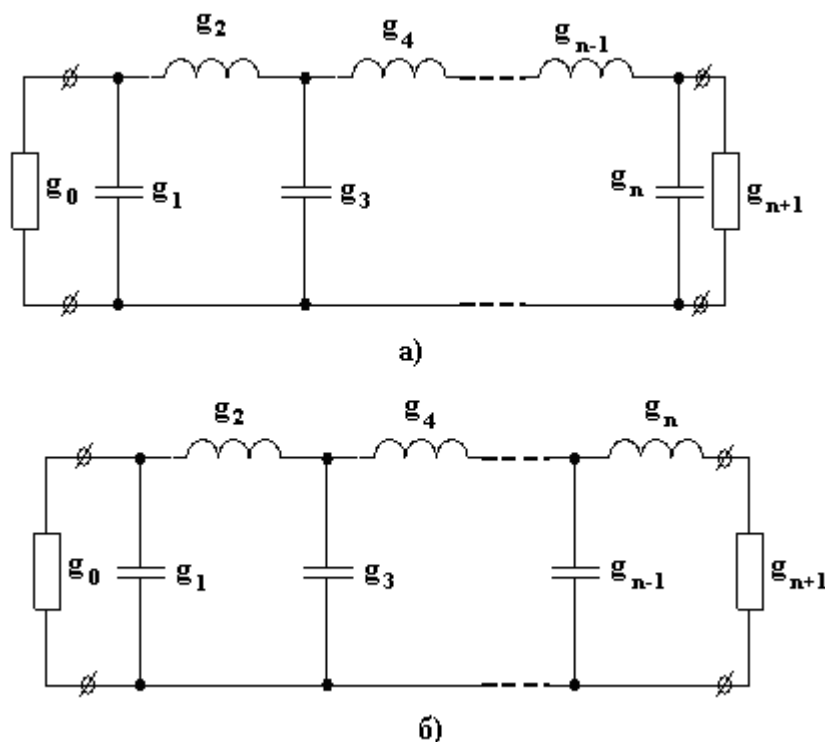


Рис. 5.1 Фильтр нижних частот с сосредоточенными постоянными: а – с нечетным числом элементов, б – с четным числом элементов

Частотная характеристика затухания L ФНЧ определяется выражениями:

а) при Чебышевской характеристике

$$L = 1 + (L_n - 1)T_n^2(f/f_n), \quad (5.1)$$

б) при максимально плоской характеристике

$$L = 1 + (L_n - 1)(f/f_n)^{2n}, \quad (5.2)$$

где $T_n(f/f_n)$ -полином Чебышева 1-го рода n -го порядка; L_n – затухание на границе полосы пропускания, выраженное в безразмерных единицах.

Число элементов n схемы – прототипа ФНЧ рассчитывают по формулам

а) при Чебышевской характеристике

$$n \approx \frac{a \tau ch \sqrt{(L_3 - 1)(L_n - 1)}}{a \tau ch \Delta f_3 / \Delta f_n} \quad (5.3)$$

б) при максимально плоской характеристике

$$n \approx \frac{\lg \sqrt{(L_3 - 1)(L_n - 1)}}{\lg \Delta f_3 / \Delta f_n} \quad (5.4)$$

где L_3 – минимальное затухание в полосе заграждения (в безразмерных единицах); Δf_3 и Δf_n – ширина полосы заграждения и полосы пропускания, соответственно.

Полученный результат n округляется до ближайшего целого.

Далее задаются обобщенными параметрами схемы ФНЧ – нормированными проводимостями звеньев схемы – прототипа.

Обобщенные параметры прототипной схемы ФНЧ могут быть определены по таблицам [7] или вычислены по соответствующим формулам.

Параметры чебышевского НЧ фильтра

НЧ чебышевский фильтр с нечетным числом элементов имеет одинаковые нагрузочные сопротивления слева и справа, т.е. $g_0 = g_{n+1}$.

Величина нагрузочного сопротивления при четном числе элементов выражается формулой

$$r = th^2(\beta/4), \quad (5.5)$$

$$\beta = \ln(cth(L_n/17.37)), \quad (5.6)$$

где L_n – максимальное затухание в полосе пропускания фильтра, дБ.

Параметры элементов фильтра при условии нормировки ($g_0 = 1$) рассчитываются по формулам

$$g_1 = \frac{2a_1}{\gamma}, \quad \gamma = sh \left[\frac{\beta}{2n} \right] \quad (5.7)$$

$$g_i = \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}}, \quad (5.8)$$

$$a_i = \sin \left[\frac{(2i-1)\pi}{2n} \right] \text{ и } b_i = \gamma^2 + \sin^2 \left(\frac{i\pi}{n} \right), \text{ где } i=2, \dots, n. \quad (5.9)$$

При нечетном числе элементов фильтра $g_n = g_1$, при четном числе элементов $g_n = g_1 \cdot r$.

Параметры НЧ фильтра с плоской характеристикой

Параметры элементов схемы НЧ фильтра с плоской характеристикой затухания рассчитываются по формулам

$$g_0 = g_{n+1} = 1$$

$$g_k = 2\sqrt{h} \sin \left[\frac{(2k-1)\pi}{2n} \right], \quad k=1,2,\dots,n \quad (5.10)$$

$$h = \sqrt{10^{L_n/10} - 1}, \quad (5.11)$$

где L_n – максимальное затухание в полосе пропускания фильтра, дБ.

Сущность реализации полоскового фильтра СВЧ состоит в том, что сосредоточенные элементы лестничной схемы фильтра-прототипа (рис. 5.1) заменяются отрезками полосковой линии.

В данном случае, ФНЧ образуется чередованием последовательно включенных коротких отрезков линий с большим W_{Li} и малым W_{Ci} волновыми

сопротивлениями, эквивалентных соответственно индуктивности (из-за большой погонной индуктивности и малой погонной емкости) и емкости (из-за большой погонной емкости и малой погонной индуктивности). Токонесущая полоска СВЧ фильтра нижних частот изображена на рисунке 5.2.

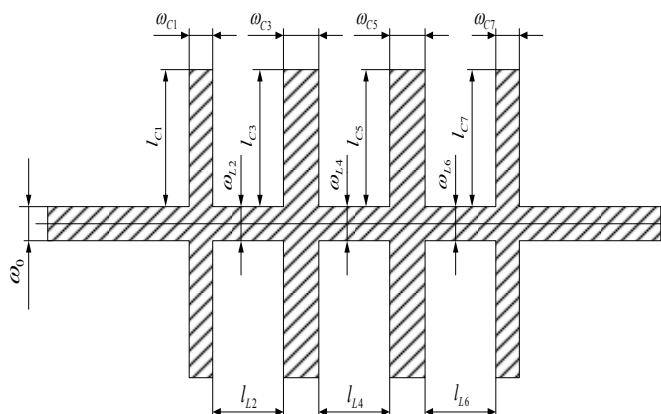


Рис. 5.2 Топология полоскового ФНЧ

Если выбрать длину отрезков, реализующих параллельные емкости (l_L), равной $0,1\lambda_v$, где λ_v – длина волны в линии на граничной частоте полосы пропускания фильтра – частоте среза ω_c , то волновые сопротивления разомкнутых отрезков, аппроксимирующих емкости ФНЧ равны

$$Z_{ci}=1,454 R_0/g_i, \quad (5.12)$$

а волновые сопротивления отрезков линий, аппроксимирующих индуктивности ФНЧ, равны

$$Z_{Li}=R_0g_i/0,727. \quad (5.13)$$

Волновые сопротивления Z_0 входного и выходного отрезков линии равны $Z_0=R_0$.

Первая паразитная полоса пропускания такого фильтра расположена на частоте $\omega = 5\omega_c$, так как при этом $l_L=l_C=\lambda_v/2$.

5.3 Примеры решения типовых задач

Задача 5.1

Спроектировать полосковый [фильтр нижних частот](#) с параметрами $f_c=9,375$ ГГц, $L_n=0,5$ дБ (чебышевская характеристика), $f_3=12,2$ ГГц, $L_3=30$ дБ при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Число резонаторов фильтра с чебышевской характеристикой затухания

$$n \approx \frac{\text{arch}\sqrt{(1000-1)/(1,122-1)}}{\text{arch}12,2/9,375} = 6,8576.$$

Полученный результат округляется до ближайшего целого $n=7$.

На рис. 3.11 показана характеристика затухания чебышевского фильтра, состоящего из семи звеньев, обеспечивающего заданные параметры – на частоте среза 9,375 ГГц затухание 0,5 дБ, на частоте 12,2 ГГц затухание 30 дБ.

Обобщенные параметры схемы фильтра рассчитываются по формулам (5.5) – (5.9). Расчеты параметров сведены в Таблицу 5.2.

Таблица 5.2

Параметры звеньев фильтра нижних частот

Номер звена	1	2	3	4	5	6	7
a_i	0,223	0,623	0,901	1,000	0,901	0,623	0,223
b_i	0,257	0,677	1,016	1,016	0,677	0,254	0,066
g_i	1,737	1,258	2,638	1,344	2,638	1,258	1,737

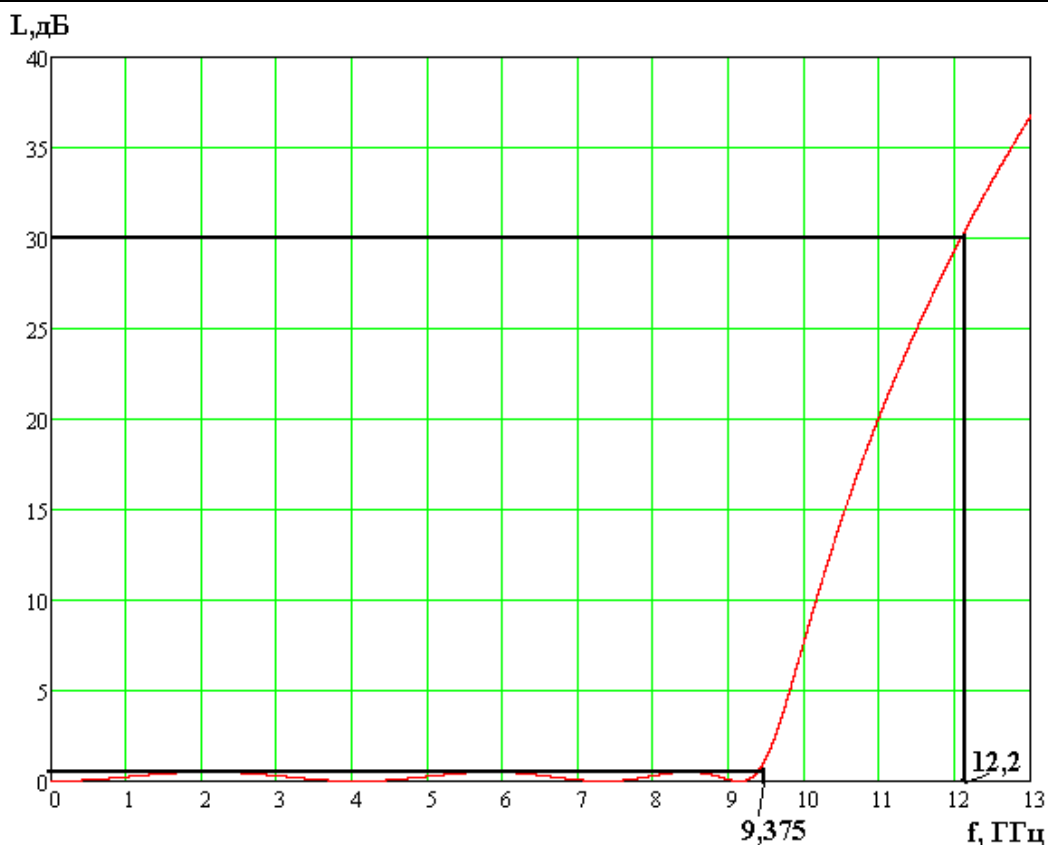


Рис. 5.3 Характеристика затухания семизвенного фильтра нижних частот с чебышевской характеристикой

Волновые сопротивления разомкнутых отрезков, аппроксимирующих емкости фильтра-прототипа, равны

$$Z_{C1} = Z_{C7} = \frac{2Z_0}{g_1} \operatorname{tg} \frac{\pi}{5} = \frac{2 \cdot 50}{1.737} \operatorname{tg} \frac{\pi}{5} = 41.817 \text{ Ом},$$

$$Z_{C3} = Z_{C5} = \frac{2Z_0}{g_3} \operatorname{tg} \frac{\pi}{5} = \frac{2 \cdot 50}{2.638} \operatorname{tg} \frac{\pi}{5} = 27.536 \text{ Ом}.$$

Волновые сопротивления короткозамкнутых отрезков, аппроксимирующих индуктивности фильтра-прототипа, равны

$$Z_{L2} = Z_{L6} = \frac{Z_0 g_2}{0.727} = \frac{50 \cdot 1.258}{0.727} = 88 \text{ Ом},$$

$$Z_{L4} = \frac{Z_0 g_4}{0.727} = \frac{50 \cdot 1.344}{0.727} = 92.354 \text{ Ом}.$$

Размеры разомкнутых и короткозамкнутых отрезков полосковой линии рассчитываются в следующем порядке:

– ширина проводника W по формуле

$$\frac{W}{h} = \left(\frac{314}{Z\sqrt{\varepsilon}} \right) - 1, \quad (5.14)$$

– эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{эф}$ по формуле

$$\varepsilon_{эф} = 0,5 \left[1 + \varepsilon + (\varepsilon - 1) / \sqrt{1 + 10 \frac{h}{W}} \right], \quad (5.15)$$

– длина волны в полосковой линии λ_g по формуле

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}, \quad (5.16);$$

- длина отрезка $l = \lambda_g / 10$.

Результаты расчета геометрических размеров фильтра приведены в Таблице 5.3.

Таблица 5.3

Геометрические размеры элементов фильтра нижних частот на полосковой линии

Волновое сопротивление отрезка	$W_{C1}=W_{C7}=$ =41,817Ом	$W_{C3}=W_{C5}=$ =27,536Ом	$W_{L2}=W_{L6}=$ =88Ом	$W_{L4}=92,354$ Ом
Ширина проводника W , мм	0,67	1,30	0,12	0,09
$\varepsilon_{эф}$	6,913	7,399	6,074	5,985
λ_g , мм	12,2	11,8	13,0	13,1
Длина отрезка l , мм	1,22	1,18	1,30	1,31

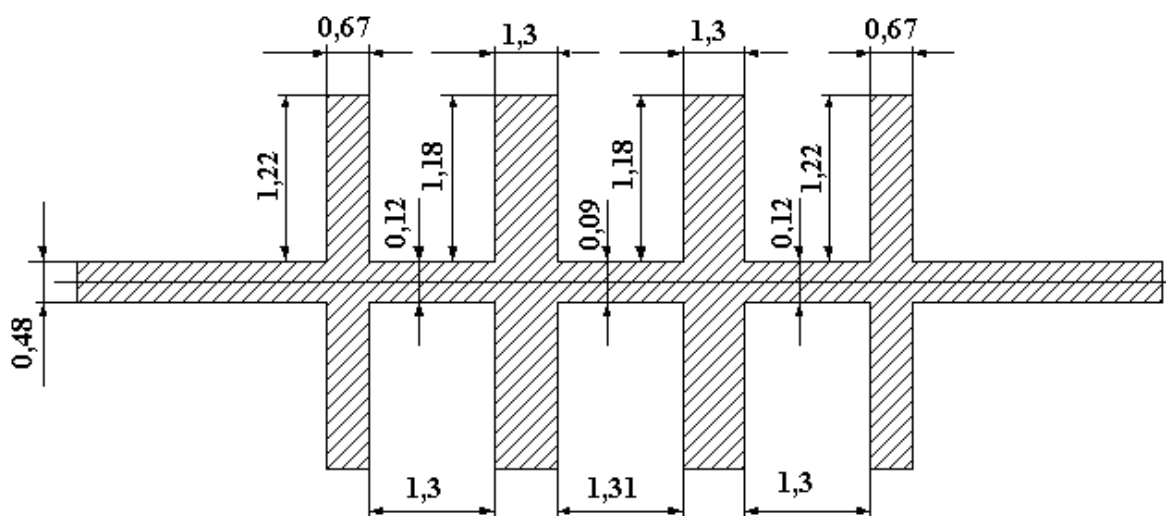


Рис. 5.4 Топология полоскового фильтра нижних частот

5.4 Задание по теме практической работы

Задание

Согласно варианту задания рассчитать размеры фильтра низких частот.

