

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНСТВО СВЯЗИ
Федеральное государственное образовательное бюджетное
учреждение высшего профессионального образования
«ПОВОЛЖСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И ИНФОРМАТИКИ»

Кафедра основ конструирования и технологии РТС

В.А. Неганов

А.А. Солдатов

ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ СВЧ

Методические указания к
лабораторным работам

Самара

2014

УДК 621.396.67(076) + 621.385.6 (076)

Рекомендовано к изданию методическим советом ПГУТИ,
протокол № , от 2014

Рецензент:

проф., ПГУТИ, каф. РРТ
д.т.н., проф. Карякин В.,Л.

Методические указания к лабораторным работам «Исследование микрополосковых устройств СВЧ» содержит методику расчета и измерения основных параметров полосковых СВЧ-устройств: микрополосковой линии передачи (МПЛ) СВЧ; полосно-пропускающего СВЧ-фильтра; трансформатора и неоднородностей в СВЧ-цепи, разработаны в соответствии с ФГОС ВПО по направлению подготовки РТ, ИКТ-П, 11.03.01 Информационные технологии и системы связи, 11.03.02 и предназначены для студентов 4 курса факультета ФТР для лабораторных занятий.

$K_{CT} = U_{\max} / U_{\min}$ где U_{\max} и U_{\min} – максимальное и минимальное показания индикатора. Тогда

$$|S_{11}| = \frac{K_{CT} - 1}{K_{CT} + 1}$$

4. Определить $Arg S_{11}$. Методом "вилки" определить положение ближайшего к концу линии минимума напряжения l_1 . Рассчитать величину смещения его относительно УКЛ: $\Delta l_1 = |l_K - l_1|$. Величине Δl_1 присваивается знак "минус" при смещении l_1 относительно l_K в сторону нагрузки и знак "плюс" - при смещении к генератору. $Arg S_{11} = 2k_\beta \Delta l_1$; где $k_\beta = 2\pi / \lambda_\beta$.
5. Измерить $|S_{12}|$ - коэффициент передачи при согласованном выходе и прямой передачи. К четырехполоснику вместо согласованной нагрузки подключить согласованную детекторную головку (рис.7.1б), выход которой подключить к измерительному усилителю. Записать показания индикатора U_2 . Затем детекторную головку подключить непосредственно к измерительной линии и записать показания индикатора U_1 . Тогда

$$|S_{12}| = \frac{U_2}{U_1}$$

6. С помощью измеренных $|S_{11}|$, $Arg S_{11}$ рассчитать все параметры матрицы $[S]$, воспользовавшись известными соотношениями:

$$|S_{11}| = |S_{22}|, |S_{21}| = |S_{12}|, |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1, |S_{22}|^2 + |S_{12}|^2 = 1.$$

Тогда матрица рассеяния запишется в виде:

$$[S] = \begin{bmatrix} |S_{11}| \cdot e^{j\varphi_{11}} & \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \cdot e^{j(\varphi_{11} \pm \pi/2)} \\ \sqrt{1 - |S_{11}|^2} \cdot e^{j(\varphi_{11} \pm \pi/2)} & |S_{11}| \cdot e^{j\varphi_{11}} \end{bmatrix}$$

где $\varphi_{11} = Arg S_{11}$.

СОДЕРЖАНИЕ

Лабораторная работа №1.	
"ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВЫХ СОГЛАСУЮЩИХ ЭЛЕМЕНТОВ".....	4
Лабораторная работа №2.	
"ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ВОЛНОВЫХ МАТРИЦ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА".....	12
Лабораторная работа №3.	
"СИНТЕЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ППФ".....	20
Лабораторная работа №4.	
"ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ВОЛНОВЫХ МАТРИЦ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА".....	25
ПРИЛОЖЕНИЕ1. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ.....	28
ПРИЛОЖЕНИЕ2. ПРОГРАММА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК МПЛ В СРЕДЕ MathCad.....	46
ПРИЛОЖЕНИЕ3. СИНТЕЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ППФ.....	48
ПРИЛОЖЕНИЕ 4. СОГЛАСОВАНИЕ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ.....	60
ПРИЛОЖЕНИЕ 5. МЕТОДИКА РАСЧЕТА МИКРОПОЛОСКОВОГО СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА.....	65
ПРИЛОЖЕНИЕ 6. ИЗГОТОВЛЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА.....	67
ПРИЛОЖЕНИЕ 7. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА.....	69
ПРИЛОЖЕНИЕ 8. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЯНИЯ.....	73

"ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ

ПЕРЕДАЧИ СВЧ"

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

1- изучить основные параметры и характеристики микрополосковой линии передачи (МПЛ); 2- освоить методику измерения и расчета основных параметров МПЛ; 3- освоить методику расчета и подбора оптимальной по ослаблению МПЛ в заданном диапазоне частот.

2. ЛИТЕРАТУРА

1. Вольман, В. И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств [Текст]: справочник / под ред. В.И. Вольмана. - М.: Радио и связь, - 1982.- 328 с.

2. Неганов, В. А. Проектирование и исследование характеристик микрополосковых согласующих элементов [Текст]: метод. разработка к лаб. работам /В.А. Неганов, ПИИРС, Каф. ОК и ТРТС. - Самара, ПИИРС, 1993.- 21 с. – (Методическая разработка к лаб. работам)

3. Неганов, В. А. Теория и применение устройств СВЧ [Текст]: учебник /В. А. Неганов, Г.П. Яровой. М.: Радио и связь. 2006. – 719 с. – (Учебник)

4. Неганов, В. А., Электродинамика и распространение радиоволн [Текст]: учебник /В. А. Неганов, О. В. Осипов, Г. П. Яровой. – М.: Радио и связь. 2005. – 647 с.- (Учебник)

5. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн

ПРИЛОЖЕНИЕ 8. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ МАТРИЦЫ РАССЕЙЯНИЯ

Измерения проводятся на экспериментальной установке, схема которой показана на рис.8.1. Цифрами на рисунке обозначены:

1. Генератор СВЧ;
2. Измерительная линия;
3. Исследуемый четырехполюсник;
4. Измерительный усилитель;
5. Детекторная головка.

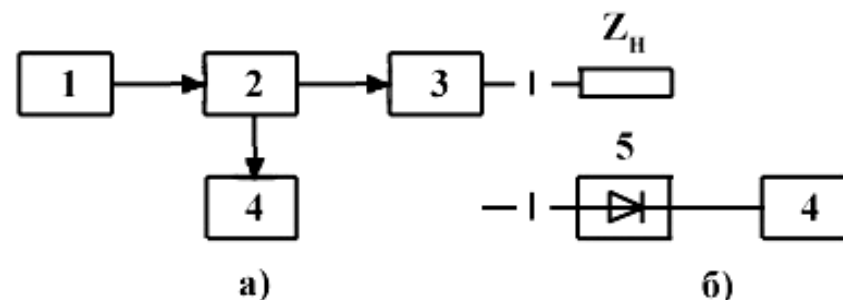


Рис.8.1. Схема измерения

При измерениях используются также согласованная нагрузка и короткозамыкатель.

Так как исследуемые четырехполюсники являются симметричными и реактивными, то измерения производятся в следующем порядке:

1. Измерить положение условного конца линии (УКЛ) l_K (см.п.6.2 прилож.6).
2. Измерить длину волны в линии (без исследуемого четырехполюсника). Методом "вилки" определить положение узла, ближайшего к УКЛ, $-l_1$ (см.рис.7.3 прилож.7). Тогда длина волны будет $\lambda_B = 2(l_K - l_1)$.
3. Измерить $|S_{11}|$ - коэффициент отражения на входе 1 четырехполюсника при согласованной нагрузке. Для этого к измерительной линии подключить исследуемый четырехполюсник плечом 1. К плечу 2 подключить согласованную нагрузку (см.рис.7.1а). Определить КСВ:

Фиксируются два соседних положения зонда измерительной линии l_{k1} и l_{k2} (рис. 7.4), для которых показания индикатора U_1 отличаются от нуля и одинаковы. Положение УКЛ определяется как среднее

$$l_k = (l_{k1} + l_{k2})/2$$

4. Подключается исследуемое устройство согласно схеме рис.8 и находится расстояние X от условного конца линии до первого минимума напряжения в направлении к генератору: $X = l_k - l_1$ (рис.7.4).

5. Значение полного сопротивления определяется по формуле:

$$Z_{BX} = Z_0 \cdot \left[\frac{K_{CT}(1 + tg^2 \beta(X + 1.1))}{K_{CT} + tg^2 \beta(X + 1.1)} + j \frac{(1 - K_{CT}^2) \cdot tg \beta(X + 1.1)}{K_{CT}^2 + tg^2 \beta(X + 1.1)} \right]$$

где $Z_0 = 50$ Ом - волновое сопротивление; $\beta = 2\pi/X$.

[Текст]: учеб. для вузов /Б.М. Петров. –М.: Телеком, 2014. – 558 с. – (Учебник)

6. Чернушенко А. М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств [Текст] : учебник для ВУЗов./ под ред. А. М. Чернушенко - М.: Радио и связь, -1983.- 351 с.- (Учебник)

7. Приложение к настоящей методической разработке.

3. ПОДГОТОВКА К ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

При подготовке к лабораторному занятию необходимо:

- изучить задание на работу, цель работы;
- ознакомиться с работой приборов, входящих в схему измерительной установки (рис.1,2,3);
- изучить соответствующие разделы лекций, материалы, изложенные в [1-6], методические указания к работе и ответить на контрольные вопросы.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Какие типы линий передачи СВЧ вы знаете? Их краткая характеристика.
2. Каковы основные требования, предъявляемые при выборе линии передачи СВЧ?
3. Какие виды полосково-щелевых линий вы знаете? Каковы индивидуальные особенности каждой из них?
4. Назовите основные достоинства и недостатки полосковых линий передачи СВЧ.
5. Как определить ширину полоски НПЛ?
6. Что такое аффертивная диэлектрическая

проницаемость и как ее рассчитать?