Данные для расчета приведены в Таблице П5.1.

Практическая работа №6 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ФИЛЬТРОВ СВЧ

6.1 Цель работы

- 1) Изучить конструкцию и принцип работы полосковых фильтров СВЧ.
- 2) Получить навыки проектирования полосковых фильтров СВЧ.

6.2 Основные теоретические сведения

Фильтры верхних частот на полосковой линии передачи

Это фильтры, не пропускающие сигналы с частотой выше частоты среза ω_c . Для расчета фильтров верхних частот диапазона СВЧ используются метод частотного преобразования НЧ фильтра-прототипа в фильтр верхних частот, схема которого приведена на рис. 6.1.

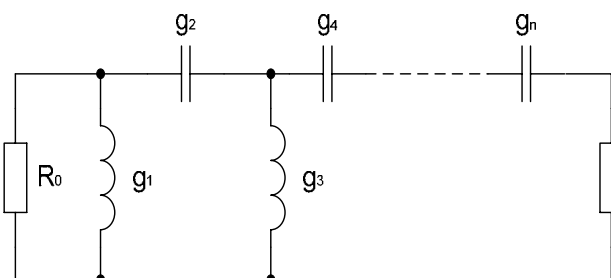


Рис. 6.1 Фильтр верхних частот с сосредоточенными параметрами

Схема и параметры фильтра верхних частот могут быть определены по данным параметрического синтеза фильтра нижних частот с такой же частотой среза путем преобразования частотной переменной

$$\Omega = -\omega_c / \omega. \quad (6.1)$$

При этом каждый конденсатор с емкостью C фильтра нижних частот заменяется на катушку с индуктивностью

$$L' = \frac{1}{\omega_c^2 C}, \quad (6.2)$$

а катушка с индуктивности L на конденсатор с емкостью

$$C' = \frac{1}{\omega_c^2 L}. \quad (6.3)$$

Резистивные элементы фильтра остаются без изменения.

Значения параметров элементов фильтра – прототипа определяются по следующим формулам:

$$C_i = \frac{R_0 g_i}{\omega_c}, \quad i = 1, 3, \dots \quad (6.4)$$

$$L_i = \frac{g_i}{R_0 \omega_c}, \quad i = 2, 4, \dots \quad (6.5)$$

По формулам (6.2) и (6.3) определяются индуктивности и емкости фильтра верхних частот.

Полосковый фильтр верхних частот можно выполнить, соединяя параллельные индуктивности в виде короткозамкнутых отрезков линии с большим волновым сопротивлением, имеющим малую длину (не превышающую $\lambda_g/8$) и последовательные емкости в виде зазоров в регулярной линии передачи или в виде трехслойных структур (рис. 6.2).

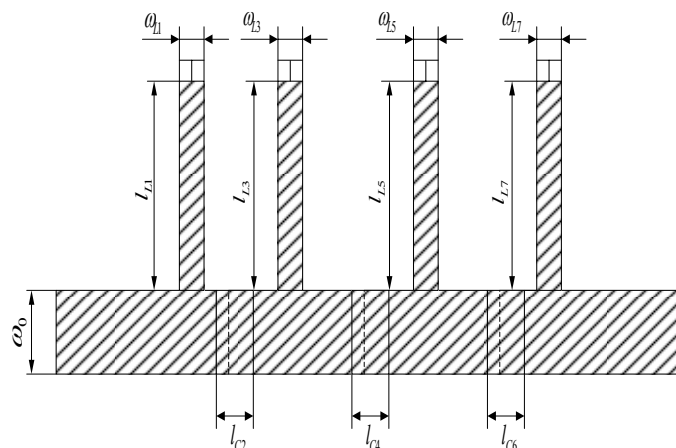


Рис.6.2 Топология фильтра верхних частот

Короткозамкнутый шлейф с высоким волновым сопротивлением представляет собой параллельную индуктивность, его длина равна

$$l_{Li} = \frac{L_i \omega_c \lambda_{gi}}{2\pi Z_{Li}}, \quad (6.6)$$

где Z_{Li} – волновое сопротивление шлейфа (принимается равным 70-90 Ом).

Последовательная емкость может быть реализована в виде зазора в регулярной линии или как трехслойная конструкция (рис. 6.3). Ширина зазора регулярной линии s обеспечивает последовательную емкость (не более единиц пФ), задаваемую соотношением

$$\frac{s}{2W_0} = \frac{1}{\pi} \ln \left(\operatorname{ctg} \left(\frac{\lambda_g}{4W_0} \omega_c Z_0 C \right) \right), \quad (6.7)$$

где W_0 и Z_0 – ширина и волновое сопротивление регулярной линии передачи.

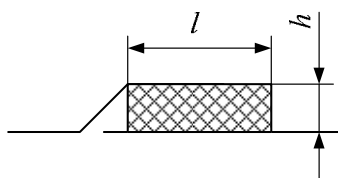


Рис.6.3 Трехслойная конструкция сосредоточенной последовательной емкости

Если последовательная емкость реализуется в виде трехслойного образования, то длина перекрытия отрезков регулярной линии определяется по следующей формуле:

$$l_c = \frac{C \cdot h}{8,855 \cdot 10^{-3} \varepsilon \cdot W_0} \cdot \quad (6.8)$$

6.4 Примеры решения типовых задач

Задание

Спроектировать полосковый [фильтр верхних частот](#) с параметрами $f_c=9,375$ ГГц, $L_3=30$ дБ (чебышевская характеристика), $f_n=12,2$ ГГц, $L_n=0,5$ дБ при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Число резонаторов фильтра с чебышевской характеристикой затухания

$$n \approx \frac{\operatorname{arch} \sqrt{(1000-1)/(1,122-1)}}{\operatorname{arch} 12,2/9,375} = 6,8576.$$

Полученный результат округляется до ближайшего целого $n=7$.

На рис. 6.4 показана характеристика затухания чебышевского фильтра, состоящего из семи звеньев, обеспечивающего заданные параметры – на частоте среза 9,375 ГГц затухание не менее 30 дБ, на частоте 12,2 ГГц затухание не более 0,5 дБ при условии выполнения частотного преобразования частотной характеристики низкочастотного фильтра-прототипа $\Omega = -12,2/f$.

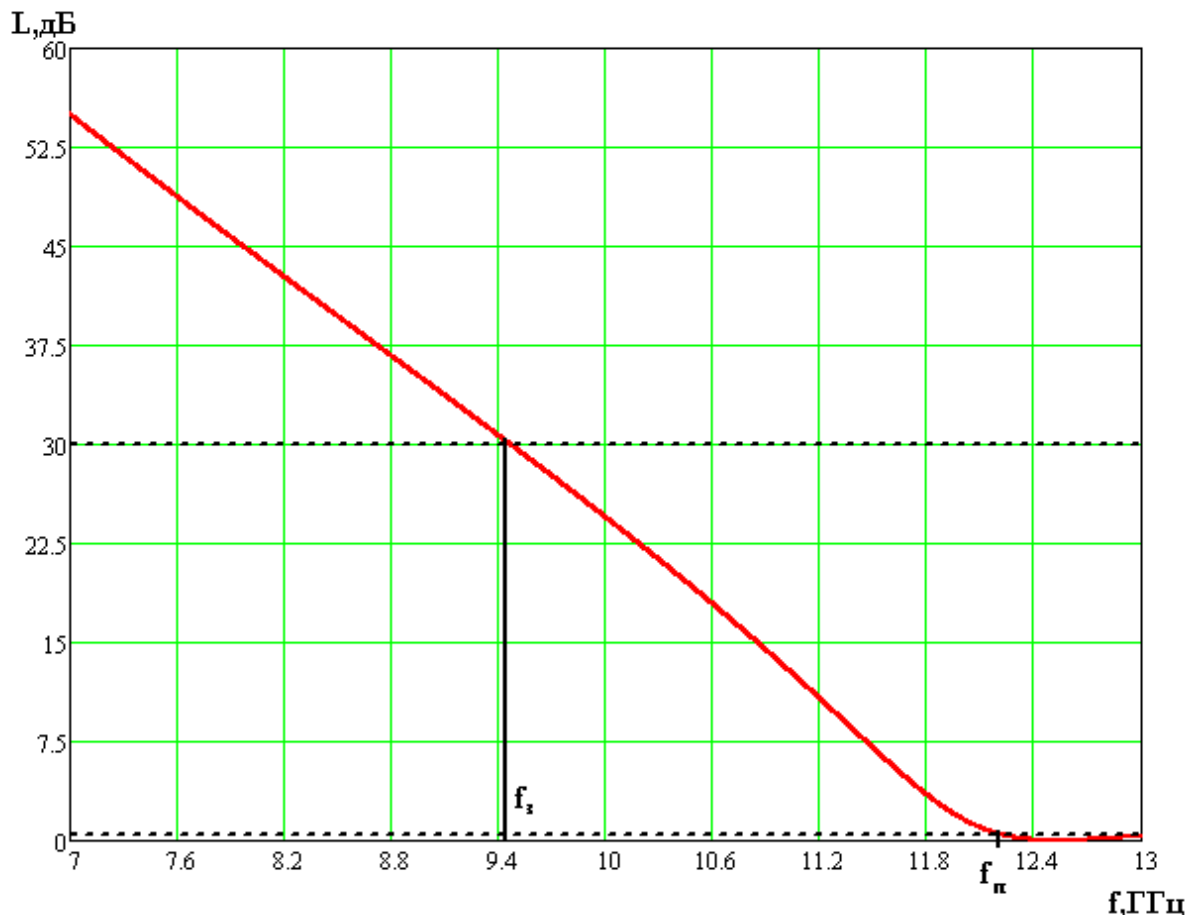


Рис. 6.4 Частотная характеристика чебышевского фильтра верхних частот

Обобщенные параметры схемы фильтра рассчитываются по формулам (5.5) – (5.9). Расчеты параметров сведены в Таблицу 6.1.

Таблица 6.1

Параметры звеньев фильтра нижних частот

Номер звена	1	2	3	4	5	6	7
a_i	0,223	0,623	0,901	1,000	0,901	0,623	0,223
b_i	0,257	0,677	1,016	1,016	0,677	0,254	0,066
g_i	1,737	1,258	2,638	1,344	2,638	1,258	1,737

В фильтре верхних частот каждый конденсатор с емкостью C низкочастотного фильтра-прототипа заменяется на катушку с индуктивностью L' , а катушка с индуктивностью L в низкочастотном фильтре должна быть заменена на конденсатор с емкостью C' . Резистивные элементы фильтра остаются без изменения.

Тогда емкости фильтра – прототипа равны

$$C_1 = C_7 = \frac{1,737}{2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9 \cdot 50} = 0,4532 \text{ пФ.}$$

$$C_3 = C_5 = \frac{2,638}{2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9 \cdot 50} = 0,69 \text{ пФ.}$$

Индуктивности фильтра-прототипа равны

$$L_2 = L_6 = \frac{1,258 \cdot 50}{2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9} = 0,82 \text{ нГн.}$$

$$L_4 = \frac{1,344 \cdot 50}{2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9} = 0,88 \text{ нГн.}$$

По формулам (6.3) и (6.4) определяются индуктивности и емкости фильтра верхних частот

$$L'_1 = L'_7 = \frac{1}{(2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9)^2 \cdot 0,4532 \cdot 10^{-12}} = 0,3755 \text{ нГн.}$$

$$L'_3 = L'_5 = \frac{1}{(2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9)^2 \cdot 0,69 \cdot 10^{-12}} = 0,2466 \text{ нГн.}$$

$$C'_2 = C'_6 = \frac{1}{(2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9)^2 \cdot 0,82 \cdot 10^{-9}} = 0,2075 \text{ пФ.}$$

$$C'_4 = \frac{1}{(2\pi \cdot 12,2 \cdot 10^9)^2 \cdot 0,88 \cdot 10^{-9}} = 0,1924 \text{ пФ.}$$

Фильтр верхних частот можно выполнить, соединяя параллельные индуктивности в виде короткозамкнутых отрезков полосковой линии с большим волновым сопротивлением, имеющим малую длину (не превышающую $\lambda_g/8$) и последовательные емкости.

Рассмотрим реализацию параллельных индуктивностей в виде короткозамкнутых шлейфов с высоким волновым сопротивлением. Пусть волновое сопротивление линии шлейфа равно 90,579 Ом при ширине проводника

$W_L = 0.1 \text{ мм}$, тогда по формуле (5.14) эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}} = 6,016$, а длина волны по (5.15) $\lambda_g = 13 \text{ мм}$. Тогда длина короткозамкнутых отрезков, играющих роль индуктивностей, равна

$$l_{L1} = l_{L7} = \frac{0.3755 \cdot 10^{-9} \cdot 12.2 \cdot 10^9 \cdot 13}{90.579} = 0.657 \text{ мм},$$

$$l_{L3} = l_{L5} = \frac{0.2466 \cdot 10^{-9} \cdot 12.2 \cdot 10^9 \cdot 13}{90.579} = 0.432 \text{ мм}$$

Последовательная емкость может быть реализована в виде трехслойной конструкции (рис.6.3). Тогда при условии исполнения диэлектрического слоя из материала с $\varepsilon = 3$ толщиной $h = 0.5 \text{ мм}$ длина перекрытия для конденсаторов равна

$$l_{C2} = l_{C6} = \frac{0.2075 \cdot 0.5}{8.855 \cdot 10^{-3} \cdot 9.8 \cdot 0.48} = 2.491 \text{ мм},$$

$$l_{C4} = \frac{0.1924 \cdot 0.5}{8.855 \cdot 10^{-3} \cdot 9.8 \cdot 0.48} = 2.31 \text{ мм}.$$

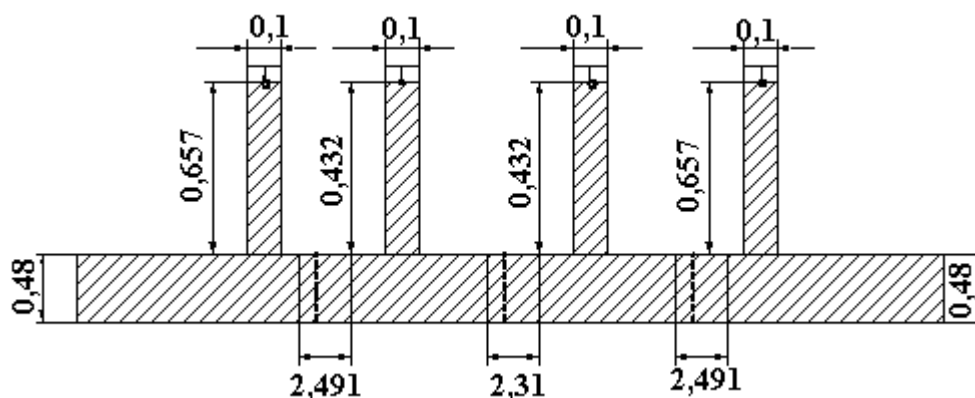


Рис.6.5 Топология фильтра верхних частот

6.4 Задание по теме практической работы

Задание

Согласно варианту задания рассчитать размеры фильтра верхних частот.

Данные для расчета приведены в [Таблице П6.1.](#)

Практическая работа №7 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ППФ

7.1 Цель работы

- 1) Изучить конструкцию и принцип работы полосковых фильтров СВЧ.
- 2) Получить навыки проектирования полосковых фильтров СВЧ.