7. Привести классификацию типов волн в МПЛ. Нарисовать силовые линии основной волны в МПЛ.

8. Как зависит волновое сопротивление МПЛ от ширины подложки? Как рассчитать геометрические размеры МПЛ при известном волновом сопротивлении?

9. Что такое критическая частота для МПЛ и какова формула ее расчета?

10. Из чего складываются потери в МПЛ? Напишите формулы расчета коэффициента затухания в полосковых линиях.

11. Нарисуйте схему экспериментальной установки? Что и в какой последовательности измеряется?

5. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Собрать измерительную установку согласно рис.1.

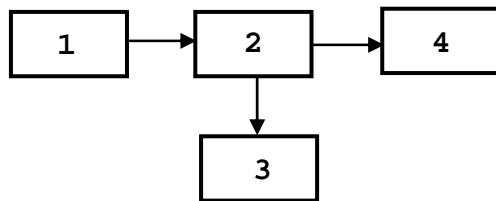


Рис.1. Схема измерительной установки в исходном положении: 1- генератор СВЧ (Г4-80) ; 2- измерительная линия; 3- измерительный усилитель (У2-8); 4- короткозамыкатель.

2. Установить органы управления на приборах в исходное положение согласно (приложению 4 из [6]).

3. Откалибровать измерительный усилитель (см.прилож.4 [6]).

$$K_{CT} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}}$$

7.4 Измерение входного сопротивления

Экспериментальное исследование зависимости $Z_{вх}(f)$ проводится в следующей последовательности:

1. Собрать лабораторную установку согласно схеме рис.7.
2. Откалибровать измерительный тракт (см.п.4.1).
3. Определить положение условного конца линии (УКЛ) - l_k . При определении величины нагрузки необходимо знать расстояние от нагрузки (начало отсчета) до ближайшего минимума напряжения. Однако конструкция измерительной линии не позволяет отсчитывать это расстояние непосредственно от нагрузки. В связи с этим за начало отсчета принимается УКЛ, положение которого определяется как положение ближайшего к концу линии узла напряжения при коротком замыкании. Для точного определения положения узла напряжения применяется метод "вилки" (метод двух отсчетов).

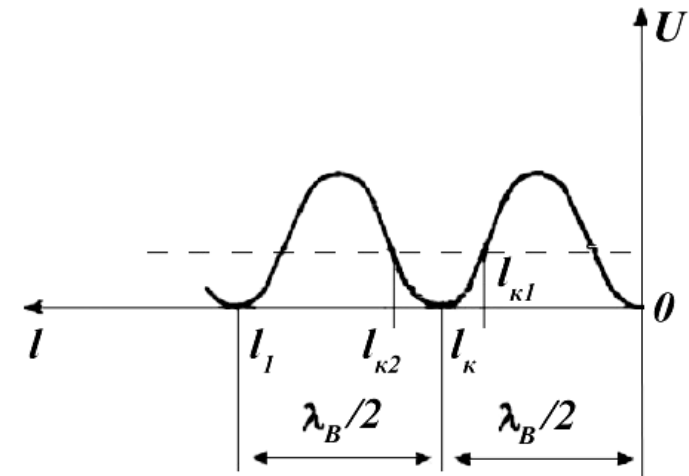


Рис.7.4. Эскиз стоячей волны

настройки индикаторной головки 3.

Измерение коэффициента стоячей волны $K_{СТ}$

Перед определением $K_{СТ}$ необходимо откалибровать измерительный тракт, для чего собирается лабораторная установка согласно рис.7.1. На генераторе СВЧ устанавливается фиксированное значение частоты f_n и производится настройка зонда индикаторной головки (измерительной линии на эту частоту (см.п.7.1).

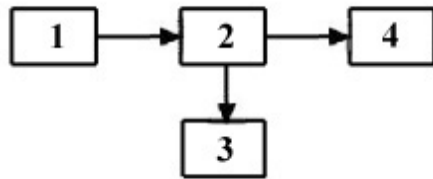


Рис.7.2. Схема калибровки

Схема установки для калибровки: 1 - генератор СВЧ; 2 - измерительная линия; 3 - измерительный усилитель; 4 - короткозамкнутая нагрузка.

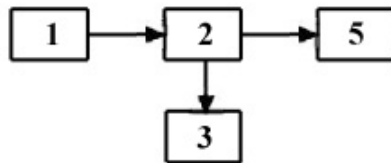


Рис.7.3. Схема измерения КСВ

Схема лабораторной установки для измерения КСВ: 1 - генератор СВЧ; 2 - измерительная линия; 3 - измерительный усилитель; 5 - исследуемое устройство.

Для определения $K_{СТ}$ (КСВ) собрать лабораторную установку, изображенную на рис.7.3. Перемещая каретку линии с помощью ручки механизма перемещения, отсчитывают по линейной шкале индикатора усилителя максимальную U_{max} и минимальную U_{min} амплитуды стоячей волны в линии.

Коэффициент стоячей волны определяется из соотношения

Т.е. вращая ручки настройки детекторного блока измерительной линии, добиться минимума потерь на шкале измерительного усилителя.

4. Измерить ширину полоски МПЛ W , высоту подложки h , длину линии l (с помощью линейки или штангенциркуля), нужные результаты измерений занести в таблицу I.

5. Выставить на генераторе частоту 2.6 ГГц. Провести калибровку измерительного тракта на частоте $f_i = 2.6$ ГГц (см.п.п.2.2, 2.3 прилож.2 [6]). Значение затухания L_0 занести в табл.2.

6. Собрать измерительную установку для измерения характеристик МПЛ, для чего в схему рис.1 между генератором 1 и измерительной линией 2 включить измеряемую МПЛ №1, согласно рис.2.

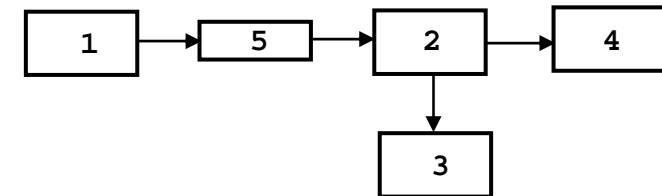


Рис.2. Схема измерительной установки для измерения потерь в МПЛ: 1- генератор СВЧ (Г4-80); 2- измерительная линия; 3- измерительный усилитель (У2-8); 4- короткозамыкатель; 5- измеряемая линия.

7. Провести измерение потерь СВЧ - энергии L в МПЛ на частоте f_i . Истинное значение потерь будет вычисляться по формуле

$$L_f = L - L_0$$

Измеренное значение занести в табл.2.

8. На частоте f_l измерить длину волны в МПЛ с помощью измерительной линии. Длина волны в линии λ_r равна удвоенному расстоянию между двумя соседними минимальными (максимальными) значениями индикатора (отсчет ведется по продольной шкале измерительной линии).

9. По формуле

$$\alpha_{изм} = \left| \frac{L_f \ln 10}{10l} \right|,$$

где L_f - измеренное ослабление на частоте f ,

l длина полоска в метрах,

рассчитать коэффициент затухания в МПЛ на основе измеренных данных (дБ/м).

10. Получите у преподавателя значение диэлектрической проницаемости ϵ_r . Используя измеренные данные W, h , рассчитайте в MathCAD (см. приложение 2 данной методички) на частоте 2.6 ГГц следующие характеристики: эффективную диэлектрическую проницаемость $\epsilon_{эф}(f)$; волновое сопротивление линии $Z_B(f)$; потери в МПЛ $\alpha_T(f)$. Результаты занести в таблицу 1 и 2.

11. Собрать установку согласно рис.3 для измерения коэффициента стоячей волны (КСВ) K_{cm} . Если обозначить через Γ коэффициент отражения, то K_{cm} вычисляется по формуле:

$$K_{cm} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}.$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 7. МЕТОДИКА ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА

На генераторе СВЧ во время выполнения работы используется только ручка, связанная со шкалой "MHz". Остальные органы управления в работе не используются.

Органы управления измерительного усилителя У2-8 перед проведением измерений поставить в исходное положение - ручку "dB/μV, dB/mV" переключателя "►" установить на "40dB".

Устройство измерительной линии типа PI-36 и принцип ее работы

На рис.7.1 показаны основные элементы измерительной линии:

- 1 - корпус со шкалой отсчета;
- 2 - ручка механизма перемещения каретки;
- 3 - индикаторная головка;
- 4 - ручка настройки зонда индикаторной головки;
- 5 - соединители коаксиального канала.

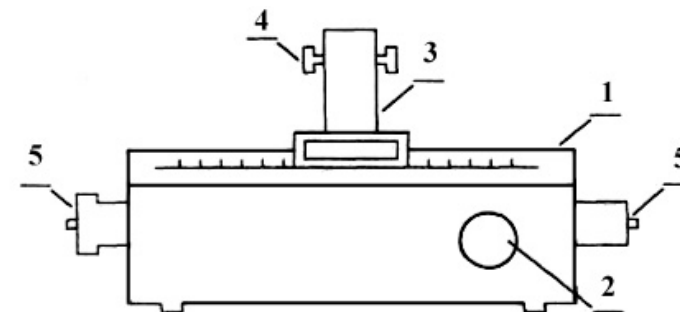


Рис.7.1. Измерительная линия

Настройка линии на одно фиксированное значение частоты СВЧ сигнала осуществляется перемещением короткозамыкающего плунжера индикаторной головки 3 с помощью ручки настройки 4. О точности настройки на частоту говорит максимальное отклонение стрелки измерительного усилителя от нулевой отметки.

Если невозможно обнаружить сигнал или его уровень мал, следует темного сместить каретку ручкой 2 и повторить операцию

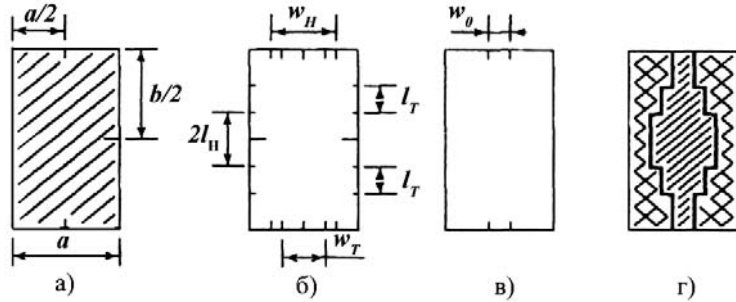


Рис.6.1. Схема изготовления трансформатора

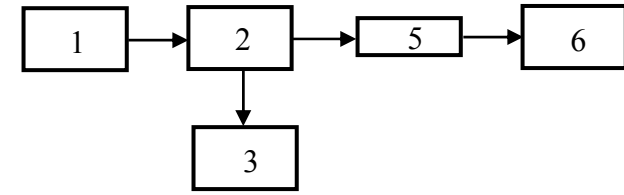


Рис.3. Схема измерительной установки для измерения КСВ в МПЛ: 1- генератор СВЧ (Г4-80); 2- измерительная линия; 3- измерительный усилитель (У2-8); 5- измеряемая линия; 6 – согласованная нагрузка.

12. Измерить КСВ в линии. Для этого , перемещая каретку линии с помощью ручки механизм перемещения, отсчитывают по линейной шкале индикатора усилителя максимальную U_{max} и минимальную U_{min} амплитуды стоячей волны в линии.

Коэффициент стоячей волны определяется по формуле

$$K_{cm} = \frac{U_{max}}{U_{min}}$$

Занести значение КСВ в таблицу 1.

13. Провести измерения согласно п.п.5-12 в диапазоне частот от $f_l = 2.6$ ГГц до $f_n = 3.8$ ГГц с шагом 0.2 ГГц. Результат занести в табл.1 и табл. 2.

Построить графики зависимости $\alpha_{изм}$ и $\alpha_{теор}$ от частоты f . Сравнить результаты. Построить график зависимости КСВ от f .

14. Подключить в измеряемую установку вместо МПЛ №1 МПЛ №2, а затем МПЛ №3 и повторить с ними исследования по п.п.4-13.Учитывая, что входное сопротивление линии равно $Z_0 = 50$ Ом, с помощью приложения 2 рассчитайте оптимальные размеры МПЛ.

Сделать выводы.

Таблица 1

№ МПЛ	Частота f , ГГц	Длина полоска l в мм	Толщина Подлож- ки h в мм	Шири- на Полос- ка W мм	Длина волны $\lambda_{Г}$ в см	$\varepsilon_{эф}(f)$	$Z_B(f)$	КСВ
1	2.6							
	2.8							
	3							
	3.2							
	3.4							
	3.6							
	3.8							
2	2.6							
	2.8							
	3							
	3.2							
	3.4							
	3.6							
	3.8							
3	2.6							
	2.8							
	3							
	3.2							
	3.4							
	3.6							
	3.8							

ПРИЛОЖЕНИЕ 6. ИЗГОТОВЛЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА

Микрополосковый согласующий трансформатор изготавливается с помощью микроскопа. При изготовлении используются результаты расчетной части.

В процессе изготовления микрополоскового трансформатора необходимо иногда переключать масштаб микроскопа. В табл.6.1 дана цена 1 мм в делениях шкалы микроскопа.

Таблица 6.1

Масштаб микроскопа	"0.6"	"1"	"2"	"4"	"7"
Цена 1мм в делениях микроскопа	7	11	22	44	77

Процесс изготовления иллюстрирует рис.6.1.

Все размеры линии отмечаются на фольге тонкой иглой. Контур устройства рисуется сначала тонкими линиями, а затем с помощью линейки проводим иглой по контуру с усилием. Фольга вне контура удаляется с подложки. Готовая подложка укрепляется в металлическом корпусе.

4. Выбирается волновое сопротивление трансформатора Z_T из условий:

а) если $Z_H < Z_0$, то $Z_T < \sqrt{Z_0 \cdot Z_H}$

б) если $Z_H > Z_0$, то $Z_T > \sqrt{Z_0 \cdot Z_H}$

5. Рассчитывается ширина трансформатора w_T . Расчет производится аналогично п.2, только вместо w_0 и Z_0 в формулы подставляются w_T и Z_T .

6. Рассчитываются длины трансформатора l_T и выходной линии l_H на заданной частоте f_0 :

$$l_T = \frac{c}{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_3^H}} \cdot \arctg \left[\frac{(Z_H - Z_0)Z_T}{Z_T^2 - Z_0 Z_H} \sqrt{\frac{Z_0(Z_T^2 - Z_0 Z_H)}{Z_H Z_T^2 - Z_0^3}} \right]$$

$$l_H = \frac{c}{2\pi f_0 \sqrt{\epsilon_3^H}} \cdot \arctg \left[\sqrt{\frac{Z_0(Z_T^2 - Z_0 Z_H)}{Z_H Z_T^2 - Z_0^3}} \right]$$

$$2\epsilon_3^T = \epsilon + 1 + (\epsilon - 1) \cdot (1 + 10h/w_T)^{-1/2}$$

$$2\epsilon_3^H = \epsilon + 1 + (\epsilon - 1) \cdot (1 + 10h/w_H)^{-1/2}$$

где $\epsilon_3^{T,H}$ - эффективные диэлектрические проницаемости соответствующих участков согласующего трансформатора (см. рис.1).

Таблица 2

Частота f , ГГц	МПЛ №1			МПЛ №2			МПЛ №3		
	2.6	...	3.8	2.6	...	3.6	2.6	...	3.6
Ослабление L_0 , дБ									
Измеренное ослабление L , дБ									
Ослабление $L_{изм}$, дБ									
$\alpha_{изм}$, дБ/м									
$\alpha_{теорет}$, дБ/м									

6. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен включать:

- цель работы;
- функциональные схемы измерений;
- результаты измерений в виде таблиц и графиков;
- выводы.

“ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ПОЛОСНО-ПРОПУСКАЮЩИХ СВЧ ФИЛЬТРОВ”

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

1- ознакомиться с принципом работы фильтров; 2- изучить методы синтеза и реализации микрополосковых фильтров; 3- провести экспериментальное исследование частотных зависимостей основных параметров микрополоскового полосно-пропускающего фильтра (ППФ); 4- исследовать влияние экрана на амплитудно-частотные характеристики ППФ.

2. ЛИТЕРАТУРА

1. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ [Текст]: учеб. пособие/ Л.Г. Малорацкий – М. : Сов. радио, 1976, с.12, 13, 29, 30, 34-38, 41-43, 49-54, 165-184. – (Учебное пособие).

2. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств [Текст] : учебник для ВУЗов./ Под редакцией А.М. Чернушенко - М.: Радио и связь, -1990.- 351 с.-(Учебник)

3. Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств[Текст]: справочник /Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, - 1982.- 328 с.

4. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн [Текст]: учеб. для вузов /Б.М. Петров. –М.: Телеком, 2014. – 558 с. – (Учебник)

5. Приложение к настоящей методической разработке.

3. ПОДГОТОВКА К ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

При подготовке к лабораторному занятию необходимо:

- изучить задание на работу, цель работы;
- рассчитать чебышевский микрополосковый ППФ на связанных линиях передачи;
- изучить методику измерения параметров фильтра.

ПРИЛОЖЕНИЕ 5. МЕТОДИКА РАСЧЕТА МИКРОПОЛОСКОВОГО СОГЛАСУЮЩЕГО ТРАНСФОРМАТОРА

Расчет согласующего трансформатора (см. рис.4.1) проводится по следующей схеме:

1. Задаются исходные данные:

- а) диэлектрическая проницаемость подложки ϵ ;
- б) высота диэлектрической подложки h , мм;
- в) высота фольги t , мм;
- г) волновое сопротивление входной линии Z_0 , Ом;
- д) центральная частота f_0 , ГГц.

2. Рассчитывается ширина входной линии w_0 :

а) при $d > 2.l$

$$w_0 / h = \frac{8}{(e^d - 2e^{-d})}$$

б) при $d \leq 2.l$

$$w_0 / h = 2(d_1 - 1) / \pi - 2 \ln(2d_1 - 1) / \pi + (\epsilon - 1)[\ln(d_1 - 1) + 0.293 - 0.517 / \epsilon] / (\pi \epsilon)$$

где

$$d = (Z_0 / 60) \sqrt{(\epsilon + 1) / 2} + (\epsilon - 1)(0.226 + 0.12 / \epsilon) / (\epsilon + 1);$$

$$d_1 = 60 \pi^2 / (Z_0 \sqrt{\epsilon}).$$

3. Для каждого варианта задается своя ширина выходной линии

w_H

и рассчитывается волновое сопротивление выходной линии Z_H :

$$Z_H = (60 \pi / \sqrt{\epsilon}) \cdot [w_H / 2h + 0.441 + 0.082(\epsilon - 1) / \epsilon^2 + (\epsilon + 1)A / (2\pi \epsilon)]^{-1}$$

где $A = 1.141 + \ln[w_H / 2h + 0.94]$.

В качестве согласующих реактивностей широко используются шлейфы (короткозамкнутые или разомкнутые отрезки линий передачи различной длины), штыри, диафрагмы.

Общим недостатком трансформаторов является узкополосность и снижение электрической прочности передающего тракта.

При подготовке к лабораторной работе необходимо изучить соответствующие разделы лекция, материалы, изложенные в [1-6], и ответить на контрольные вопросы.

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каков принцип действия и эквивалентная электрическая схема ППФ?
2. Каковы частотные характеристики ППФ?
3. Каковы задачи синтеза фильтров, требования к конструкциям фильтров?
4. Назвать этапы синтеза фильтров.
5. Что представляют собой чебышевская и максимально гладкая характеристики?
6. Что такое фильтр-прототип нижних частот?
7. Описать конструкции ППФ и фильтра нижних частот (ФНЧ).
8. Назвать способы сокращения габаритов фильтров.
9. Какие материалы используются в качестве подложек проводников для фильтров СВЧ?
10. Какова технология изготовления микрополосковых СВЧ устройств?
11. Как определяется число звеньев?
12. В чем заключается нормализация полосы пропускания? Как осуществляется переход от фильтра-прототипа нижних частот к ППФ?
13. Каков порядок расчета микрополоскового ППФ?
14. Какое влияние на характеристики фильтра оказывает наличие экрана?
15. Как зависит частотная характеристика фильтра от ширины полосковых проводников и зазоров между ними?
16. На каком расстоянии друг от друга располагаются фильтры в интегральных схемах?