7.2 Основные теоретические сведения

Полосно-пропускающие фильтры на полосковой линии передачи

Это фильтры, не пропускающие сигналы с частотой ниже частоты ω_{-3} и выше частоты ω_{+3} . Для проектирования таких фильтров применяют фильтры – прототипы и частотное преобразование

$$\Omega = k_3 \omega_0 (\omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega), \quad (7.1)$$

где $\omega_0 = \sqrt{\omega_n \omega_{-n}}$ – центральная частота полосового фильтра; $k_3 = \Omega_n / 2\Delta\omega$; $2\Delta\omega = \omega_n - \omega_{-n}$ – полоса пропускания полосового фильтра.

Тогда каждая индуктивность L в фильтре-прототипе с единичной граничной частотой $\Omega_n=1$ после выполнения указанного частотного преобразования трансформируется в последовательный колебательный контур с параметрами

$$L' = Lk_3, \quad C' = 1/(k_3 \omega_0^2 L), \quad (7.2)$$

а каждая емкость в фильтре-прототипе превращается в параллельный колебательный контур с параметрами

$$C' = k_3 C, \quad L' = 1/(k_3 \omega_0^2 C). \quad (7.3)$$

Схема полосно-пропускающего фильтра имеет вид, показанный на рис.7.1.

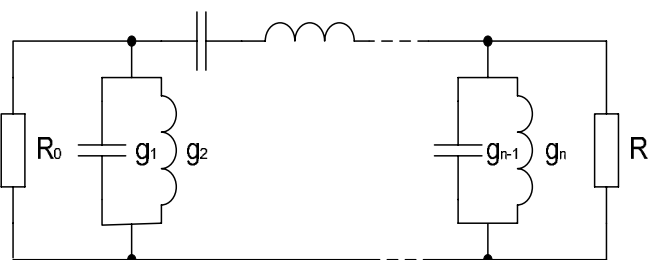


Рис. 7.1 Схема полосно-пропускающего фильтра

По способу реализации полосно-пропускающие фильтры на полосковой линии можно разделить на следующие типы [7-9]:

- 1) на одиночной МПЛ с зазорами;
- 2) на параллельных связанных полуволновых резонаторах;
- 3) на встречных стержнях;
- 4) с параллельными и последовательными шлейфами длиной $\lambda_{пл}/4$ и др.

Рассмотрим проектирование полосового фильтра на параллельных связанных полуволновых резонаторах. Топология такого полосового фильтра показана на рис. 7.2.

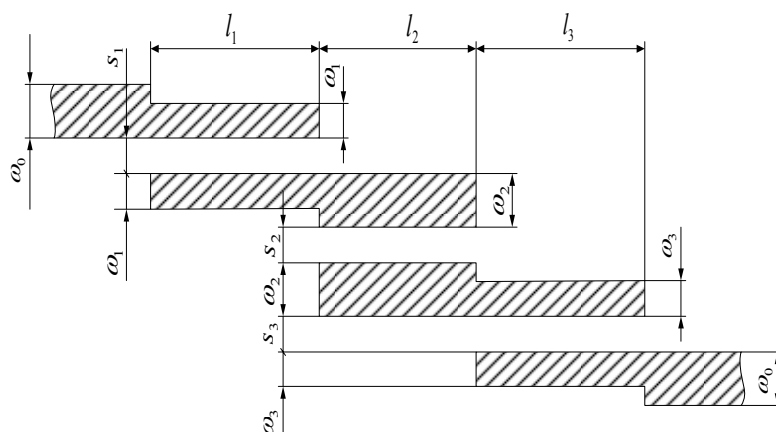


Рис. 7.2 Топология полосового фильтра на связанных полуволновых резонаторах

Число связанных четверть волновых звеньев фильтра равно $n+1$, где n – число звеньев фильтра – прототипа, определяемое по формулам (5.3) – (5.4).

Волновые сопротивления связанных линий i -го звена фильтра при четном Z_{oe}^i и нечетном Z_{oo}^i видах возбуждения:

$$Z_{oe}^i = Z_0(1 + A_i + A_i^2), \quad (7.4)$$

$$Z_{oo}^i = Z_0(1 - A_i + A_i^2), \quad (7.5)$$

$$A_i = \frac{g_0}{\sqrt{g_{i-1}g_i}}, \quad (7.6)$$

где W_0 – заданное волновое сопротивление подводящих линий на входе и выходе фильтра; g_i – параметры фильтра-прототипа.

$$g_0 = \frac{\pi \cdot \Pi_{\text{пр}}}{2f_0}, \quad (7.7)$$

$$g_{n+1} = \frac{g_0}{r}. \quad (7.8)$$

где коэффициент r определяется по формуле (5.5).

По полученным значениям волновых сопротивлений Z_{oe}^i и Z_{oo}^i , определяются геометрические размеры: ширина полосковых линий для каждого звена $(W/h)_i$ и соответствующая ширина зазоров связанных линий $(s/h)_i$ по графикам сопротивлений связанных линий (рис. 3.7).

Порядок определения геометрических размеров следующий:

- на вертикальной оси откладываются вычисленные по формулам (7.4) и (7.5) значения волновых сопротивлений и проводятся горизонтальные линии на данных уровнях;

- анализируются условия пересечения горизонтальных линий с кривыми зависимостей волновых сопротивлений выше и ниже кривой $s/h=\infty$ и устанавливается при каком значении s/h точки пересечения горизонтальных линий с кривыми с одинаковой величиной отношения s/h располагаются на одной вер-

тикали, это значение s/h соответствует ширине зазора между связанными линиями.

– ширина связанных линий W/h определяется, как абсцисса вертикали, содержащей указанные ранее точки пересечения кривых с горизонтальными линиями уровня рассчитанных значений Z_{oe}^i и Z_{oo}^i .

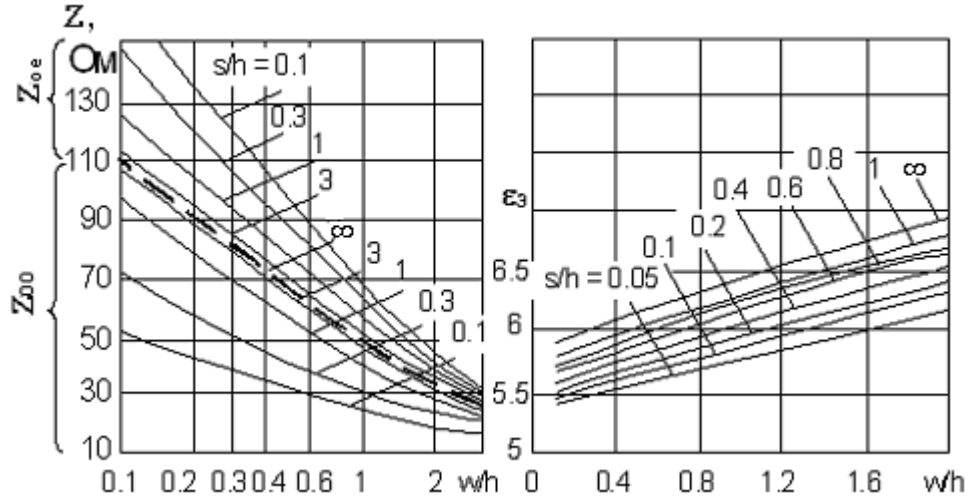


Рис. 7.3 Зависимость параметров параллельно связанных полосковых линий от ширины полосковых линий (W/h) и нормированной ширины зазора (s/h) между полосками ($\epsilon=9,8$)

По формуле (5.14) определяется эффективная диэлектрическая проницаемость полосковой линии каждого звена ϵ_{zi} и далее длины четвертьволновых отрезков связанных линий

$$l_{i0} = \frac{\lambda_0}{4\sqrt{\epsilon_{zi}}} . \quad (7.9)$$

Из-за неоднородности, которую представляет собой разомкнутый конец линии, на нем накапливается избыточный электрический заряд, что эквивалентно появлению концевой сосредоточенной емкости, включенной параллельно полосковой линии. Кроме того, с этого конца возникает излучение, что увеличивает потери в линии. Сосредоточенная концевая емкость увеличивает эффективную длину линии по сравнению с физической на величину Δl , зависящую от ширины линии (рис. 7.4). Поэтому длины отрезков полосковой линии каждого звена корректируются на величину Δl_i , определяемую по рис. 7.4

$$l_i = l_{i0} - \Delta l_i . \quad (7.10)$$

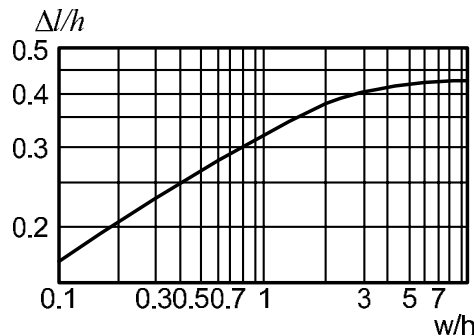


Рис. 7.4 Зависимость величины уменьшения разомкнутого отрезка полосковой линии от ее ширины

7.3 Примеры решения типовых задач

Задание 7.1

Спроектировать полосковый [полосно-пропускающий фильтр](#) с параметрами $f_0=9,375$ ГГц, $L_n=1$ дБ (чебышевская характеристика), полоса пропускания $\Pi_{\text{пр}}=0,6$ ГГц, полоса запираания $\Pi_3=1,8$ ГГц, $L_3=20$ дБ при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Число резонаторов фильтра с чебышевской характеристикой затухания

$$n \approx \frac{\operatorname{arch} \sqrt{(100-1)/(1,26-1)}}{\operatorname{arch} 1,8/0,6} = 2,09.$$

Полученный результат округляется до ближайшего целого $n=2$, т.е. фильтр содержит два полуволновых резонатора.

На рис. 7.5 показана характеристика затухания чебышевского полосно-пропускающего фильтра, состоящего из двух звеньев, обеспечивающего заданные параметры. Характеристика рассчитана по формуле (5.1) при подстановке частотной переменной

$$F = \frac{9.375 \cdot 10^9}{0.6 \cdot 10^9} \left(\frac{f}{9.375 \cdot 10^9} - \frac{9.375 \cdot 10^9}{f} \right).$$

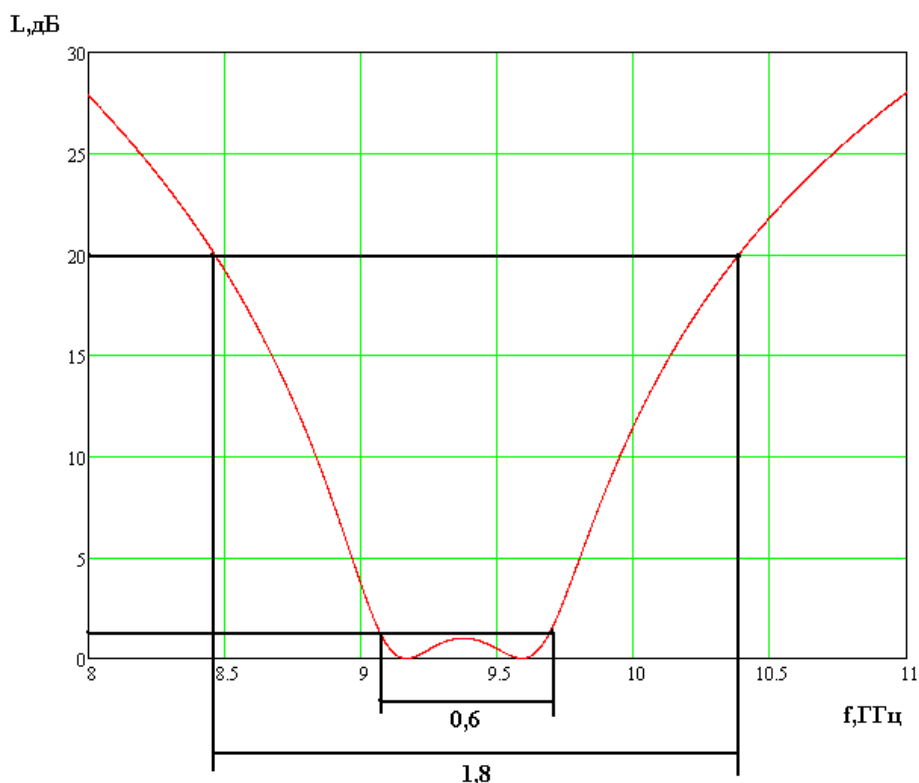


Рис. 7.5 Характеристика затухания двухзвенного полосно-пропускающего фильтра с чебышевской характеристикой

Число связанных четвертьволновых отрезков полосковой линии $n+1=3$.

Определяем параметры двухзвенного ($n=2$) фильтра – прототипа с максимальным затуханием в полосе пропускания $L_n=1$ дБ по формулам (5.6) – (5.9).

$$\beta = \ln(\operatorname{cth}(1/17.37)) = 2,856,$$

$$\gamma = \operatorname{sh}\left[\frac{2,856}{2 \cdot 2}\right] = 0,776,$$

$$a_1 = \sin\left(\frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{2 \cdot 2}\right) = \sin\left(\frac{\pi}{4}\right) = \frac{\sqrt{2}}{2},$$

$$a_2 = \sin\left(\frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{2 \cdot 2}\right) = \sin\left(\frac{3\pi}{4}\right) = \frac{\sqrt{2}}{2},$$

$$b_1 = 0.776^2 + \sin^2\left(\frac{1 \cdot \pi}{2}\right) = 1.602,$$

$$g_1 = \frac{2 \cdot \sqrt{2} / 2}{0.776} = 1.822,$$

$$g_2 = \frac{4 \cdot \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{2}}{1.602 \cdot 1.822} = 0.685.$$

Определяются параметры входящей и выходящей связанных линий в составе полосно-пропускающего фильтра на связанных полуволновых резонаторах по формулам

$$g_0 = \frac{3,14 \cdot 0,6}{2 \cdot 9,375} = 0,101,$$

$$r = \operatorname{th}^2[0,25 \ln(\operatorname{cth} 0,058 \cdot 1)] = 0,375$$

$$g_{n+1} = g_3 = \frac{0,101}{0,375} = 0,268.$$

Определяются волновые сопротивления связанных линий каждого звена в составе фильтра звена фильтра при четном W_{oe}^i и нечетном W_{oo}^i видах возбуждения.

Для первой связанной линии

$$A_1 = \frac{0,101}{\sqrt{0,101 \cdot 1,822}} = 0,235,$$

$$Z_{oe}^1 = 50(1 + 0.235 + 0.235^2) = 64.504 \text{ Ом},$$

$$Z_{oo}^1 = 50(1 - 0.235 + 0.235^2) = 41.014 \text{ Ом}.$$

Для второй связанной линии

$$A_2 = \frac{0,101}{\sqrt{1,822 \cdot 0,685}} = 0,09,$$

$$Z_{oe}^2 = 50(1 + 0.09 + 0.09^2) = 54.904 \text{ Ом},$$

$$Z_{oo}^2 = 50(1 - 0.09 + 0.09^2) = 45.906 \text{ Ом}.$$

Для третьей связанной линии

$$A_3 = \frac{0,101}{\sqrt{0,685 \cdot 0,268}} = 0,234,$$

$$Z_{oe}^3 = 50(1 + 0.234 + 0.234^2) = 64.471 \text{ Ом},$$

$$Z_{\text{оо}}^3 = 50(1 - 0.234 + 0.234^2) = 41.026 \text{ Ом.}$$

По полученным значениям $Z_{\text{оо}}^i$ и $Z_{\text{оо}}^i$ по графикам волновых сопротивлений (определяются относительная ширина связанной линии для каждого звена $(W/h)_i$ и относительная ширина зазора между связанными линиями $(s/h)_i$). Далее рассчитывается эффективная проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}i}$ для связанных линий по формуле (5.14), длина волны в линии λ_{ei} по формуле (5.15) и длина связанных линий $l_{i0} = \lambda_{\text{ei}} / 4$.

С учетом корректировки длины каждой связанной линии из-за влияния концевой емкости, увеличивающей эффективную длину по сравнению с физической, длина линий определяется по формуле (7.10) с учетом данных рис. 7.4.