5. РАСЧЕТНАЯ ЧАСТЬ

Пользуясь формулами, приведенными в Приложении и литературой [1-4], рассчитать чебышевский микрополосковый ППФ на связанных линиях передачи и разработать рисунок печатной платы (см. топологию фильтра на рис.10б).

Волновое сопротивление питающей микрополосковой линии (МПЛ) $W_0=50$ Ом; ее размеры: относительная диэлектрическая

проницаемость подложки $\varepsilon=9,6$; высота подложки $h=1$ мм. Ширина МПЛ w определяется из следующих соотношений:

1) при $d > 2.1$

$$w/h = 8/(e^d - e^{-d});$$

2) при $d \leq 2.1$

$$w/h = 2(d_1 - 1)/\pi - 2 \ln(2d_1 - 1)/\pi + (\varepsilon - 1),$$

$$[\ln(d_1 - 1) + 0.293 - 0.517/\varepsilon]/(\pi\varepsilon)$$

где

$$d = (W_0/60\sqrt{(\varepsilon+1)/2} + (\varepsilon-1)(0.226 + 0.12/\varepsilon)/(\varepsilon+1));$$

$$d_1 = 60\pi^2/(W_0\sqrt{\varepsilon}).$$

При расчетах каждая бригада должна пользоваться данными табл.1.

Таблица 1

№ варианта	1	2	3	4
$f_n, \text{ МГц}$	4700	480	4730	477
		0		0
$f_n, \text{ МГц}$	5000	510	5030	507
		0		0
$f_3, \text{ МГц}$	4600	470	4630	467
		0		0
$f_3, \text{ МГц}$	5100	520	5130	517
		0		0
$P_n, \text{ dB}$	0.3	0.5	0.1	1.5
$P_3, \text{ dB}$	30	30	30	30

6. ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ УСТАНОВКИ И ПОРЯДОК ИССЛЕДОВАНИЯ ППФ

Расчетная часть, изучение теоретических вопросов и инструкций по эксплуатации приборов выполняется во время самоподготовки к работе.

Схема установки показана на рис.1. Установка, помимо генератора, исследуемого ППФ и индикатора, содержит набор крышек, позволяющий изменять высоту экрана и исследовать ее влияние на частотную характеристику фильтра. В работе исследуются

произвольной нагрузкой

$$Z_{\text{доп}} = \sqrt{Z_{\text{вх}} \cdot Z_{\text{н}}} \quad (4.5)$$

В реальных линиях передачи нерегулярности, возникающие на входе и выходе трансформатора, искажают структуру поля в этих местах, создавая реактивности емкостного характера. Для компенсации этих емкостей несколько укорачивают длину трансформатора.

Полоса рабочих частот Δf_c четвертьволнового трансформатора зависит от скачка трансформируемых сопротивлений $n = Z_{B1}/Z_{B2}$. Чем меньше скачок n , тем шире полоса частот.

Узкая полоса рабочих частот при значительных скачках сопротивлений определило применение четвертьволнового трансформатора для согласования однотипных линий передачи с малым отличием волновых сопротивлений.

Принцип действия согласующих трансформаторов компенсирующей реактивностью представлен на рис.4.2.

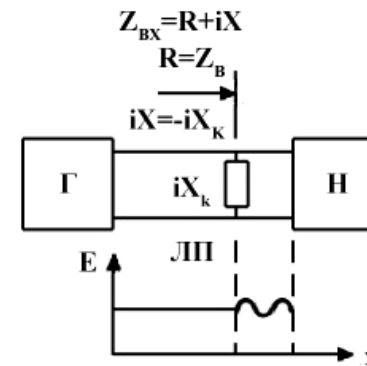


Рис.4.2. Принцип действия согласующих трансформаторов

Согласующий элемент располагается в точке, где активная составляющая входного сопротивления равна волновому сопротивлению линии. В этом случае согласующий элемент компенсирует реактивную составляющую входного сопротивления. Слева от реактивности, в сторону генератора, в линии устанавливается режим бегущей волны, а справа, в сторону нагрузки, режим смешанных волн.

добавочное отражение. Для расширения полосы согласования надо стремиться уменьшить длину согласующего устройства и расположить его как можно ближе к нагрузке. Тогда при отклонении частоты от расчетной отклонение электрических длин в согласующем устройстве будет наименьшим и рассогласование с изменением частоты будет нарастать медленнее.

При узкополосном согласовании обычно используют трансформаторы в виде отрезков линий передачи с измененным волновым сопротивлением, а также сосредоточенные реактивности, например шлейфы, диафрагмы.

Четвертьволновый согласующий трансформатор представляет собой отрезок линии передачи с волновым сопротивлением Z_{TP} и длиной $\lambda_B/4$, включенный между согласуемыми линиями передачи с различными волновыми сопротивлениями Z_{B1} и Z_{B2} или между линией передачи с волновым сопротивлением Z_{B1} и нагрузкой Z_H . Волновое сопротивление трансформатора подбирается таким, чтобы создавались два равных по амплитуде отражения на его входе и выходе. При длине трансформатора $\lambda_B/4$ отражения на входе компенсируются отражениями, возникающими на его выходе.

Коэффициент отражения на входе трансформатора можно записать:

$$\Gamma_{BX} = (Z_{B1} - Z_{TP}) / (Z_{B1} + Z_{TP}) . \quad (4.1)$$

Коэффициент на выходе:

$$\Gamma_{BX} = (Z_{B2} - Z_{TP}) / (Z_{B2} + Z_{TP}) . \quad (4.2)$$

Если приравняем выражения (4.1) и (4.2) с противоположным знаком, то получим выражение для входного сопротивления четвертьволнового трансформатора, нагруженного на сопротивление Z_{B2} :

$$Z_{gx} = Z_{mp}^2 / Z_{e2} = Z_{e1} . \quad (4.3)$$

Следовательно:

$$Z_{\partial\partial} = \sqrt{Z_{a1} \cdot Z_{a2}} . \quad (4.4)$$

для случая согласования двух линий и для согласования линии с

характеристики двух типов фильтров. I тип фильтра имеет топологию, показанную на рис.10, б. II тип фильтра имеет более сложную топологию с присоединенными к полоскам резонаторами, что позволяет значительно расширить полосу пропускания фильтра.

I. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ – ФИЛЬТРА 1-ГО ТИПА

Экспериментальные исследования характеристик ППФ производить в следующей последовательности.

1. Собрать лабораторную установку согласно рис.2, где цифры обозначают такие же приборы, что и на рис.1.

2. Выставить на генераторе типа Г4-81 частоту f_i (см. табл.2).

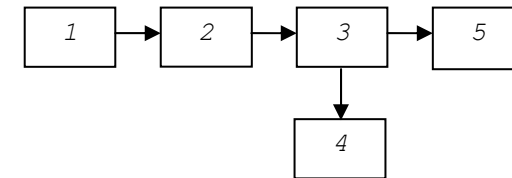


Рис.1. Схема экспериментальной установки: 1- генератор СВЧ; 2- исследуемый ППФ; 3- измерительная линия; 4- измерительный усилитель; 5- нагрузка

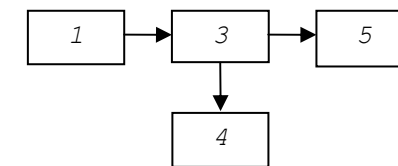


Рис.2. Схема настройки линии на минимум потерь (если стрелка прибора отклонилась незначительно) сместить каретку ручкой механизма перемещения каретки и добиться максимального отклонения.

По децибельной шкале индикатора усилителя отсчитать показание ослабления в измерительном тракте L_0 и занести это значение в табл.2

4. Собрать установку для измерения частотной зависимости

ослабления фильтра $L(f)$ (см.рис. 1). Не изменяя положения органов управления генератора и линии, определить показание индикатора усилителя L_n с помощью его органов управления (если это необходимо). Внести

3. Настроить измерительную линию на частоту f_i :

- перемещая короткозамкнутый плунжер индикаторной головки добиться минимального отклонения стрелки индикатора усилителя от нуля по нижней шкале, т.е. добиться минимума потерь в линии;

Величина ослабления ППФ определяется по формуле

$$P = (L_n - L_0), \text{ дБ.}$$

Провести измерения в частотном диапазоне от 4.2 ГГц до 5.2 ГГц с шагом 200 МГц. Результаты занести в табл.2.

5. Не изменяя положения органов управления генератора и усилителя, собрать лабораторную установку для измерения частотной зависимости коэффициента стоячей волны K_{cm} (см. рис. 3). Перемещая ручкой перемещения каретку измерительной линии, определить максимальную U_{max} и минимальную U_{min} амплитуды сигнала. Отсчет производится по верхней линейной шкале индикатора усилителя.

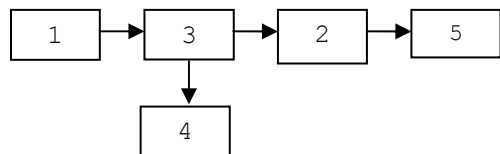


Рис. 3. Схема измерения КСВ

Из соотношения

$$K_{cm} = U_{max} / U_{min},$$

найти КСВ.

6. Повторить исследование согласно п.п. 1...5 для всего частотного диапазона.

7. Исследовать влияние высоты экрана на характеристики фильтра. Повторить п.п. 1...6 для фильтра с экранами, устанавливаемыми на Значения U_{max} и U_{min} занести в табл. 2. Величина K_{cm} определяется высотами $H_1 = 2.5$ мм и $H_2 = 0.5$ мм над подложкой.

8. Построить графики частотных зависимостей P , K_{cm} ППФ согласно рис.4.