Результаты расчета сведены в Таблицу 7.1.

Таблица 7.1

Геометрические размеры элементов полосно-пропускающего фильтра на плосковой линии

Параметры и размеры звена	Результаты расчета для звена		
	1	2	3
$Z_{\text{оо}}^i$, Ом	64,504	54,904	64,471
$Z_{\text{оо}}^i$, Ом	41,014	45,906	41,026
$(W/h)_i$	0,850	0,980	0,850
W_i , мм	0,425	0,490	0,425
$(s/h)_i$	0,800	1,800	0,800
S_i , мм	0,400	0,900	0,400
$\varepsilon_{\text{э}i}$	6,150	6,400	6,150
l_{i0} , мм	3,226	3,162	3,226
l_i , мм	3,071	3,002	3,071

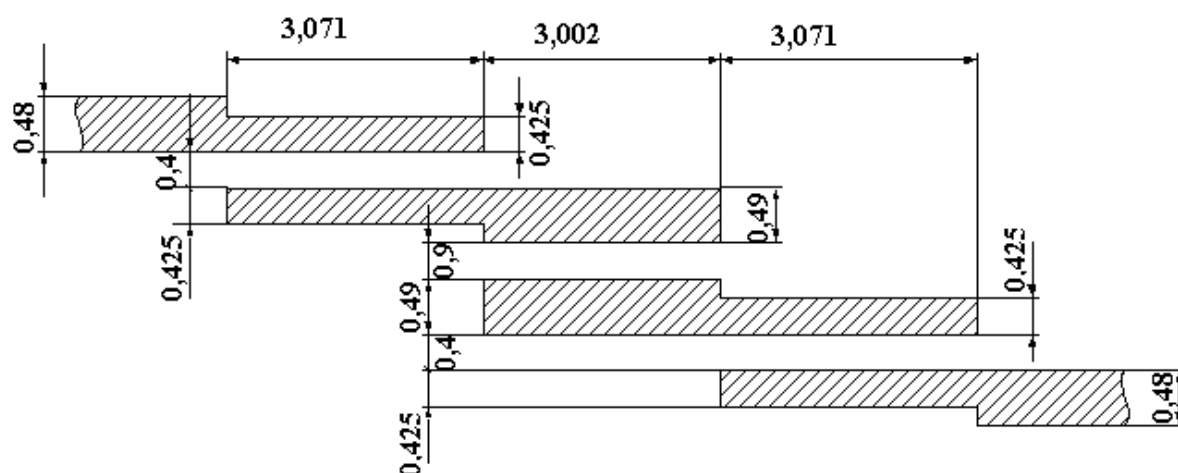


Рис.7.6 Топология полосно-пропускающего фильтра на связанных линиях.

7.4 Задание по теме практической работы

Задание

Согласно варианту задания рассчитать размеры ППФ.
Данные для расчета приведены в [Таблице П7.1](#)

Практическая работа №8 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСОВЫХ ФИЛЬТРОВ ПЗФ

8.1 Цель работы

1. Изучить конструкцию и принцип работы полосковых фильтров СВЧ.
2. Получить навыки проектирования полосковых фильтров СВЧ.

8.2 Основные теоретические сведения

Полосно-заграждающие фильтры на полосковой линии передачи

Это фильтры (иначе режекторные) не пропускают сигналы с частотой от ω_{-3} и до ω_{+3} с заданным затуханием L_3 и пропускают сигналы всех остальных частот. Для проектирования таких фильтров применяют фильтры – прототипы и частотное преобразование

$$\Omega = \frac{k_4}{\omega_0 (\omega / \omega_0 - \omega_0 / \omega)}, \quad (8.1)$$

где $k_4 = 2\Delta\omega\Omega$; $\omega_0 = (\omega_{-3} + \omega_{+3})/2$ – центральная частота полосы заграждения.

Тогда каждая индуктивность L в фильтре-прототипе с единичной граничной частотой $\Omega_n=1$ после выполнения указанного частотного преобразования трансформируется в параллельный колебательный контур с параметрами

$$C' = 1/k_4 L, \quad L' = k_4 L / \omega_0^2, \quad (8.2)$$

а каждая емкость в фильтре-прототипе превращается в последовательный колебательный контур с параметрами

$$L' = 1/k_4 C, \quad L' = k_4 C / \omega_0^2. \quad (8.3)$$

Схема полосно-заграждающего фильтра имеет вид, показанный на рис.8.1.

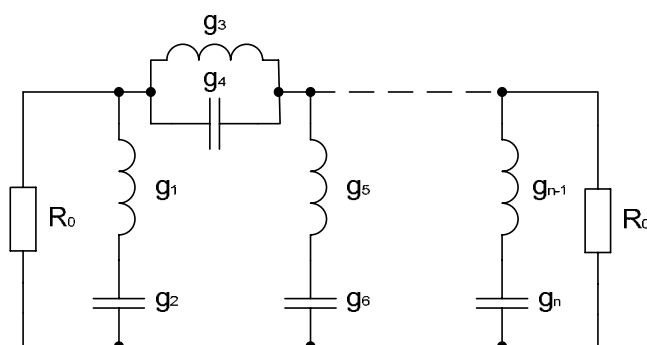


Рис. 8.1 Схема полосно-заграждающего фильтра

Полосно-заграждающие фильтры реализуются чаще всего с использованием одинаковых резонаторов, связанных между собой четырехполюсниками связи, которые являются инверторами, выполняемыми, как правило, в виде четвертьволновых отрезков линии передачи с определенным волновым сопро-

тивлением. На рис. 8.2 приведен пример полосно-запирающего фильтра на квазисосредоточенных резонаторах с четвертьволновыми связями.

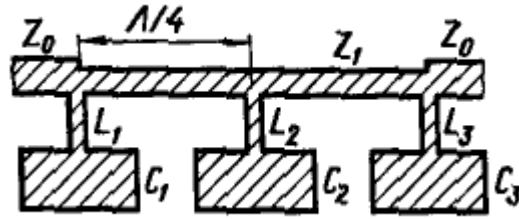


Рис. 8.2 Топология полосно-запирающего фильтра на квазисосредоточенных резонаторах с четвертьволновыми связями

Если все четвертьволновые отрезки имеют одинаковые волновые сопротивления Z_1 , то для полосно-запирающего фильтра с узкой полосой заграждения (до единиц процентов) справедливы следующие выражения:

– для четных индексов

$$L_i = \left(\frac{Z_1}{Z_0} \right)^2 \frac{g_0 Z_0}{\Omega_n \cdot 2\Delta\omega g_i}, \quad C_i = \frac{1}{\omega_0^2 L_i}, \quad (8.4)$$

– для нечетных индексов

$$L_i = \frac{Z_0}{2\Delta\omega \Omega_n g_i g_0}, \quad C_i = \frac{1}{\omega_0^2 L_i}. \quad (8.5)$$

В случае четного числа звеньев n в фильтре – прототипе сопротивление четвертьволновых соединительных отрезков равно $Z_1 = Z_0$, если n нечетное, тогда сопротивление Z_1 определяется из выражения

$$\left(\frac{Z_1}{Z_0} \right)^2 = \frac{1}{g_0 g_{n+1}}. \quad (8.6)$$

В случае относительно широких полос заграждения полосно-заграждающий фильтр может быть реализован в виде параллельных разомкнутых четвертьволновых шлейфов, разделенных четвертьволновыми линиями связи [3]. Число шлейфных ответвлений равно числу элементов фильтра – прототипа. На рис. 8.3 изображена топология полоскового полосно-заграждающего фильтра с тремя шлейфами.

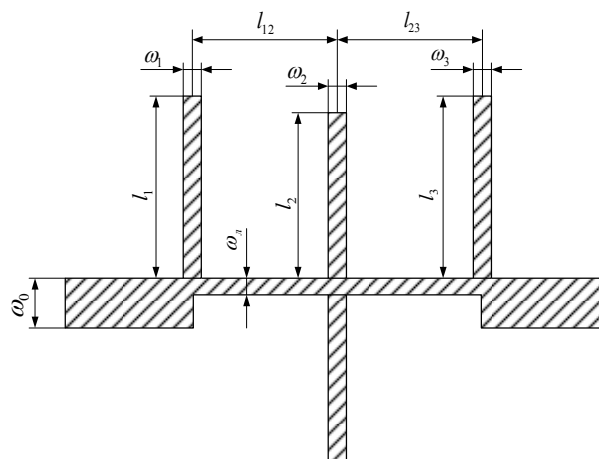


Рис. 8.3 Топология полосно-заграждающего фильтра с параллельными четверть волновыми шлейфами

Характеристики затухания полосно-заграждающих фильтров на параллельных шлейфах с соединительными линиями связаны с характеристиками затухания фильтров – прототипов нижних частот следующим частотным преобразованием [3]:

$$\frac{\Omega}{\Omega_c} = \alpha \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega}{\omega_0}\right), \quad (8.7)$$

$$\alpha = \operatorname{ctg}\left(\frac{\pi}{2} \frac{\omega_{-3}}{\omega_0}\right). \quad (8.8)$$

Выражения для определения волновых сопротивлений параллельных шлейфов Z_i и соединительных линий Z_{ij} для случаев числа звеньев фильтра - прототипа $n=2, 3, 4, 5$ приведены в Таблице 8.1.

Таблица 8.1

Волновые сопротивления параллельных шлейфов Z_i и соединительных линий Z_{ij} полосно-заграждающего фильтра

Число звеньев, n	Волновое сопротивление шлейфа Z_i	Волновое сопротивление соединительных линий Z_{ij} и волновое сопротивление нагрузки Z_n
1	2	3
2	$Z_1 = Z_0 \left(1 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right),$ $Z_2 = \frac{Z_0 g_0}{\Omega_c \alpha \cdot g_2}$	$Z_{12} = Z_0 (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1)$ $Z_n = Z_0 g_0 g_3$
3	$Z_1 = Z_0 \left(1 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right),$ $Z_2 = \frac{Z_0 g_0}{\Omega_c \alpha \cdot g_2},$ $Z_3 = \frac{Z_0 g_0}{g_4} \left(1 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_3 g_4} \right)$	$Z_{12} = Z_0 (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1),$ $Z_{23} = \frac{Z_0 g_0}{g_4} (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_3 g_4),$ $Z_n = \frac{Z_0 g_0}{g_4}$
4	$Z_1 = Z_0 \left(2 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right)$ $Z_2 = Z_0 \left(\frac{1}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} + \frac{g_0}{\Omega_c \alpha \cdot g_2 (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1)} \right)$ $Z_3 = \frac{Z_0}{\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1}$ $Z_4 = \frac{Z_0}{g_0 g_5} \left(1 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_4 g_5} \right)$	$Z_{12} = Z_0 \left(\frac{1 + 2\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right)$ $Z_{23} = \frac{Z_0}{g_0} \left(\Omega_c \alpha \cdot g_2 + \frac{g_0}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right)$ $Z_{34} = \frac{Z_0}{g_0 g_5} Z_0 (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_4 g_5)$ $Z_n = \frac{Z_0}{g_0 g_5}$

Продолжение Таблицы 8.1

1	2	3
5	$Z_1 = Z_0 \left(2 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right)$ $Z_2 = Z_0 \left(\frac{1}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} + \frac{g_0}{\Omega_c \alpha \cdot g_2 (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1)} \right)$ $Z_3 = \frac{Z_0}{\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1}$ $Z_4 = \frac{Z_0}{g_0} \left(\frac{1}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_5 g_6} + \frac{g_6}{\Omega_c \alpha \cdot g_4 (1 + \Omega_c \alpha \cdot g_5 g_6)} \right)$ $Z_5 = \frac{Z_0 g_6}{g_0} \left(2 + \frac{1}{\Omega_c \alpha \cdot g_5 g_6} \right)$	$Z_{12} = Z_0 \left(\frac{1 + 2\Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right)$ $Z_{23} = \frac{Z_0}{g_0} \left(\Omega_c \alpha \cdot g_2 + \frac{g_0}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_0 g_1} \right)$ $Z_{34} = \frac{Z_0}{g_0} \left(\Omega_c \alpha \cdot g_4 + \frac{g_6}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_5 g_6} \right)$ $Z_{45} = \frac{Z_0 g_6}{g_0} \left(\frac{1 + 2\Omega_c \alpha \cdot g_5 g_6}{1 + \Omega_c \alpha \cdot g_5 g_6} \right)$ $Z_n = \frac{Z_0 g_6}{g_0}$

8.3 Примеры решения типовых задач

Задание 8.1

Спроектировать полосковый [полосно-заграждающий фильтр](#) с параметрами $f_0=9,375$ ГГц, $L_n=0,1$ дБ (чебышевская характеристика), граничные частоты полосы пропускания $f_{-n}=7,45$ ГГц; $f_n=11,3$ ГГц, граничные частоты полосы заграждения $f_{-3}=8,92$ ГГц, $f_3=9,83$ ГГц, $L_3=30$ дБ при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Рассмотрим реализацию фильтра в виде параллельных разомкнутых четвертьволновых шлейфов, разделенных четвертьволновыми линиями связи.

Число элементов схемы – прототипа определяется по формуле

$$n \approx \frac{\text{arch} \sqrt{(L_3 - 1)/(L_n - 1)}}{\text{arch} \Delta}, \quad (8.9)$$

где $\Delta = \alpha \cdot \text{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_{-3}}{f_0} \right)$; α – вспомогательный параметр, равный $\alpha = \text{ctg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_{-n}}{f_0} \right)$,

С учетом исходных данных

$$\alpha = \text{ctg} \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{7,45}{9,375} \right) = 0,33.$$

$$\Delta = 0,33 \cdot \text{tg} \left(\frac{\pi}{2} \frac{8,92}{9,375} \right) = 4,7.$$

$$n \approx \frac{\text{arch} \sqrt{(1,023 - 1)/(1000 - 1)}}{\text{arch} 4,7} = 2,703.$$

Округляем число звеньев до целого – трех.

Частотная характеристика чебышевского полосно-заграждающего трехзвенного фильтра с частотным преобразованием по формуле (8.1) представлена на рис.8.4.

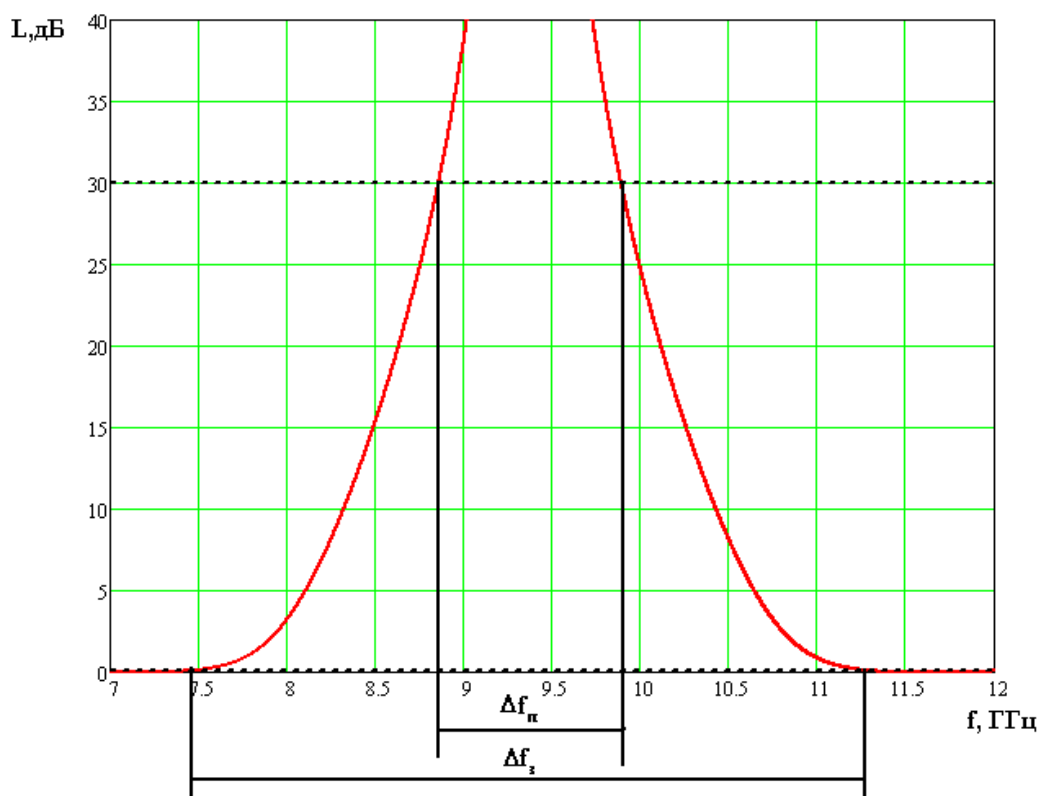


Рис. 8.4 Частотная характеристика чебышевского полосно-заграждающего трехзвенного фильтра

Обобщенные параметры схемы прототипа фильтра с максимальным затуханием в полосе пропускания $L_n=0,1\text{дБ}$ определяются по формулам (3.6) – (3.9).

$$\beta = \ln(\text{cth}(0,1/17,37)) = 5,057,$$

$$\gamma = \text{sh} \left[\frac{5,057}{2 \cdot 3} \right] = 0,969,$$

$$a_1 = \sin \left(\frac{(2 \cdot 1 - 1)\pi}{2 \cdot 3} \right) = \sin \left(\frac{\pi}{6} \right) = 0,5,$$

$$a_2 = \sin \left(\frac{(2 \cdot 2 - 1)\pi}{2 \cdot 6} \right) = \sin \left(\frac{3\pi}{6} \right) = 1,$$

$$b_1 = 0,969^2 + \sin^2 \left(\frac{1 \cdot \pi}{3} \right) = 1,69,$$

$$g_1 = \frac{2 \cdot 0,5}{0,969} = 1,032,$$

$$g_2 = \frac{4 \cdot 0,5 \cdot 1}{1,69 \cdot 1,032} = 1,15.$$

Волновые сопротивления отрезков соединительных линий и четверть-волновых разомкнутых шлейфов согласно Таблице 8.1 для случая $n = 3$ определяются следующим образом:

$$Z_1 = Z_3 = 50 \cdot \left(1 + \frac{1}{0,33 \cdot 1 \cdot 1,032} \right) = 195,027 \text{ Ом.}$$

$$Z_2 = \frac{50 \cdot 1}{0,33 \cdot 1,15} = 130,388 \text{ Ом.}$$

$$Z_{12} = Z_{23} = 50(1 + 0,33 \cdot 1 \cdot 1,032) = 67,238 \text{ Ом.}$$

Из [рис. 5.2](#) видно, что для заданных величин диэлектрической проницаемости ε и толщины h подложки при минимальной ширине полоскового проводника $W=0.1\text{мм}$, допустимой с точки зрения потерь проводимости полосковой линии и практической возможности качественного ее изготовления, волновое сопротивление линии равно 90 Ом, что меньше требуемой величины 195,027 Ом. Следовательно, необходимо понизить волновое сопротивление подводящих линий.

Для этого между исходной подводящей линией с волновым сопротивлением $Z=50\text{Ом}$ и основной линией фильтра необходимо включить трансформирующий четвертьволновой отрезок полосковой линии (рис. 3.16), волновое сопротивление которого определяется из условия практической реализуемости крайних шлейфов фильтра.

Зададим для крайних шлейфов фильтра ширину полоски $W=0,1\text{мм}$ ($W/h=0,2$) и по формуле найдем реализуемое волновое сопротивление

$$Z'_1(W) \approx \frac{377}{\sqrt{9,8} \cdot \frac{0,1}{0,2} \left[1 + \frac{1,735}{9,8^{0,0724}} \cdot \left(\frac{0,1}{0,5} \right)^{-0,836} \right]} = 90,579 \text{ Ом.}$$

Требуемое значение волнового сопротивления подводящих линий:

$$Z_{\lambda} = \frac{Z'_1 Z_0}{Z_1} = \frac{90,579 \cdot 50}{195,027} = 23,22 \text{ Ом.}$$

Волновое сопротивление трансформирующего четвертьволнового отрезка равно

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{Z_0 Z_{\lambda}} = \sqrt{50 \cdot 23,22} = 34,07 \text{ Ом.}$$

Волновое сопротивление четвертьволновых шлейфов

$$Z'_2 = \frac{Z_{\lambda} Z_2}{Z_0} = \frac{23,22 \cdot 130,388}{50} = 60,56 \text{ Ом,}$$

$$Z'_1 = Z'_3 = 90,579 \text{ Ом.}$$

Волновое сопротивление соединительных отрезков линий равно

$$Z'_{12} = Z'_{23} = \frac{Z_{\lambda} Z_{12}}{Z_0} = \frac{23,22 \cdot 67,238}{50} = 31,23 \text{ Ом.}$$

Размеры шлейфов и соединительных отрезков полосковой линии рассчитываются, исходя из найденных значений волновых сопротивлений, в следующем порядке:

- ширина проводника W по формуле [\(5.13\)](#);
- эффективная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}}$ по формуле [\(5.14\)](#);
- длина волны в полосковой линии λ_g по формуле [\(5.15\)](#);

- длина отрезка $l = \lambda_g / 4$.

Результаты расчета геометрических размеров фильтра приведены в Таблице 8.2.

Таблица 8.2

Геометрические размеры элементов полосно-заграждающего фильтра на плосковой линии

Параметры и размеры звена	Результаты расчета				
	Трансформирующий отрезок линии	Шлейфы			Соединительные отрезки линии
		1	2	3	
Z, Ом	34,070	90,579	60,560	90,579	31,230
W, мм	0,950	0,100	0,310	0,100	1,090
$\epsilon_{эф}$	7,158	6,016	6,463	6,016	7,261
l, мм	2,990	3,261	3,147	3,261	2,969

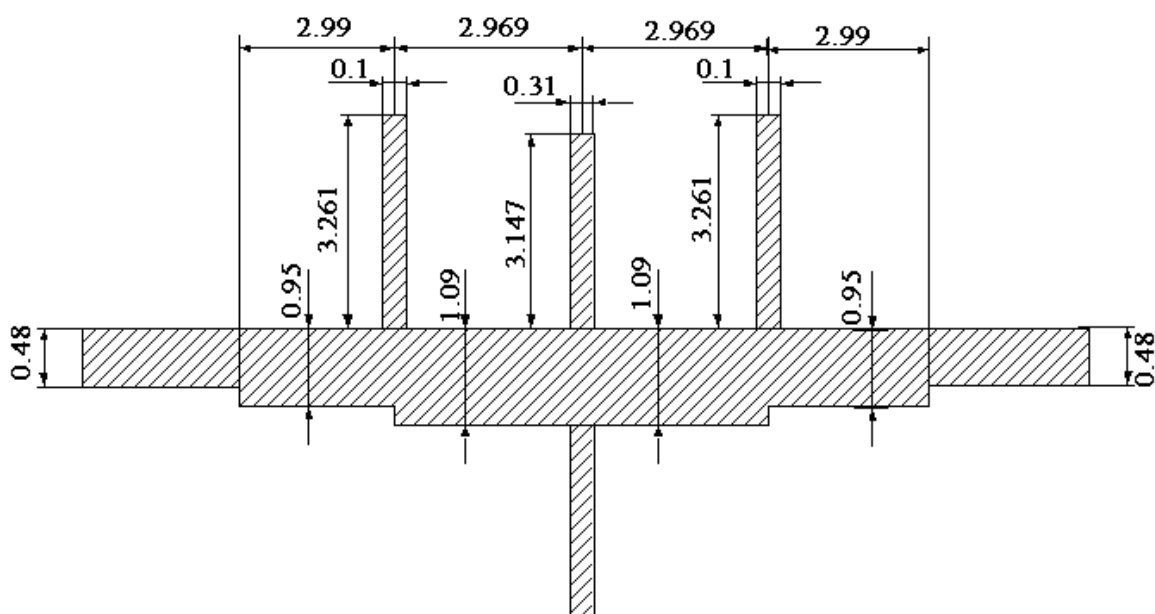


Рис. 8.5 Топология полосно-заграждающего фильтра с трансформирующими четвертьволновыми отрезками в подводящих линиях.

8.4 Задание по теме практической работы

Задание 8.1

Согласно варианту задания рассчитать размеры ПЗФ.

Данные для расчета приведены в [Таблице П8.1](#).

Практическая работа №9 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВОГО НАПРАВЛЕННОГО ОТВЕТВИТЕЛЯ

9.1 Цель работы

- 1) Изучить свойства полосковых направленных ответвителей.
- 2) Научиться рассчитывать геометрические размеры полосковых направленных ответвителей.

9.2 Основные теоретические сведения

При существенной неравномерности деления мощности от 10дБ и более применяют направленные ответвители на связанных линиях.

Такие ответвители состоят из отрезков линий связанных электромагнитной связью, причем длина области связи составляет нечетное число четвертей волн определенных в данных отрезках линий

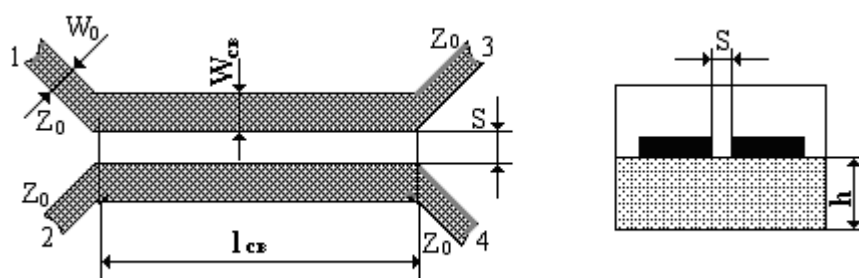


Рис. 9.1 Направленный ответвитель на связанных линиях

На участке линии длиной $l_{св}$ (минимальная длина которой равна $\lambda_{нл}/4$). линия 2-4 близко расположена к линии 1-3. В линии 1-3 слева направо распространяется бегущая волна (генератор подключен к плечу 1). Эта волна в линии 2-4 возбуждает две волны. Первая волна возбуждается электрическим полем линии, она синфазна полю линии 1-3, а другая возбуждается магнитным полем. Согласно второму уравнению Максвелла $rot E = -dB/dt$ эта волна противофазна полю линий 1-3. Фазовые соотношения между этими двумя волнами таковы, что в плечо 4 они проходят в противофазах, а в плечо 2 – в фазе, поэтому плечи 1-4 и 2-3 изолированы.

Коэффициент связи и переходное ослабление связаны выражением

$$L_{12} = 20 \lg K_{св}, \text{ дБ} \quad (9.1)$$

в тоже время через коэффициент связи можно выразить через волновые сопротивления синфазной Z_{0e} и противофазной волн Z_{0o}

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1 + K_{св}}{1 - K_{св}}}, \quad (9.2)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1 - K_{св}}{1 + K_{св}}}, \quad (9.3)$$

где Z_0 – волновое сопротивление регулярной полосковой линии.

Величина связи между линиями мало зависит от частоты, поэтому с точки зрения направленности и согласования ответвитель на связанных линиях является широкополосным устройством с полосой равной октаве.

9.3 Примеры решения типовых задач

Задание 9.1

Рассчитать размеры [направленного ответвителя](#) на связанных линиях, обеспечивающего переходное ослабление -10дБ на длине волны 3,2 см при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Амплитудный коэффициент связи, исходя из (9.1), равен

$$K_{св} = 10^{L_{12}/20},$$

$$K_{св} = 10^{-10/20} = 0.316.$$

Характеристические сопротивления четного Z_{oe} и нечетного Z_{oo} типов колебаний равны

$$Z_{oe} = 50 \sqrt{\frac{1+0,316}{1-0,316}} = 69,371 \text{ Ом},$$

$$Z_{oo} = 50 \sqrt{\frac{1-0,316}{1+0,316}} = 36,038 \text{ Ом/}$$

Используя полученные значения Z_{oe} и Z_{oo} , определяют отношения размеров полосковой линии направленного ответвителя (W_{ce}/h) и соответствующую относительную ширину зазоров связанных линий (s_{ce}/h). Откладывая значения волновых сопротивлений на графике волновых сопротивлений связанных линий (рис. 9.2) так, чтобы они располагались на одной вертикальной линии выше и ниже кривой $s/h = \infty$ и в то же время на кривых с одинаковой величиной отношения s/h , определяем соответствующие такому расположению значения $W_{ce}/h=0,8$ и $s_{ce}/h=0,3$. Величина $(W_0/h)=0,96$ для подводящих линий находится по пунктирной кривой, соответствующей $s/h=\infty$. Абсолютное значение размеров W_{ce} и s_{ce} определяются через заданную толщину подложки $h=0,5$ мм.

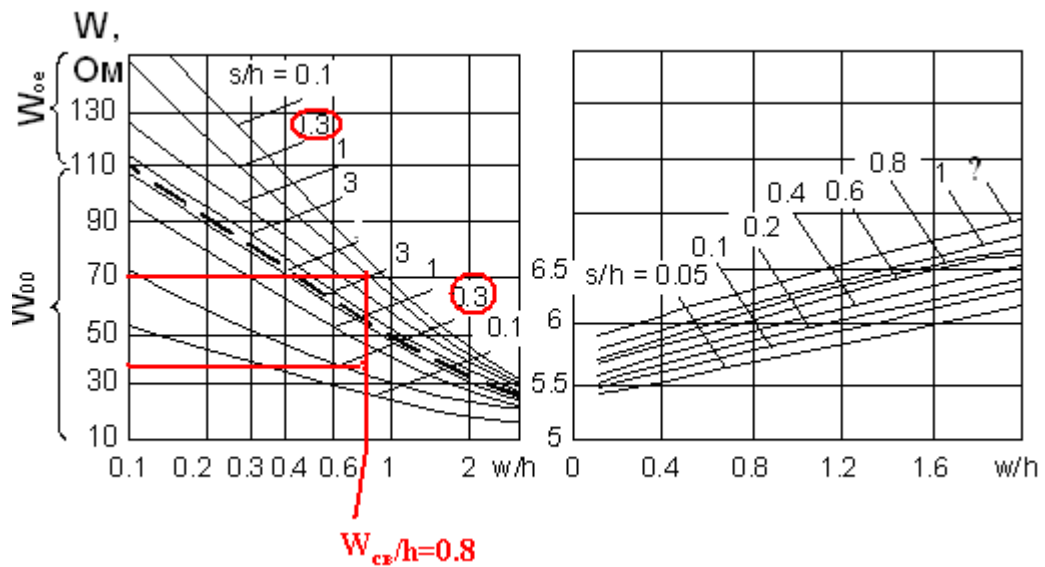


Рис. 9.2 Зависимость параметров параллельно связанных полосковых линий от размеров W_{cx}/h и нормированной ширины зазора s/h между полосками ($\epsilon=9,8$)

Ширина полосок в области связи равно

$$W_{cx} = 0,8 \cdot 0,5 = 0,4 \text{ мм},$$

а ширина зазора между параллельными линиями

$$s_{cx} = 0,3 \cdot 0,5 = 0,15 \text{ мм}.$$

Длина области связи направленного ответвителя равна

$$l_{cx} = \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_{эф}}}$$

$$\epsilon_{эф} = 0,5 \left[1 + 9,8 + (9,8 - 1) / \sqrt{1 + 10 \frac{0,5}{0,4}} \right] = 6,598;$$

$$l_{cx} = \frac{3,2}{4\sqrt{6,598}} = 3,115 \text{ мм}.$$

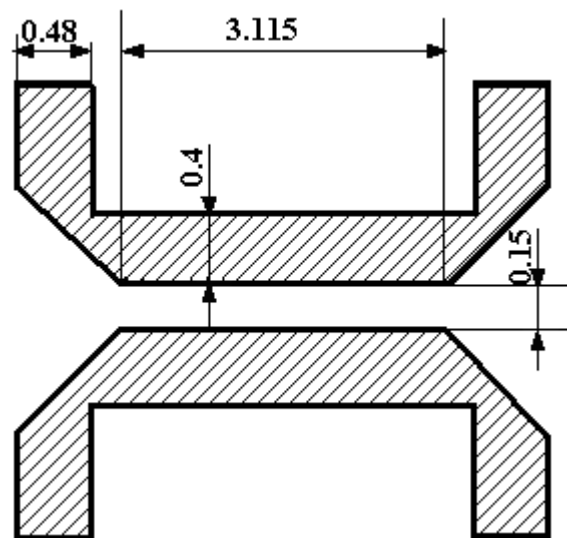


Рис. 9.3 Топология направленного ответвителя на связанных линиях

9.4 Задание по теме практической работы

Задание 9.1

Рассчитать размеры полоскового НО для заданных параметров.
Данные для расчета приведены в [Таблице П9.1.](#)

Практическая работа №10 РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ КОЛЬЦЕВЫХ МОСТОВ

10.1 Цель работы

- 1). Изучить свойства кольцевых мостов.
- 2). Получить навыки расчета геометрических размеров кольцевых мостов.