отраженной волны от согласующего устройства U_{2OTR} , а фаза отличается на 180° . В этом случае полное отражение $U_{OTR} =$

$$= U_{1OTR} - U_{2OTR} = 0.$$

3. Метод плавных переходов основан на использовании для согласования волновых сопротивлений двух линий отрезка нерегулярной линии передачи, размеры поперечного сечения которой изменяются небольшими скачками или плавно вдоль ее длины.

Следует разделять узкополосное и широкополосное согласования. При узкополосном согласовании режим бегущей волны достигается на единственной расчетной частоте. При отклонении частоты от расчетной возникает рассогласование и наблюдается снижение коэффициента бегущей волны (КБВ).

Характерная частотная зависимость КБВ при узкополосном согласовании показана на рис.4.1.

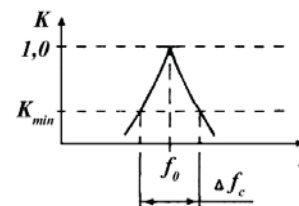


Рис.4.1 Согласование на одной частоте

Полоса частот, для которой КБВ превышает установленное допустимое значение K_{min} , называется полосой согласования Δf_c . При узкополосном согласовании полоса частот не контролируется при расчете номиналов элементов согласующего устройства и определяется экспериментально после нахождения номиналов согласующих элементов.

При широкополосном согласовании номиналы согласующих элементов определяются из условия достижения максимальной полосы согласования. При широкополосном согласовании требование достижения единичного значения КБВ на расчетной частоте не предъявляется и не может служить основанием к расчету номиналов элементов согласования. Относительное значение достигаемой полосы согласования $\Delta f_c / f_0$, где f_0 - расчетная частота, зависит от частотных свойств нагрузки и согласующих элементов, а также от допустимого значения КБВ K_{min} . Значение $\Delta f_c / f_0$ может находиться в широких пределах, от сотых долей процента до нескольких октав.

При узкополосном согласовании достаточно компенсировать отражение от нагрузки на выбранной частоте, внося в линию

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. СОГЛАСОВАНИЕ В ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Таблица 2

Обеспечение согласования является одной из важнейших задач техники сверхвысоких частот. Необходимость согласования возникает при соединении передающей линии с заведомо рассогласованной нагрузкой, либо при соединении линий с различными волновыми сопротивлениями.

Для получения согласования используется согласующий четырехполюсник, назначением которого является устранение отраженной волны. Такая задача может быть решена различными способами:

1. Использование поглощающего четырехполюсника, не вносящего дополнительных отражений, но ослабляющего проходящий через него сигнал. Такой четырехполюсник является аттенуатором. Увеличивая ослабление можем получить малую величину КСВ в линии перед согласующим четырехполюсником даже при сильном отражении от нагрузки. Например, при отражении в 20 дБ и при полном отражении от нагрузки можно снизить КСВ на выходе четырехполюсника до 1,02. В этом случае генератор и нагрузка оказываются развязанными между собой, т.к. величина КСВ в линии практически не зависит от КСВ нагрузки. Такой поглощающий согласующий четырехполюсник называется развязывающим аттенуатором. Согласование при этом достигается снижением КПД всей линии. Поэтому развязывающие аттенуаторы используются главным образом в измерительных установках, где КПД не имеет большого значения.

Существуют невзаимные аттенуаторы, у которых ослабление падающей волны во много раз меньше чем у отраженной, однако, и в этом случае часть СВЧ мощности, отраженной от нагрузки, рассеивается в виде тепла.

2. Согласование с помощью недиссипативного четырехполюсника.

Согласующее устройство обладает свойствами идеального трансформатора без внесения активных потерь. Такими трансформирующими свойствами обладают сами передающие линии и включаемые в них неоднородности, которые в технике СВЧ получили название согласующих трансформаторов. Метод согласования основан на создании дополнительного отражения, при котором амплитуда отраженной волны $U_{\text{отр}}$ равна амплитуде

f , ГГц	$f_1=4.2$	$f_2=4.4$...	$f_5=5.0$	$f_6=5.2$
без экрана	L_o , дБ				
	L_n , дБ				
	P , дБ				
	U_{max}				
	U_{min}				
	K_{cm}				
экран с $H_1 = 2.5\text{мм}$	L_o , дБ				
	L_n , дБ				
	P , дБ				
	U_{max}				
	U_{min}				
	K_{cm}				
экран с $H_2=0.5\text{мм}$	L_o , дБ				
	L_n , дБ				
	P , дБ				
	U_{max}				
	U_{min}				
	K_{cm}				

II. ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЧ – ФИЛЬТРА 2-ГО ТИПА

Провести все измерения характеристик фильтра согласно п.1...6. Только СВЧ-генератор типа Г4-81 заменить генератором типа Г4-80. Вместо фильтра типа 1 на связанных полосках исследуется фильтр 2-го типа с резонаторами. Измерения проводятся в частотном диапазоне от 2.6 до 3.8 ГГц с шагом 200 МГц. Результаты занести в табл.3.

Таблица 3

f , ГГц	$f_1=2.6$	$f_2=2.8$...	$f_6=3.6$	$f_7=3.8$
Экран не исследу- ется	L_o , дБ				
	L_n , дБ				
	P , дБ				
	U_{max}				
	U_{min}				
	K_{cm}				

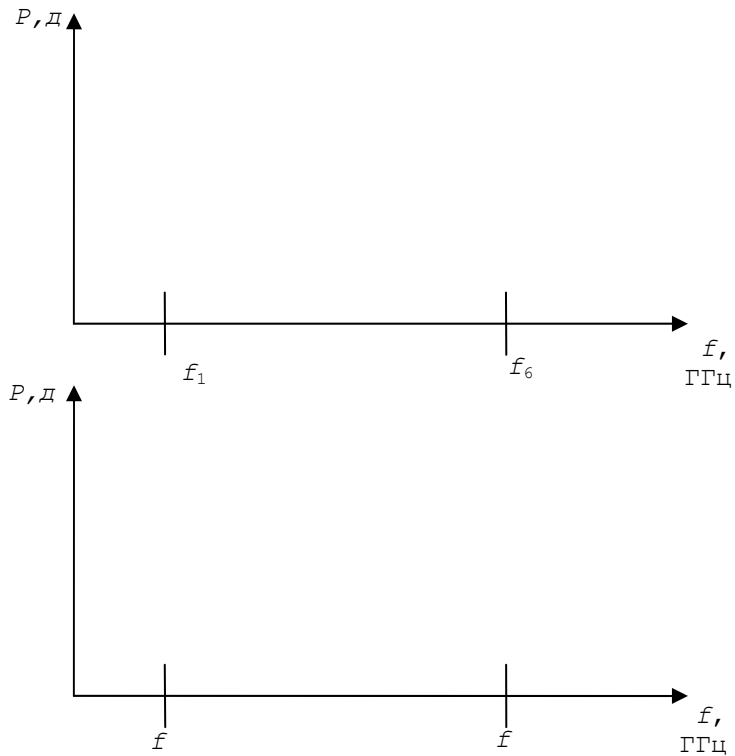


Рис.4

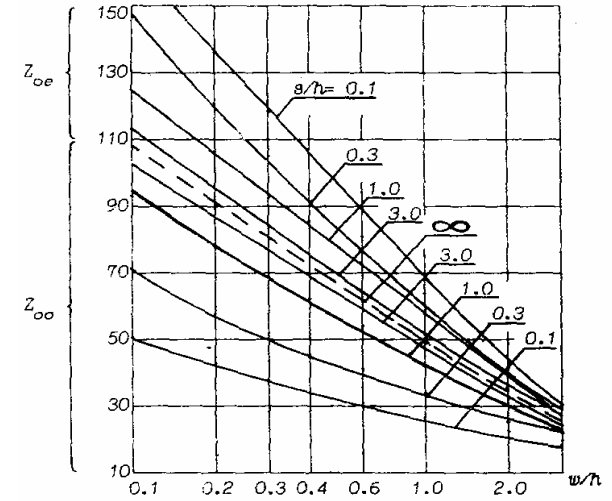


Рис.3.9. График зависимости сопротивлений микрополосковой линии при четном (Z_{oe}) и нечетном (Z_{oo}) видах возбуждения от w/h , при различных s/h

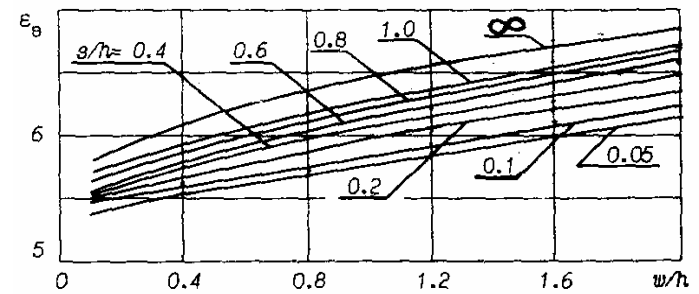


Рис.3.10. График зависимости эффективной диэлектрической проницаемости ϵ_{eff} микрополосковой линии от w/h

Рис.3.7. Геометрия поперечного сечения связанных линий для k-звена фильтра

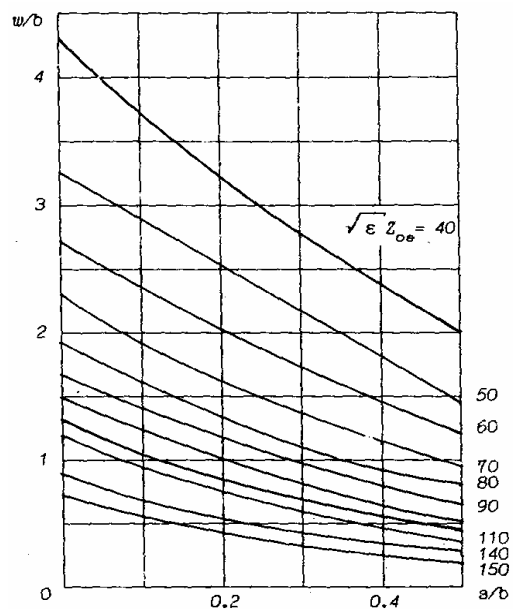


Рис.3.8. График зависимости w/b от s/b для связанных полосок с лицевой связью при различных волновых сопротивлениях Z_{0e} при четном возбуждении

7. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать:

- наименование работы;
- цель работы;
- расчет конструкции микрополоскового ППФ;
- эскизную документацию микрополоскового ППФ по ЕСКД;
- функциональные схемы измерений;
- результаты измерений (в виде таблицы и графиков);
- сравнение результатов расчета чебышевского микрополоскового ППФ с конструкцией исследуемого фильтра на связанных линиях;
- выводы.