10.2 Основные теоретические сведения

Кольцевой мост представляет собой сочленение четырех параллельных Т-тройников, боковые плечи которых соединены последовательно и образуют замкнутое кольцо (рис. 10.1). Длина средней окружности кольца обычно равна $l_{\text{ср}} = \pi \cdot d_{\text{ср}} = 3\lambda_g/2$, а расстояние между ближайшими плечами моста вдоль этой окружности одинаково и равно $\lambda_g/4$. Поэтому мощность, поданная в любое плечо (например, в плечо 1), будет делиться между двумя ближайшими справа и слева плечами 2 и 4, а плечо 3 будет изолировано, т. к. в его плоскости фазы колебаний, приходящих справа и слева, всегда противоположны (разность хода $\lambda_g/2$). Проектирование кольцевого моста, как и квадратурного, сводится к проектированию полосковых линий с заданными волновыми сопротивлениями – Z_0 и $Z_1 = Z_0 / \sqrt{2}$.

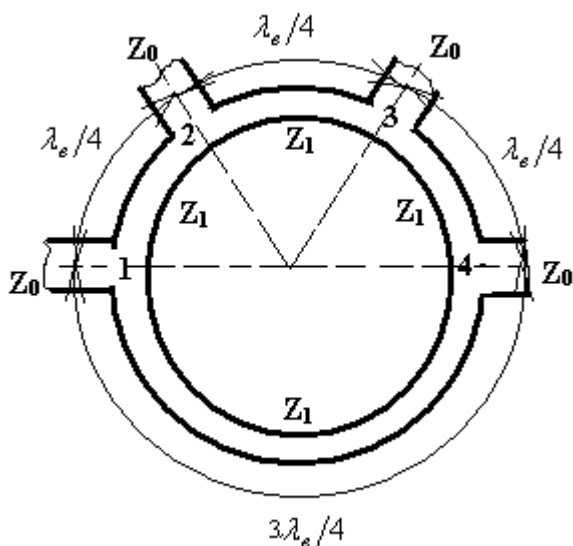


Рис. 10.1 Эквивалентная схема кольцевого моста

Развязка выходных плеч кольцевого моста составляет 15дБ, коэффициент стоячей волны не менее 1,2 в относительной полосе частот 15%.

Широкое применение в полосковой технике нашли кольцевые делители мощности с развязывающим сопротивлением (рис. 10.2).

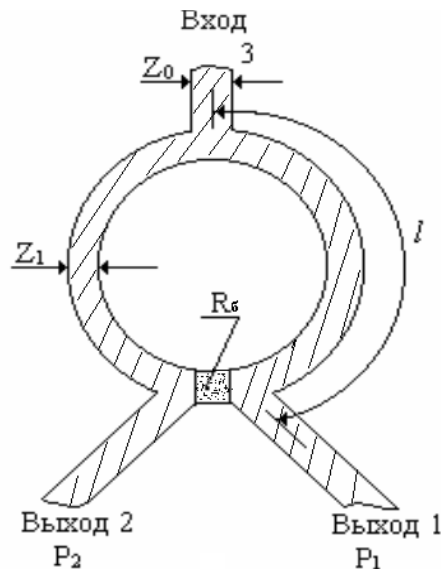


Рис. 10.2 Кольцевой делитель мощности с развязывающим сопротивлением

Их применяют для разветвления и суммирования сигналов в системах ФАР, мощных усилителях на транзисторах, в смесителях, переключателях и т. п.

Значение волнового сопротивления кольца делителя с равным делением мощности равно

$$Z_1 = \sqrt{2}Z_0. \quad (10.1)$$

Развязывающее сопротивление величиной

$$R_с = 2 Z_0 \quad (10.2)$$

выполняется в виде поглощающей пленки с высоким поверхностным сопротивлением. Длина полукольца $l = \lambda_с / 4$. Радиус кольцевого участка $R = \lambda_с / 4\pi$.

Типовые параметры кольцевого делителя с развязывающим сопротивлением следующие: в полосе частот $f_{\max} / f_{\min} = 1,4$, коэффициент стоячей волны $K_{\text{сти}} \leq 1,22$, развязка выходных плеч $> 20 \text{ дБ}$.

10.3 Примеры решения типовых задач

Задание 10.1

Рассчитать размеры кольцевого моста с равномерным делением мощности в выходных плечах на длину волны 3,2 см при условии выполнения на плосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Волновое сопротивление кольцевой линии моста по (10.1)

$$Z_к = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,711 \text{ Ом.}$$

По выражению (5.13) определяется ширина подводящих и кольцевых линий моста.

Для подводящей линии с $Z=50 \text{ Ом}$ ширина полоска $W = 0,48 \text{ мм}$,

Для кольцевой линии с волновым сопротивлением $Z_k=70,7\text{Ом}$ ширина полоска

$$W_k/h = \frac{314}{70,7\sqrt{9,8}} - 1 = 0,42,$$

$$W_k = 0,42 \cdot 0,5 = 0,21 \text{ мм.}$$

По формулам (5.14) и (5.15) вычисляем длину волны в кольцевой линии

$$\varepsilon_{эфк} = 0,5 \left[1 + 9,8 + (9,8 - 1) / \sqrt{1 + 10 \frac{0,5}{0,21}} \right] = 6,282,$$

$$\lambda_{вк} = \frac{32}{\sqrt{6,282}} = 12,77 \text{ мм.}$$

Длина средней линии окружности кольца равна

$$l_{cp} = \frac{3\lambda_{вк}}{2},$$

$$l_{cp} = \frac{3 \cdot 12,77}{2} = 19,151 \text{ мм.}$$

Диаметр средней линии окружности кольца равен

$$d_{cp} = \frac{l_{cp}}{\pi},$$

$$d_{cp} = \frac{19,151}{3,14} = 6,096 \text{ мм.}$$

Диаметр внутренней окружности кольца равен

$$d_{внутр} = d_{cp} - W_k = 6,096 - 0,21 = 5,886 \text{ мм.}$$

Диаметр внешней окружности кольца равен

$$d_{внеш} = d_{cp} + W_k = 6,096 + 0,21 = 6,306 \text{ мм.}$$

Расстояние между ближайшими плечами моста равно

$$l = \frac{\Lambda_{вк}}{4},$$

$$l = \frac{12,77}{4} = 3,19 \text{ мм.}$$

Практическая работа №11

РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ ШЛЕЙФНЫХ МОСТОВ С РАВНОМЕРНЫМ ДЕЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

11.1 Цель работы

- 1) Изучить свойства шлейфных мостов с равномерным делением мощности.
- 2) Получить навыки расчета размеров шлейфных мостов с равномерным делением мощности.

11.2 Основные теоретические сведения

В идеальном равномерном мосте при подаче СВЧ колебаний в одно из его плеч мощность колебаний распределяется поровну между определенной парой двух других плеч, а в четвертое плечо (если оно предусмотрено конструкцией), называемое изолированным, мощность не поступает (предполагается, что все плечи остаются нагруженными на согласованные нагрузки). Пара плеч, между которыми распределяется мощность, тоже обладает взаимной развязкой. Номинальный сдвиг фаз колебаний между сигналами выходных плеч зависит от типа моста.

Наибольшее распространение получили квадратные (или шлейфные) и кольцевые мосты. Квадратный мост представляет собой четырехплечное устройство, в котором два параллельных отрезка полосковой линии параллельно соединены между собой несколькими шлейфами (минимум двумя), имеющими длину и интервал между ними равными четверти длины волны в линии $\lambda_g / 4$ на средней частоте рабочего диапазона волн (рис. 11.1). Квадратный мост является квадратурным, т.е. сдвиг фаз колебаний в выходных плечах $\pi/2$. Он симметричен, поэтому его свойства одинаковы со стороны любого плеча. Мощность, поданная, например, в плечо 1, распределяется поровну между плечами 3, 4 и не поступает в плечо 2 из-за противофазности возникающих в нем СВЧ колебаний.

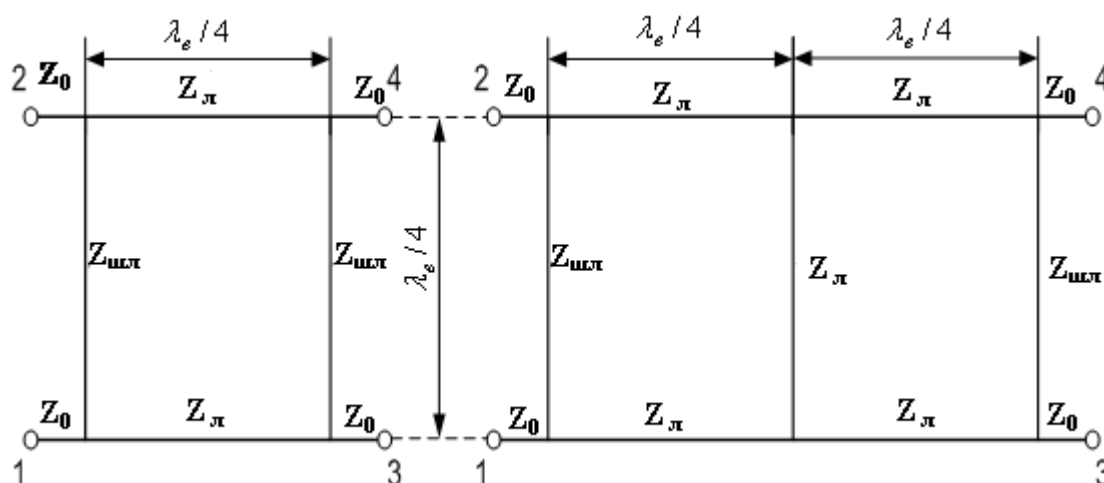


Рис. 11.1 Эквивалентная схема двух- и трехшлейфного моста

Для согласования моста по каждому входу волновые сопротивления составляющих отрезков основных линий ($Z_{\text{л}}$) и шлейфов ($Z_{\text{шл}}$) должны находиться в определенном соотношении с волновым сопротивлением подводящих линий (Z_0). Для двухшлейфного моста эти соотношения следующие:

$$Z_{\text{шл}} = Z_0, \quad (11.1)$$

$$Z_{\text{л}} = Z_0 / \sqrt{2}, \quad (11.2)$$

для трех шлейфного моста

$$Z_{\text{шл}} = 2,415 \cdot Z_0, \quad (11.3)$$

$$Z_{\text{л}} = Z_0 / \sqrt{2}. \quad (11.4)$$

Трехшлейфный мост имеет большую полосу пропускания, чем двухшлейфный. Например, в относительной полосе рабочих частот $\Delta f / f_0 = 10\%$ параметры двух и трехшлейфного мостов приведены в Таблице 11.1.

Таблица 11.1

Параметры двухшлейфного и трехшлейфного мостов в относительной полосе частот 10%

Параметр	Двухшлейфный мост	Трехшлейфный мост
Коэффициент стоячей волны $K_{\text{сст}}$	1,26	1,03
Разбаланс амплитуд, дБ	0,24	0,12
Развязка изолированного плеча, дБ	19	37

Двухшлейфный мост имеет меньшие потери по сравнению с трехшлейфным из-за меньшей электрической и соответственно геометрической длины линий в составе моста. Поэтому в тех случаях, когда требуемая полоса рабочих частот не превышает 5-7% и важны малые размеры СВЧ устройства, целесообразно использовать двухшлейфный мост, если полоса частот не превышает 10%, следует выполнять трехшлейфный мост.

11.3 Примеры решения типовых задач

Задание 11.1

Рассчитать размеры двухшлейфного моста с равномерным делением мощности в выходных плечах на длину волны 3,2 см при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Волновое сопротивление основной линии согласно (11.2)

$$Z_{\pi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot 50 = 35,4 \text{ Ом.}$$

Волновое сопротивление шлейфов по выражению (11.1)

$$Z_{\text{ш}} = 50 \text{ Ом.}$$

Ширина полоски подводящей линии определяется по формуле (5.13) равна 0,48 мм.

Ширина полоски основной линии вычисляется по формуле (5.13)

$$W/h = \frac{314}{35,4\sqrt{9,8}} - 1 = 1,837 ;$$

$$W = 1,837 \cdot 0,5 = 0,919 \text{ мм.}$$

Ширина полоски шлейфа согласно (5.13)

$$\frac{W}{h} = \frac{314}{50\sqrt{9,8}} - 1 = 0,96 ,$$

$$W = 0,96 \cdot 0,5 = 0,48 \text{ мм.}$$

Размеры четвертьволновых отрезков основной линии моста вычисляются с применением формул (5.14) и (5.15):

$$\varepsilon_{\text{эфл}} = 0,5 \left[1 + 9,8 + \frac{(9,8 - 1)}{\sqrt{1 + 10/1,837}} \right] = 7,133 ,$$

$$\lambda_{\text{вл}}/4 = \frac{32}{4\sqrt{7,133}} = 2,995 \text{ мм.}$$

Размеры четвертьволновых отрезков крайних шлейфов моста

$$\varepsilon_{\text{эфшл}} = 0,5 \left[1 + 9,8 + \frac{(9,8 - 1)}{\sqrt{1 + 10/0,96}} \right] = 6,73 ,$$

$$\lambda_{\text{вшл}}/4 = \frac{32}{4\sqrt{6,73}} = 3,084 \text{ мм.}$$

Для этого между исходной подводящей линией с $Z=50\text{ Ом}$ и основной линией моста следует включить трансформирующий четвертьволновой отрезок (рис. 11.3), волновое сопротивление которого определяется из условия практической реализуемости крайних шлейфов моста.

Задается ширина полоски крайних шлейфов $W=0,1$ мм ($W/h=0.2$) и по формуле (5.13) определяется соответствующее волновое сопротивление полосковой линии

$$Z(W) \approx \frac{377}{\sqrt{9,8} \cdot \frac{0,1}{0,2} \left[1 + \frac{1,735}{9,8^{0,0724}} \cdot \left(\frac{0,1}{0,5} \right)^{-0,836} \right]} = 90,579 \text{ Ом.}$$

Из соотношения (11.3) определяется требуемое значение волнового сопротивления подводящих линий

$$Z_1 = \frac{Z_{\text{шл}}}{2,415},$$

$$Z_1 = \frac{90,579}{2,415} = 37,507 \text{ Ом.}$$

Волновое сопротивление трансформирующего отрезка линии равно

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{Z_0 Z_1}, \quad (11.5)$$

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{50 \cdot 37,507} = 43,305 \text{ Ом.}$$

Ширина трансформирующего отрезка полосковой линии определяется по формуле (5.13):

$$W_{\text{тр}}/h = \frac{314}{43,2\sqrt{9,8}} - 1 = 1,316,$$

$$W_{\text{тр}} = 1,32 \cdot 0,5 = 0,66 \text{ мм.}$$

Волновое сопротивление основной линии и среднего шлейфа моста равно

$$Z_{\text{л}} = \frac{Z_1}{\sqrt{2}} = \frac{37,4}{\sqrt{2}} = 26,5 \text{ Ом.}$$

Ширина полоска основной линии и среднего шлейфа моста равна

$$W_{\text{л}}/h = \frac{314}{26,5\sqrt{9,8}} - 1 = 2,782,$$

$$W_{\text{л}} = 2,782 \cdot 0,5 = 1,391 \text{ мм.}$$

Размеры четвертьволновых отрезков основной линии моста равны

$$\varepsilon_{\text{эфл}} = 0,5 \left[1 + 9,8 + \frac{(9,8-1)}{\sqrt{1+10/2,782}} \right] = 7,453,$$

$$\lambda_{\text{вл}}/4 = \frac{32}{4\sqrt{7,45}} = 2,93 \text{ мм.}$$

Размеры четвертьволновых отрезков крайних шлейфов моста равны

$$\varepsilon_{\text{эфшл}} = 0,5 \left[1 + 9,8 + \frac{(9,8-1)}{\sqrt{1+10 \cdot \frac{0,5}{0,1}}} \right] = 6,016,$$

$$\lambda_{\text{вшл}}/4 = \frac{32}{4 \cdot \sqrt{6,016}} = 3,263 \text{ мм.}$$

Размеры четвертьволновых трансформирующих отрезков моста равны

11.4 Задание по теме практической работы

Исходя из заданной полосы частот определить вид шлейфного моста с равномерным делением мощности и рассчитать его геометрические размеры. Данные для расчета приведены в [Таблице П11.1.](#)

Практическая работа №12

РАСЧЕТ ПОЛОСКОВЫХ МОСТОВ С НЕРАВНОМЕРНЫМ ДЕЛЕНИЕМ МОЩНОСТИ

12.1 Цель работы

1) Изучить свойства полосковых мостов с неравномерным делением мощности.

2) Получить навыки расчета геометрических размеров полосковых мостов с неравномерным делением мощности.

12.2 Основные теоретические сведения

При относительно невысоких значениях неравномерности деления мощности (до 6дБ) применяют мостовые полосковые соединения – двухшлейфный, кольцевой мост и кольцевой делитель мощности с развязывающим соединением.

Отличие делителей с неравномерным делением от делителей с равномерным делением на основе мостовых соединений состоит с изменением волновых сопротивлений плеч тройниковых соединений в составе делителей мощности.

Кольцевой делитель с развязывающим сопротивлением, обеспечивающий отношение выходных мощностей $P_1/P_2=n^2$, показан на рис.12.1.

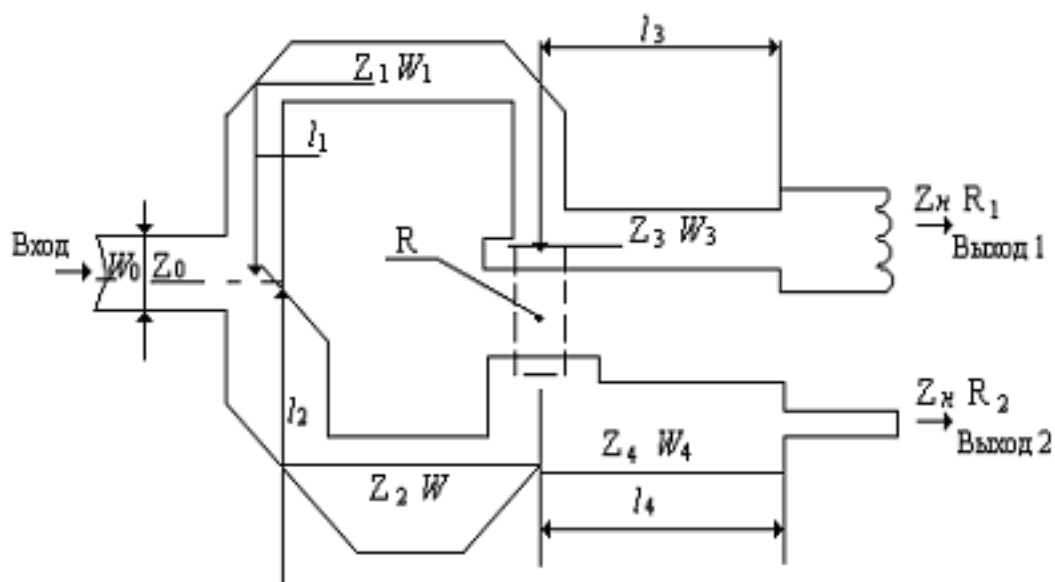


Рис. 12.1 Кольцевой делитель с развязывающим сопротивлением с неравномерным делением мощности

Длины полуколец l_1 и l_2 остаются равными четверти длины волны в линии, а их волновые сопротивления определяются соответственно

$$Z_1 = \sqrt{n(n^2 + 1)} Z_0, \quad (12.1)$$

$$Z_2 = \sqrt{(n^2 + 1) / n^3} Z_0. \quad (12.2)$$

В выходных плечах располагаются четвертьволновые согласующие трансформаторы l_3 и l_4 с волновыми сопротивлениями

$$Z_3 = \sqrt{n Z_0 Z_H}, \quad Z_4 = \sqrt{Z_0 Z_{H/n}}. \quad (12.3)$$

Развязывающее сопротивление равно

$$R = Z_0(n^2 + 1)/n. \quad (12.4)$$

Размеры пленочного резистора, реализующего развязывающее сопротивление, связаны соотношением

$$R = \rho_s \frac{l_R}{W_R}, \quad (12.5)$$

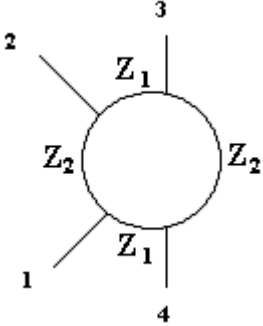
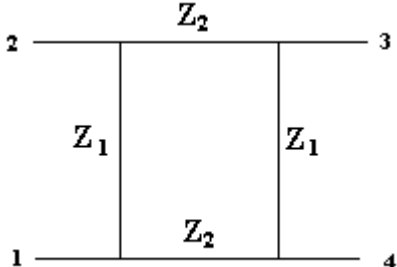
где ρ_s – поверхностное сопротивление резистивного материала; l_R и W_R – длина и ширина пленочного резистора.

Отношение P_1/P_2 должно быть не более четырех. При большем соотношении мощностей делитель трудно согласовать с входными линиями.

В Таблице 12.1 приведены соотношения для волновых сопротивлений плеч делителей мощности с неравномерным делением.

Таблица 12.1

Соотношения волновых сопротивлений для мостовых делителей

Схема	коэффициент деления
	1:1 1:2 1:3
	$Z_1 = Z_2 = \sqrt{2} \cdot Z_0$ $Z_1 = Z_0 \sqrt{\frac{3}{2}}$ $Z_2 = Z_0 \sqrt{3}$ $Z_1 = \frac{2}{\sqrt{3}} Z_0$ $Z_2 = 2 Z_0$
	$Z_1 = Z_0$ $Z_1 = Z_0 / \sqrt{2}$ $Z_1 = \sqrt{2} \cdot Z_0$ $Z_2 = Z_0 \sqrt{\frac{2}{3}}$ $Z_1 = \sqrt{3} \cdot Z_0$ $Z_2 = Z_0 \frac{\sqrt{3}}{2}$

12.3 Примеры решения типовых задач

Задание 12.1

Рассчитать размеры [кольцевого делителя мощности с развязывающим сопротивлением](#) с делением мощности в выходных плечах 1:2 на длину волны 3,2 см при условии выполнения на полосковой линии с волновым сопротивлением подводящей регулярной линии 50 Ом на подложке из поликора толщиной 0,5 мм с диэлектрической проницаемостью 9,8.

Решение

Определяются волновые сопротивления всех плеч делителя по выражениям (12.1) – (12.3).

$$Z_1 = 50\sqrt{\sqrt{2}(1+2)} = 103,3 \text{ Ом},$$

$$Z_2 = 50\sqrt{(1+2)/2\sqrt{2}} = 51,5 \text{ Ом},$$

$$Z_3 = 50\sqrt[4]{2} = 59,9 \text{ Ом},$$

$$Z_4 = 50/\sqrt[4]{2} = 42 \text{ Ом},$$

Величина развязывающего сопротивления включаемого между выходными плечами моста равна

$$R_1 = 50 \cdot 3 / \sqrt{2} = 106 \text{ Ом}.$$

По формуле (5.13) находится ширина всех полосок делителя.

Для волнового сопротивления $Z_1 = 103,3 \text{ Ом}$ ширина проводника равна $W_1 = 0,06 \text{ мм}$, для $Z_2 = 51,5 \text{ Ом}$ – $W_2 = 0,45 \text{ мм}$, для $Z_3 = 59,9 \text{ Ом}$ $W_3 = 0,33 \text{ мм}$, для $Z_4 = 42 \text{ Ом}$ $W_4 = 0,66 \text{ мм}$.

По формулам (5.14) и (5.15) находятся значения эффективной проницаемости и соответствующие значения длины волны для всех полосок делителя.

Для полоски с волновым сопротивлением $Z_1 = 103,3 \text{ Ом}$ эффективная проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}1} = 5,76$ и длина волны в линии $\lambda_{\text{е}1} = 12,5 \text{ мм}$; для $Z_2 = 51,5 \text{ Ом}$ эффективная проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}2} = 6,76$ и длина волны в линии $\lambda_{\text{е}2} = 11,5 \text{ мм}$; для $Z_3 = 59,9 \text{ Ом}$ эффективная проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}3} = 6,5025$ и длина волны в линии $\lambda_{\text{е}3} = 11,7 \text{ мм}$; для $Z_4 = 42 \text{ Ом}$ эффективная проницаемость $\varepsilon_{\text{эф}4} = 6,8644$ и длина волны в линии $\lambda_{\text{е}4} = 11,4 \text{ мм}$.

Определяются соответствующие длины отрезков делителя

$$l_1 = \lambda_{\text{е}1} / 4 = 3,1 \text{ мм},$$

$$l_2 = \lambda_{\text{е}2} / 4 = 2,87 \text{ мм},$$

$$l_3 = \lambda_{\text{е}3} / 4 = 2,9 \text{ мм},$$

$$l_4 = \lambda_{\text{е}4} / 4 = 2,86 \text{ мм}.$$

Геометрические размеры пленочного резистора определяются, исходя из формулы (12.5), принимая ширину резистора равной среднему значению ширины участков с $W_1 = 0,06 \text{ мм}$ и $W_2 = 0,45 \text{ мм}$, т.е. $W_R = (0,06 + 0,45) / 2 = 0,255 \text{ мм}$.

При выполнении пленочного резистора из тантала с поверхностным сопротивлением $\rho_s = 100 \text{ Ом}/\square$ длину резистора должна быть равной

$$l_R = R \cdot W_R / \rho_s,$$

$$l_R = 106 \cdot 0.255 / 100 = 0.2703 \text{ мм.}$$

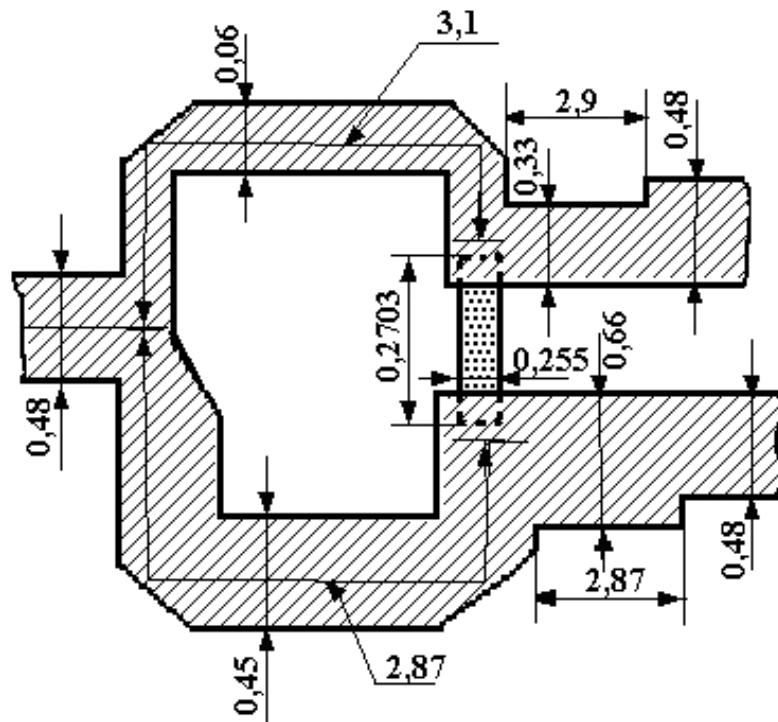


Рис.12.2 Топология кольцевого делителя с развязывающим сопротивлением с делением мощности в выходных плечах $P_2 : P_1 = 1 : 2$.

12.4 Задание по теме практической работы

Задание 12.1

Рассчитать геометрические размеры кольцевого делителя мощности для заданного соотношения мощностей в выходных плечах.

Данные для расчета приведены в [Таблице П12.1](#).

ПРИЛОЖЕНИЕ

Таблица П1.1

**Варианты для задания по теме практического занятия
«Расчет параметров прямоугольного волновода»**

Вариант	Размеры поперечного сечения волновода, мм	Центральная частота рабочего диапазона, ГГц
1	457 x 229	1.3
2	59 x 29	6.5
3	292 x 146	1.4
4	40 x 20	8.6
5	165 x 83	2.2
6	59 x 29	5.7
7	109 x 55	3
8	40 x 20	7
9	86 x 43	3.5
10	23 x 10	9
11	59 x 29	5.5
12	86 x 43	4
13	40 x 20	8
14	59 x 29	6
15	35 x 16	9
16	29 x 13	11
17	59 x 29	7
18	23 x 10	12
19	19 x 9.5	16
20	86 x 43	5.3

**Варианты для задания по теме практического занятия
«Расчет параметров круглого волновода»**

№ варианта	Размеры поперечного сечения волновода, мм	Центральная частота рабочего диапазона, ГГц
1	R=65	7,5
2	R=50	5.5
3	R=51	6,8
4	R=45	6
5	R=65	8
6	R=43	5.7
7	R=37	4.3
8	R=65	7
9	R=42	5,5
10	R=70	9
11	R=51	7,4
12	R=35	4
13	R=50	6.5
14	R=42	6
15	R=37	4.7
16	R=65	6,5
17	R=51	7
18	R=35	4,2
19	R=50	6.1
20	R=37	5.3

Варианты задания к практической работе
«Расчет параметров прямоугольного волноводного резонатора»

Вариант	Тип резонатора	Параметры среды заполнения		Материал стенок резонатора	E_{\max} , кВ/см	Размеры резонатора, мм
		ε	$\operatorname{tg} \delta$			
1	Прямоугольный	2.5	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	30	20 x 10 x 20
2	Прямоугольный	1	0	латунь	20	25 x 10 x 15
3	Прямоугольный	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	серебро	30	23 x 10 x 15
4	Прямоугольный	3.8	$3 \cdot 10^{-5}$	медь	20	23 x 10 x 25
5	Прямоугольный	2.25	$2 \cdot 10^{-4}$	серебро	25	40 x 25 x 50
6	Прямоугольный	2.56	$2 \cdot 10^{-4}$	латунь	30	20 x 15 x 15
7	Прямоугольный	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	медь	20	10 x 7 x 9
8	Прямоугольный	1	0	латунь	35	10 x 5 x 10
9	Прямоугольный	3.8	$3 \cdot 10^{-5}$	серебро	30	20 x 13 x 20
10	Прямоугольный	2.25	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	25	20 x 10 x 25
11	Прямоугольный	2.56	$2 \cdot 10^{-5}$	медь	30	20 x 10 x 20
12	Прямоугольный	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	серебро	35	25 x 10 x 15
13	Прямоугольный	1	0	латунь	20	23 x 10 x 15
14	Прямоугольный	2.56	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	25	23 x 10 x 25
15	Прямоугольный	1	0	серебро	30	40 x 25 x 50
16	Прямоугольный	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	медь	40	20 x 15 x 15
17	Прямоугольный	1	0	латунь	35	10 x 7 x 9
18	Прямоугольный	2.56	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	20	10 x 5 x 10
19	Прямоугольный	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	серебро	20	20 x 13 x 20
20	Прямоугольный	1	0	латунь	25	20 x 10 x 25