Лабораторная работа №3
**“ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ИССЛЕДОВАНИЕ
 ХАРАКТЕРИСТИК МИКРОПОЛОСКОВЫХ СОГЛАСУЮЩИХ
 ЭЛЕМЕНТОВ”**

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

1 – изучить основные принципы согласований линий передачи с различными волновыми сопротивлениями; 2 – освоить методику расчета четвертьволнового согласующего трансформатора; 3 – освоить методику изготовления и настройки микрополоскового четвертьволнового трансформатора.

2. ЛИТЕРАТУРА

1. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств [Текст] : учебник для ВУЗов./ Под редакцией А.М. Чернушенко - М.: Радио и связь, -1990.- 351 с.-(Учебник)

2. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст] : учебник для ВУЗов /Под ред. Г.И. Веселова – М.: Высшая школа, 1988, 288 с. – (Учебник)

3. Малорацкий Л.Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ [Текст]: учеб. пособие/ Л.Г. Малорацкий – М. : Сов. радио, 1976, с.12, 13, 29, 30, 34-38, 41-43, 49-54, 165-184. – (Учебное пособие).

4. Неганов В.А. Теория и применение устройств СВЧ[Текст]: учебник /В.А. Неганов, Г.П. Яровой. М.: Радио и связь. 2006. – 719 с. – (Учебник)

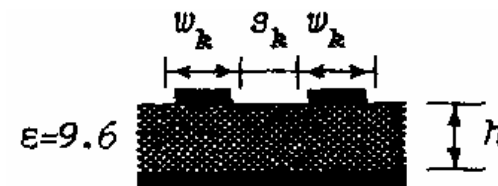
5. Приложения к настоящей методической разработке.

3. ПОДГОТОВКА К ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

При подготовке к лабораторным занятиям необходимо:

1. Изучить задание на работу и цель работы.
2. Используя данные, приведенные в табл.1, рассчитать геометрические размеры четвертьволнового согласующего трансформатора (рис.1).

6	1.359845	1.363210	2.239498	1.455555	2.097417	0.883827
$P_n = 0.3 \text{ дБ}; l/r = 1.696744$						
2	1.180460	0.695721	-	-	-	-
3	1.371261	1.137842	1.371261	-	-	-
4	1.446726	1.253682	2.127177	0.852059	-	-
5	1.481677	1.299208	2.309514	1.299208	1.481677	-
6	1.601615	1.321762	2.379027	1.402113	2.242691	0.884998
$P_n = 0.5 \text{ дБ}; l/r = 1.984126$						
2	1.402945	0.707084	-	-	-	-
3	1.596332	1.096680	1.596332	-	-	-
4	1.670357	1.192459	2.366170	0.841859	-	-
5	1.705820	1.229610	2.540881	1.229510	1.705821	-
6	1.725415	1.247851	2.606419	1.313635	2.475894	0.869608
$P_n = 1 \text{ дБ}; l/r = 2.659864$						
2	1.822010	0.685002	-	-	-	-
3	2.023761	0.994083	2.023761	-	-	-
4	2.099130	1.064417	2.831204	0.789187	-	-
5	2.134960	1.091082	3.001009	1.091082	2.134960	-
6	2.154669	1.104108	3.063507	1.151754	2.936774	0.810067
$P_n = 1.5 \text{ дБ}; l/r = 3.352037$						
2	2.168882	0.647036	-	-	-	-
3	2.380420	0.906861	2.380420	-	-	-
4	2.458693	0.963625	3.230093	0.733495	-	-
5	2.495698	0.984938	3.401779	0.984938	2.495698	-
6	2.516008	0.995311	3.464376	1.033518	3.336304	0.750593



$$\varphi = \arctg \frac{0.5(w_0 + w_{m+1}) + \sum_0^m w_k + \sum_0^m s_{k,k+1}}{\sum_1^m l_k}. \quad (3.13)$$

При этом габаритные размеры фильтра определяются соотношениями:

$$L = \sum_1^n l_i / \cos \varphi, \quad H = (2l_{max} \sin \varphi + w_{imax} \cos \varphi). \quad (3.14)$$

Таблица 4
Параметры элементов фильтров-прототипов с чебышевской характеристикой

g_k m	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6
1	2	3	4	5	6	7
$P_n = 0.01 \text{ дБ}; 1/r = 1.100751$						
2	0.448891	0.407804	-	-	-	-
3	0.629191	0.970292	0.629191	-	-	-
4	0.712878	1.200358	1.321296	0.647628	-	-
5	0.756342	1.304925	1.577317	1.304925	0.756342	-
6	0.781361	1.360015	1.689684	1.535028	1.497039	0.709884 2
$P_n = 0.1 \text{ дБ}; 1/r = 1.355382$						
2	0.84	0.62	-	-	-	-
3	3069	2015	1.031585	-	-	-
4	1.031585	1.147400	1.770378	0.8180	-	-
5	1.108813	1.306183	1.975027	80	1.146838	-
6	1.146838	1.371210	2.056235	1.3712	1.902913	0.861848
	1.168135	1.403967		10		
				1.5170		
				88		
$P_n = 0.2 \text{ дБ}; 1/r = 1.538586$						
2	1.037869	0.674560	-	-	-	-
3	1.227578	1.152541	1.227578	-	-	-
4	1.302876	1.284424	1.976199	0.846800	-	-
5	1.339477	1.337008	2.166086	1.337008	1.339477	-

3. Изучить методику изготовления трансформатора из фольгированного диэлектрика.

4. Ознакомиться с устройством микроскопа, основными органами управления генератора СВЧ, измерительной линии.

5. Изучить соответствующие разделы лекций, материалы, изложенные в [1-6], методические указания к работе и ответить на контрольные вопросы.

Таблица 1

Вариант	Диэлектрическая проницаемость подложки ϵ	Толщина диэлектрической подложки, мм h	Толщина фольги, мм t	Волновое сопротивление входной линии, Ом Z_0	Центральная частота, ГГц f_0	Ширина выходной линии, мм W_H
1	10	1	0	50	4,5	2,0
2	10	1	0	50	4,5	2,5
3	10	1	0	50	4,5	3,0
4	10	1	0	50	4,5	3,5
5	10	1	0	50	4,5	2,0
6	10	1	0	50	4,5	3,0
7	10	1	0	50	4,5	2,5
8	10	1	0	50	4,5	3,5

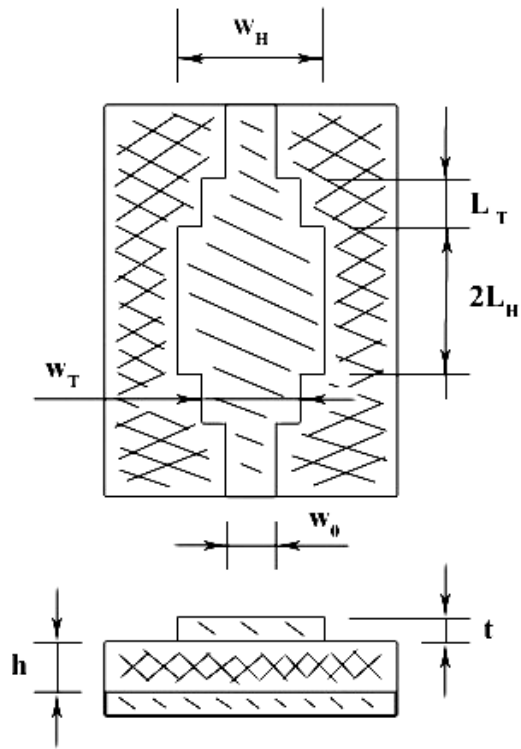


Рис.1

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Каково назначение согласующих элементов в технике СВЧ?
2. Какие существуют способы согласования? Их достоинства и недостатки.
3. В чем отличие узкополосного и широкополосного согласований?

найденным значениям элементов фильтра-прототипа определяются волновые сопротивления связанных линий k -го звена фильтра при четном и нечетном возбуждениях

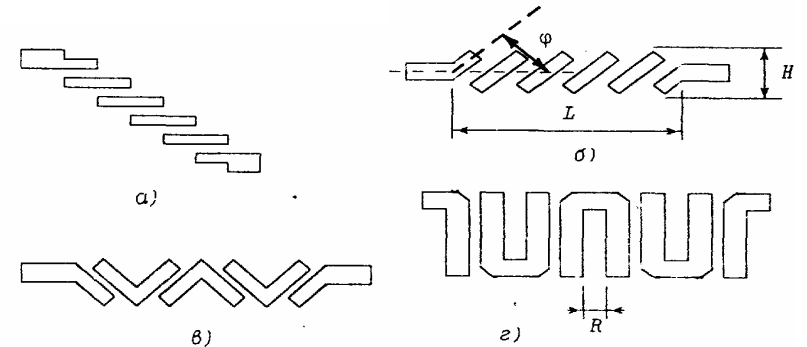


Рис. 3.6. Топология ППФ на связанных полуволновых резонаторах

$$Z_{oe}^{(k)} = W_0(1 + A_k + A_k^2), \quad (3.11)$$

$$Z_{oo}^{(k)} = W_0(1 - A_k + A_k^2), \quad (3.12)$$

где

$$A_k = \frac{g_0}{\sqrt{g_{k-1}g_k}}, \quad W_0 - \text{волновое сопротивление тракта.}$$

Геометрические размеры k -звена фильтра - ширина полосковых проводников w_k/h и зазоры между ними s_k/h (h - толщина подложки) - определяются по найденным значениям $Z_{oe}^{(k)}, Z_{oo}^{(k)}$ с помощью графиков на рис.3.7,3.8. Длина отрезков связанных линий определяется выражением

$$l_0 = \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_3^{(k)}},$$

где

$\epsilon_3^{(k)}$ - эффективная диэлектрическая проницаемость на участке связанных линий, которая определяется по графикам рис.3.7.