Варианты задания к практической работе

«Расчет параметров цилиндрического волноводного резонатора»

Вариант	Тип резонатора	Параметры среды заполнения		Материал стенок резонатора	E_{\max} , кВ/см	Размеры резонатора, мм
		ε	$\operatorname{tg} \delta$			
1	Цилиндрический	2.5	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	30	R=35, l=15
2	Цилиндрический	1	0	латунь	20	R=10, l=15
3	Цилиндрический	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	серебро	30	R=21, l=15
4	Цилиндрический	3.8	$3 \cdot 10^{-5}$	медь	20	R=15, l=20
5	Цилиндрический	2.25	$2 \cdot 10^{-4}$	серебро	25	R=40, l=30
6	Цилиндрический	2.56	$2 \cdot 10^{-4}$	латунь	30	R=13, l=7
7	Цилиндрический	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	медь	20	R=17, l=20
8	Цилиндрический	1	0	латунь	35	R=15, l=40
9	Цилиндрический	3.8	$3 \cdot 10^{-5}$	серебро	30	R=35, l=40
10	Цилиндрический	2.25	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	25	R=35, l=15
11	Цилиндрический	2.56	$2 \cdot 10^{-5}$	медь	30	R=10, l=15
12	Цилиндрический	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	серебро	35	R=21, l=15
13	Цилиндрический	1	0	латунь	20	R=15, l=20
14	Цилиндрический	2.56	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	25	R=40, l=30
15	Цилиндрический	1	0	серебро	30	R=13, l=7
16	Цилиндрический	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	медь	40	R=17, l=20
17	Цилиндрический	1	0	латунь	35	R=15, l=40
18	Цилиндрический	2.56	$2 \cdot 10^{-4}$	медь	20	R=35, l=40
19	Цилиндрический	2.08	$2.5 \cdot 10^{-4}$	серебро	20	R=35, l=15
20	Цилиндрический	1	0	латунь	25	R=10, l=15

Варианты задания к практической работе
«Расчет полосковых фильтров нижних частот»

Вариант	Параметры ФНЧ
1	$\Delta f_{\text{ннч}} = 4 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 4.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
2	$\Delta f_{\text{ннч}} = 2.5 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 1 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 3.9 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 30 \text{ дБ}$
3	$f_{\text{ннч}} = 9.5 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 10.4 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
4	$f_{\text{ннч}} = 8.2 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 9.3 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
5	$f_{\text{ннч}} = 10.2 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 1.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 10.8 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 20 \text{ дБ}$
6	$\Delta f_{\text{ннч}} = 3 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 3.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
7	$f_{\text{ннч}} = 8 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 8.5 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
8	$f_{\text{ннч}} = 8 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 8.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 30 \text{ дБ}$
9	$f_{\text{ннч}} = 7 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 7.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
10	$\Delta f_{\text{ннч}} = 4 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 4.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
11	$\Delta f_{\text{ннч}} = 2.5 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 1 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 3.9 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 30 \text{ дБ}$
12	$f_{\text{ннч}} = 9.5 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 10.4 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
13	$f_{\text{ннч}} = 8.2 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 9.3 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
14	$f_{\text{ннч}} = 10.2 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 1.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 10.8 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 20 \text{ дБ}$
15	$\Delta f_{\text{ннч}} = 3 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 3.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
16	$f_{\text{ннч}} = 8 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 8.5 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
17	$f_{\text{ннч}} = 8 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 8.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
18	$f_{\text{ннч}} = 7 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad f_{\text{знч}} = 7.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
19	$\Delta f_{\text{ннч}} = 4 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 0.5 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 4.7 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 25 \text{ дБ}$
20	$\Delta f_{\text{ннч}} = 2.5 \text{ ГГц}, L_{\text{ннч}} = 1 \text{ дБ} \quad \Delta f_{\text{знч}} = 3.9 \text{ ГГц}, L_{\text{знч}} = 30 \text{ дБ}$

Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет полоскового фильтра верхних частот»

Вариант	Параметры ФВЧ
1	$f_3 = 8.2 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б, f_n = 10.6 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б$
2	$f_{нБЧ} = 8.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
3	$f_{нБЧ} = 7.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
4	$f_{нБЧ} = 10.5 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, f_{3БЧ} = 9.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
5	$\Delta f_{n2} = 1 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, \Delta f_{32} = 1.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
6	$f_3 = 8.2 ГГц, L_{32} = 30 \partial Б, f_n = 9.5 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б$
7	$f_{нБЧ} = 8.9 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
8	$f_{нБЧ} = 7.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 30 \partial Б$
9	$f_{нБЧ} = 10.5 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, f_{3БЧ} = 9.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
10	$\Delta f_{n2} = 1 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, \Delta f_{32} = 1.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
11	$f_3 = 8.2 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б, f_n = 10.6 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б$
12	$f_{нБЧ} = 8.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
13	$f_{нБЧ} = 7.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
14	$f_{нБЧ} = 10.5 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, f_{3БЧ} = 9.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
15	$\Delta f_{n2} = 1 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, \Delta f_{32} = 1.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
16	$f_3 = 8.2 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б, f_n = 10.6 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б$
17	$f_{нБЧ} = 8.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
18	$f_{нБЧ} = 7.2 ГГц, L_{n2} = 0.5 \partial Б, f_{3БЧ} = 6.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
19	$f_{нБЧ} = 10.5 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, f_{3БЧ} = 9.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$
20	$\Delta f_{n2} = 1 ГГц, L_{n2} = 1 \partial Б, \Delta f_{32} = 1.8 ГГц, L_{32} = 25 \partial Б$

**Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет полоскового ППФ»**

Вариант	Параметры ППФ
1	$f_0 = 7.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
2	$f_0 = 8.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.5 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
3	$f_0 = 10.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.0 ГГц$, $L_n = 1 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 20 \partial Б$
4	$f_0 = 7.3 ГГц$, $\Delta f_n = 1.4 ГГц$, $L_n = 1.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 2 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
5	$f_0 = 9.2 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 30 \partial Б$
6	$f_0 = 11.3 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 1 \partial Б$, $\Delta f_3 = 2.2 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
7	$f_0 = 9.5 ГГц$, $\Delta f_n = 1.0 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 20 \partial Б$
8	$f_0 = 8.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
9	$f_0 = 7.3 ГГц$, $\Delta f_n = 1.4 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
10	$f_0 = 11.3 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.5 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
11	$f_0 = 9.5 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 30 \partial Б$
12	$f_0 = 10.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.0 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
13	$f_0 = 7.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.5 ГГц$, $L_3 = 20 \partial Б$
14	$f_0 = 9.2 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
15	$f_0 = 7.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 30 \partial Б$
16	$f_0 = 11.3 ГГц$, $\Delta f_n = 1.0 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 2.2 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
17	$f_0 = 9.5 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 20 \partial Б$
18	$f_0 = 8.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.4 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.5 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$
19	$f_0 = 7.6 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 1.8 ГГц$, $L_3 = 20 \partial Б$
20	$f_0 = 9.5 ГГц$, $\Delta f_n = 1.2 ГГц$, $L_n = 0.5 \partial Б$, $\Delta f_3 = 2.2 ГГц$, $L_3 = 25 \partial Б$

**Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет полоскового ПЗФ»**

Вариант	Параметры ППФ
1	$f_0 = 7.6 ГГц, \Delta f_3 = 1.2 ГГц, L_3 = 25 \partial Б, \Delta f_n = 1.8 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б$
2	$f_0 = 8.6 ГГц, \Delta f_n = 1.8 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.5 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
3	$f_0 = 10.6 ГГц, \Delta f_n = 2.5 ГГц, L_n = 1 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 20 \partial Б$
4	$f_0 = 7.3 ГГц, \Delta f_n = 2.4 ГГц, L_n = 1.5 \partial Б, \Delta f_3 = 2 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
5	$f_0 = 9.2 ГГц, \Delta f_n = 2.7 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 30 \partial Б$
6	$f_0 = 11.3 ГГц, \Delta f_n = 3.2 ГГц, L_n = 1 \partial Б, \Delta f_3 = 2.2 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
7	$f_0 = 9.5 ГГц, \Delta f_n = 3.0 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 20 \partial Б$
8	$f_0 = 8.6 ГГц, \Delta f_n = 3.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
9	$f_0 = 7.3 ГГц, \Delta f_n = 2.4 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
10	$f_0 = 11.3 ГГц, \Delta f_n = 2.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.5 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
11	$f_0 = 9.5 ГГц, \Delta f_n = 3.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 30 \partial Б$
12	$f_0 = 10.6 ГГц, \Delta f_n = 3.0 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
13	$f_0 = 7.6 ГГц, \Delta f_n = 1.9 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.5 ГГц, L_3 = 20 \partial Б$
14	$f_0 = 9.2 ГГц, \Delta f_n = 2.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
15	$f_0 = 7.6 ГГц, \Delta f_n = 2.5 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 30 \partial Б$
16	$f_0 = 11.3 ГГц, \Delta f_n = 3.0 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 2.2 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
17	$f_0 = 9.5 ГГц, \Delta f_n = 3.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 20 \partial Б$
18	$f_0 = 8.6 ГГц, \Delta f_n = 2.4 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.5 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$
19	$f_0 = 7.6 ГГц, \Delta f_n = 3.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 1.8 ГГц, L_3 = 20 \partial Б$
20	$f_0 = 9.5 ГГц, \Delta f_n = 3.2 ГГц, L_n = 0.5 \partial Б, \Delta f_3 = 2.2 ГГц, L_3 = 25 \partial Б$

**Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет полосковых НО»**

Вариант	Частота, ГГц	Переходное ослабление, дБ	Диэлектрическая проницаемость материала подложки	Толщина подложки, мм
1	8	-10	9,6	1
2	9	-15	9,8	1,5
3	10	-20	9,6	1
4	11	-10	9,8	1,5
5	8	-15	9,6	1
6	9	-20	9,8	1,5
7	10	-10	9,6	1
8	11	-15	9,8	2
9	8	-20	9,6	1,5
10	9	-10	9,8	2
11	10	-15	9,6	1
12	11	-20	9,8	1,5
13	8	-10	9,6	1,5
14	9	-15	9,8	2
15	10	-20	9,6	1
16	11	-10	9,8	1,5
17	8	-15	9,6	1
18	9	-20	9,8	2
19	10	-10	9,6	1
20	11	-15	9,8	1,5

Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет полоскового кольцевого делителя мощности»

Вариант	Частота, ГГц	Диэлектрическая проницаемость мате- риала подложки	Толщина подложки, мм
1	8	9,6	1
2	9	9,8	1,5
3	10	9,6	1
4	11	9,8	1,5
5	8	9,6	1
6	9	9,8	1,5
7	10	9,6	1
8	11	9,8	2
9	8	9,6	1,5
10	9	9,8	2
11	10	9,6	1
12	11	9,8	1,5
13	8	9,6	1,5
14	9	9,8	2
15	10	9,6	1
16	11	9,8	1,5
17	8	9,6	1
18	9	9,8	2
19	10	9,6	1
20	11	9,8	1,5

Таблица П11.1

Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет шлейфного делителя мощности»

Вариант	Частота, ГГц	Относительная полоса частот, %	Диэлектрическая проницаемость мате- риала подложки	Толщина подложки, мм
1	8	3	9,6	1
2	9	9	9,8	1,5
3	10	4	9,6	1
4	11	10	9,8	1,5
5	8	2	9,6	1
6	9	8	9,8	1,5
7	10	5	9,6	1
8	11	8	9,8	2
9	8	3	9,6	1,5
10	9	7	9,8	2
11	10	4	9,6	1
12	11	10	9,8	1,5
13	8	9	9,6	1,5
14	9	8	9,8	2
15	10	5	9,6	1
16	11	7	9,8	1,5
17	8	3	9,6	1
18	9	10	9,8	2
19	10	9	9,6	1
20	11	4	9,8	1,5

Таблица П12.1

Исходные данные для задания по теме практической работы
«Расчет полосковых мостов с неравномерным делением мощности»

Вариант	Частота, ГГц	Соотношение мощностей в вы- ходных плечах моста	Диэлектрическая проницаемость мате- риала подложки	Толщина подложки, мм
1	8	1:2	9,6	1
2	9	1:3	9,8	1,5
3	10	1:4	9,6	1
4	11	1:2	9,8	1,5
5	8	1:3	9,6	1
6	9	1:4	9,8	1,5
7	10	1:2	9,6	1
8	11	1:3	9,8	2
9	8	1:4	9,6	1,5
10	9	1:2	9,8	2
11	10	1:3	9,6	1
12	11	1:4	9,8	1,5
13	8	1:2	9,6	1,5
14	9	1:3	9,8	2
15	10	1:4	9,6	1
16	11	1:2	9,8	1,5
17	8	1:3	9,6	1
18	9	1:4	9,8	2
19	10	1:2	9,6	1
20	11	1:3	9,8	1,5

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. **Чебышев, В.В.** Устройства СВЧ и антенны. Часть 3. Устройства СВЧ [Электронный ресурс] : учебное пособие / В.В. Чебышев. — Электрон. текстовые данные. — М. : Московский технический университет связи и информатики, 2016. — 45 с. — 2227-8397 <http://www.iprbookshop.ru/61570.html>
2. **Кубанов, В.П.** Основы теории антенн и распространения радиоволн [Электронный ресурс]: учебное пособие/ В.П. Кубанов [и др.].— Электрон. текстовые данные.— Самара: Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, 2016. - <http://www.iprbookshop.ru/71866.html>
3. **Боков, Л.А.** Электродинамика и распространение радиоволн [Текст] / Л.А.Боков, В.А.Замотринский, А.Е.Мандель. - Томск: Томский гос. университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 301 с.
4. **Замотринский, В.А.** Устройства СВЧ и антенны. Часть 1. Устройства СВЧ [Электронный ресурс]: учебное пособие/ Замотринский В.А., Шангина Л.И.— Электрон. текстовые данные.— Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.— 222 с . www.iprbookshop.ru/13996.
5. **Малков, Н.А.** Устройства сверхвысоких частот: учебное пособие. / Малков Н.А., Пудовкин А.П. - Тамбов: Изд-во Тамб. гос. техн. ун-та, 2008. - 92 с. <http://window.edu.ru/resource/094/64094>.
6. **Сазонов, Д.М.** Антенны и устройства СВЧ [Текст]: учеб. для радиотехнических спец вузов/ Д.М.Сазонов. – М.: Высшая школа, 1988.– 432с.
7. **Сиверс, А.П.** Проектирование радиоприемных устройств/ Под ред. А.П. Сиверса – М.:Сов. радио, 1976. – 487 с.
8. **Маттей, Д.Л.** Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. Т.1. Пер. с англ./ Д.Л.Маттей, Л. Янг, Е.М.Т. Джонс [Текст] – М.: Связь, 1972. – 440 с.
9. **Максимов, В.М.** Устройства СВЧ: основы теории и элементы тракта [Текст]: учеб.пособие.- М.: САЙНС-ПРЕСС,2002.-72с.
10. Антенны, СВЧ-устройства и их технологии [Текст] / учеб. пособие / Ю.Б. Нечаев, В.И. Николаев, Р.Н. Андреев, Н.Н. Винокурова; под общ. ред. Ю.Б. Нечаева, В.И. Николаева. – Воронеж: ОАО Концерн «Созвездие», 2008. – 629 с.
11. **Веселов, Г.И.** Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст]. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.
12. **Фельдштейн, А.Л.** Справочник по элементам волноводной техники/ А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П.Смирнов [Текст]. – М.:Сов. радио, 1967. – 651 с.