Для увеличения коэффициента заполнения подложки целесообразно использовать поворот резонаторов на угол , относительно подводящих линий (рис.3.6 б):

$$|x/W_0| = \operatorname{tg}|\varphi/2|/(1 - \operatorname{tg}^2|\varphi/2|).$$

Параметры инверторов на рис.8ж,з равны

$$\begin{aligned} J &= Y_0 \operatorname{tg}|\varphi/2|, \\ \varphi &= -\arctg(2\beta/Y_0), \\ |\beta/Y_0| &= \operatorname{tg}|\varphi/2|/(1 - \operatorname{tg}^2|\varphi/2|). \end{aligned} \quad (3.10)$$

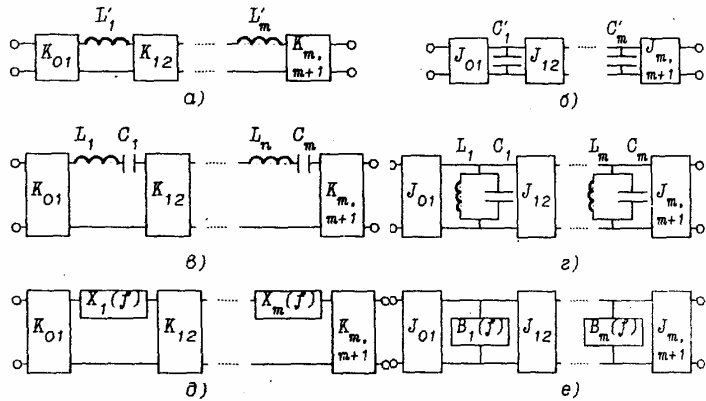


Рис. 3.5. Преобразование прототипа-фильтра нижних частот в ППФ: а,б- схемы прототипов; в,г- соответствующие им ППФ; д,е- схемы ППФ с резонаторами

Микрополосковые ППФ обычно строятся на резонансных полуволновых отрезках линий разомкнутых на концах и параллельно связанных друг с другом на участке приблизительно равном $\lambda_0/4\sqrt{\epsilon_s}$ (рис.3.6а), где λ_0 длина волны в свободном пространстве, соответствующая центральной частоте f_0 , ϵ_s - эффективная диэлектрическая проницаемость связанных микрополосковых линий на данном отрезке. Каждая параллельно связанная секция эквивалентна J -инвертору с отрезками линий, включенными на вход и выход. Следовательно, эквивалентная схема фильтра соответствует рис.3.5е. Для сокращения габаритов фильтров резонаторы изгибаются так, как показано на рис.3.6б, в, г.

Порядок приближенного расчета ППФ следующий. По

4. Что такое полоса частот согласования и как она определяется?
5. Какие типы согласующих трансформаторов используются при узкополосном и широкополосном согласованиях?
6. Объяснить принцип действия четвертьволнового согласующего трансформатора.
7. Вывести формулу доля волнового сопротивления четвертьволнового трансформатора.
8. Объяснить принцип действия трансформатора с компенсирующей реактивностью.

5. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Представить преподавателю результаты домашнего расчета согласующего трансформатора. Получить допуск к выполнению работы.
2. Изготовить с помощью микроскопа согласующий трансформатор (см. прилож.3). Готовый макет представить преподавателю.
3. Провести измерения частотной зависимости коэффициента стоячей волны $K_{cm}(f)$ (см.п.4.2 прилож.4). Измерения проводятся во всем заданном преподавателем частотном диапазоне с шагом 10 МГц. Результаты измерений вносятся в табл.2.
4. Провести измерения частотной зависимости полного сопротивления $Z(f)$ (см.п.4.3 прилож.4). Измерения проводятся во всем заданном преподавателем частотном диапазоне с шагом 10 МГц. Результаты измерений вносятся в табл.2.
5. Используя данные табл.2 построить графики частотных зависимостей K_{cm} , $|Z|$ и $\operatorname{Arg} Z$ согласно рис.2.
6. Оценить влияние степени точности изготовления трансформатора (допуска на ширину полоски) на $K_{ст}$ (см. стр.43 в [6]).
7. Сделать выводы.

Таблица 2

$f, \text{ГГц}$	f_1	$f_1 + 0.01$...	$f_n - 0.01$	f_n
U_{\max}					
U_{\min}					
$K_{\text{ст}}$					
$ Z $					
$\text{Arg } Z$					

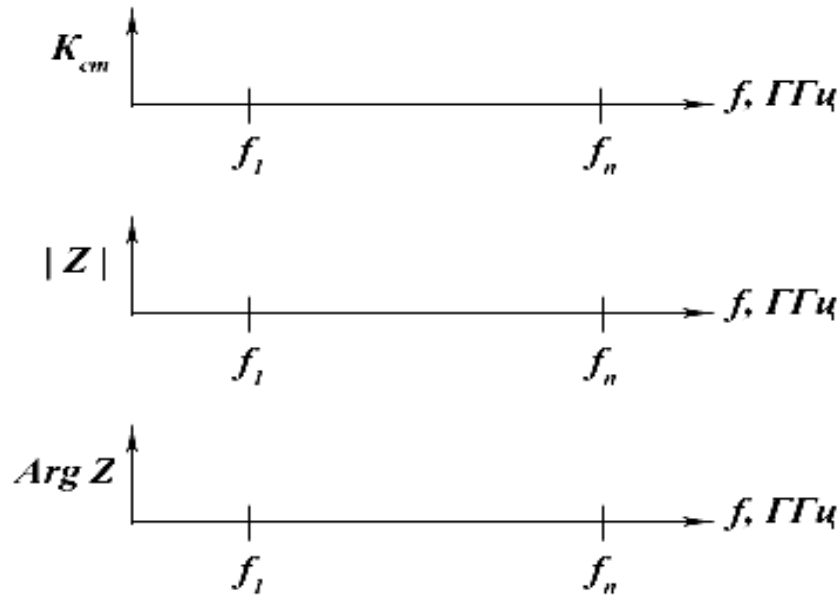


Рис.2

6. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать:

1. Название, цель работы.
2. Результаты расчетной части работы.
3. Схемы измерений.
4. Результаты измерений в виде таблиц и графиков.
5. Оценка влияния степени точности изготовления трансформатора на $K_{\text{ст}}$.
6. Краткие выводы.

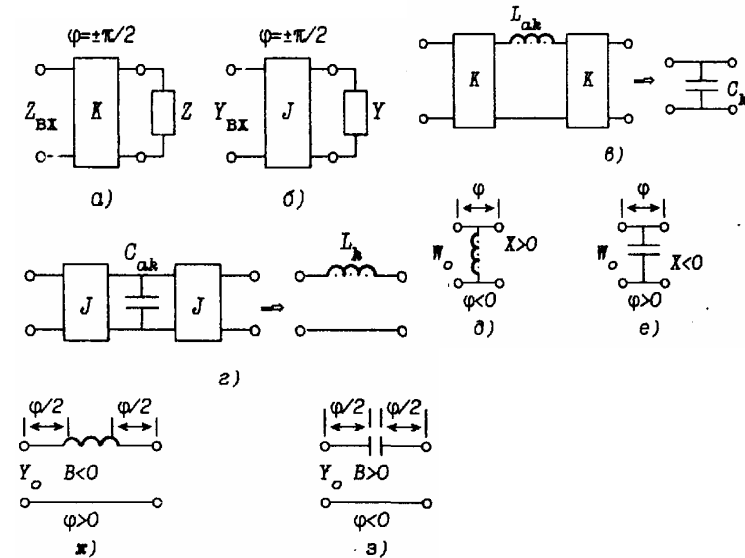


Рис.3.4. Инверторы: а,б- инверторы сопротивления и проводимости соответственно; в,г- преобразование индуктивностей и емкостей, осуществляемые инверторами; д,е- цепи, используемые как инверторы сопротивлений; ж,з- цепи, используемые как инверторы проводимостей

Обычно в диапазоне СВЧ контуры представляют собой резонаторы с распределенными параметрами. Поэтому схемы (рис.3.5в,г) следует изображать в обобщенном виде, содержащем инверторы сопротивлений и резонаторы последовательного типа (рис.3.5д) или инверторы проводимостей и резонаторы параллельного типа (рис.3.5е). Как правило, в фильтрах СВЧ применяются одинаковые резонаторы.

Существует много способов практической реализации СВЧ инверторов и резонаторов. Наиболее простым инвертором является четвертьволновый отрезок линии, для которого $K=W_0$, где W_0 - волновое сопротивление линии. Если четвертьволновый отрезок используется в качестве инвертора проводимостей, то $J=1/W_0$. На рис.8д,е показаны примеры цепей, используемых как инверторы сопротивлений, а на рис.8ж,з - инверторы проводимостей. Параметры инверторов на рис.8д,е определяются по формулам:

$$K = W_0 \text{tg}|\varphi/2|,$$

$$\varphi = -\text{arctg}(2x/W_0), \quad (3.9)$$

$g_k = L_k$ - для последовательных элементов,

$g_k = C_k$ - для параллельных элементов.

Величины g_k можно найти в табл.4 и в [3, с.517-5481].

Исключение составляют параметры $(m+1)$ - элемента:

$$g_{m+1} = g_0 / r, \quad (3.7)$$

где

$$r = \begin{cases} 1, & \text{если } m - \text{нечетное число;} \\ \lg^2 [0.25 \lg(\text{cth} 0.05 P_n)], & \text{если } m - \text{четное число.} \end{cases}$$

В диапазоне СВЧ схему фильтра в таком виде как показано на рис.3.3 б,г реализовать сложно. Поэтому широко используются инверторы сопротивлений и проводимостей, которые позволяют использовать в схеме контуры только одного типа (последовательного или параллельного). С помощью инверторов достигается эффект, связанный с чередованием последовательных и параллельных контуров. Идеальный инвертор сопротивлений на всех частотах ведет себя как четвертьволновый отрезок линии с волновым сопротивлением K , а идеальный инвертор проводимости - как четвертьволновый отрезок линии с проводимостью J . Поэтому если инверторы сопротивления и проводимости с одной стороны нагружены сопротивлением Z (рис.3.4а) и проводимостью Y (рис.3.5б) соответственно, то сопротивление $Z_{\text{вх}}$ и проводимость $Y_{\text{вх}}$ со стороны других зажимов будут равны

$$Z_{\text{вх}} = K^2 / Z, \quad Y_{\text{вх}} = J^2 / Y. \quad (3.8)$$

Инверторы имеют фазовый сдвиг $\varphi = \pm(2m-1)\pi/2$, где

$m = 0, 1, 2, \dots$ но обычно $m=0$.

Вследствие преобразований (3.8), осуществляемых инверторами, последовательная индуктивность с инверторами сопротивлений с двух сторон будет выглядеть как параллельная емкость (рис.3.4б), а параллельная емкость с инверторами проводимости - как последовательная проводимость (рис.3.4г).

Таким образом, процедура синтеза ППФ сводится к следующим основным моментам. Сначала фильтр-прототип (см.рис.3.4а или 7б) преобразуется в эквивалентный прототип ФНЧ, который содержит только последовательные индуктивности и инверторы сопротивлений (рис.3.5а) или параллельные емкости и инверторы проводимостей (рис.3.5б). Затем, применяя к этому эквивалентному прототипу частотное преобразование (3.5), определяются элементы ППФ (рис.3.4 в,г).

Лабораторная работа №4 “ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭЛЕМЕНТОВ ВОЛНОВЫХ МАТРИЦ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКА”

1. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Знакомство с волновыми матрицами, физическим смыслом элементов и методикой их экспериментального определения.

2. ЛИТЕРАТУРА

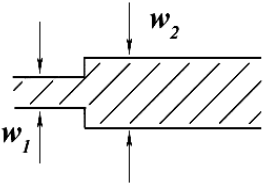
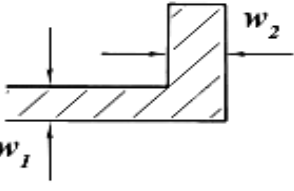
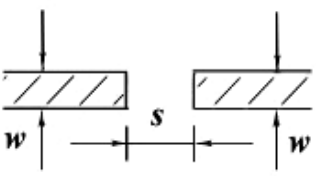
1. Чернушенко А.М. Конструирование экранов и СВЧ-устройств [Текст] : учебник для ВУЗов./ Под редакцией А.М. Чернушенко - М.: Радио и связь, -1990.- 351 с.-(Учебник)
2. Веселов Г.И. Микроэлектронные устройства СВЧ [Текст] : учебник для ВУЗов /Под ред. Г.И. Веселова – М.: Высшая школа, 1988, 288 с. – (Учебник)
3. Вольман В.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств[Текст]: справочник /Под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, - 1982.- 328 с.
4. Петров Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн [Текст]: учеб. для вузов /Б.М. Петров. –М.: Телеком, 2014. – 558 с. – (Учебник)
5. Приложения к настоящей методической разработке.

3. ПОДГОТОВКА К ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

При подготовке к лабораторным занятиям необходимо:

1. Изучить задание на работу и цель работы.
2. Изучить соответствующие разделы лекций, материалы, изложенные в [1-5], методические указания к работе и ответить на контрольные вопросы.
3. В соответствии со своим вариантом (см. табл. 3) произвести расчет частотных зависимостей элементов матрицы рассеяния S_{ij} ($i, j = 1, 2$) для неоднородности (четыреполюсника).

Таблица 3

Вариант	Тип неоднородности	Исходные данные для расчета	Литература
1	Скачок ширины полоски 	$\varepsilon = 10, h = 1$ мм, $w_1 = 0.958$ мм, $w_2 = 3.0$ мм, $f_1 = 3.0$ ГГц, $f_2 = 4.0$ ГГц.	стр. 198-200 в [5] стр. 130 в [4]
2	Поворот микрополосковой линии 	$\varepsilon = 10, h = 1$ мм, $w_1 = 0.958$ мм, $w_2 = 3.0$ мм, $f_1 = 3.0$ ГГц, $f_2 = 4.0$ ГГц.	стр. 200-201 в [5] стр. 126-129 в [4]
3	Зазор между полосками 	$\varepsilon = 10, h = 1$ мм, $w = 0.958$ мм, $s = 0.3$ мм, $f_1 = 3.0$ ГГц, $f_2 = 4.0$ ГГц.	стр. 125-126 в [4]

В табл.3 использованы обозначения: ε – диэлектрическая проницаемость подложки; h – высота подложки; w, w_1, w_2 – ширины полосок; s – величина зазора между полосками; f_1, f_2 – граничные частоты диапазона исследований.

$$C' = \frac{1}{K(2\pi f_0)^2 L_0}, \quad (3.6)$$

а емкостную проводимость в виде

$$\omega' C_0 = \omega C'' - \frac{1}{\omega L''},$$

где

$$C'' = KC_0, \quad L'' = \frac{1}{K(2\pi f_0)^2 C_0}.$$

Соотношения (3.5), (3.6) означают, что если индуктивности фильтра-прототипа (рис.3.3 а,б) L_k (индекс k означает номер элемента) заменить последовательными контурами с элементами L'_k, C'_k (3.6), а емкости C_k -параллельными контурами L''_k, C''_k (7), то получим ППФ (рис.7б,з) с граничными частотами f_{-m}, f_n . Схемы на рис.3.3 а,б и 3.3 в,з дуальны, их характеристики идентичны. Выбор схемы (Т- или П-образной) определяется удобством конструктивной реализации.

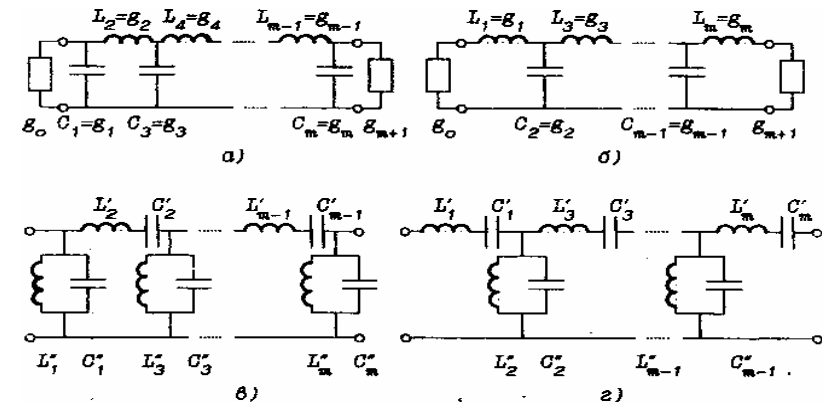


Рис.3.3. Схемы фильтров-прототипов нижних частот и соответствующие им ППФ: а,б - П- и Т-образные схемы фильтров-прототипов нижних частот соответственно; в,з - П- и Т-образные схемы ППФ соответственно

Элементы фильтра-прототипа можно характеризовать величинами их нагруженных добротностей на частоте среза $\omega' = 2\pi f'_n$:

$$g_k = \omega'_n L_k / R_0, \quad g_k = \omega'_n C_k R_0.$$

Если фильтр-прототип рассчитан на частоту среза ω' град/с и $R_0 = 1$ Ом, то в схеме фильтра $g_0 = 1$. Тогда

величины элементов фильтра-прототипа нижних частот с граничной частотой $f'_n = (2\pi)^{-1}$, нагруженного на сопротивление со стороны входа и выхода $R_H=R_T=1$ Ом. Это достигается путем проведения нормализации полосы пропускания.

Если рассчитан фильтр-прототип нижних частот, состоящий из индуктивностей L_o и емкостей C_o , имеющий частотную характеристику $P(f)$ и граничную частоту f'_n , то преобразование частоты переводит характеристику фильтра нижних частот (рис.3.2) в характеристику ППФ (рис.3.1а):

$$f' = Kf_0 \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right), \quad (3.5)$$

где

$$K = f_n / (f_n - f_{-n}).$$

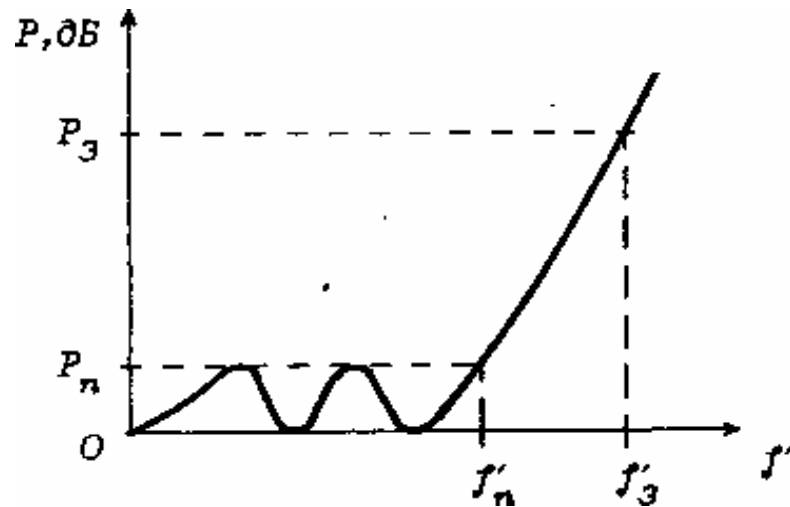


Рис.3.2. Характеристика фильтра-прототипа нижних частот

Индуктивное сопротивление элементов фильтра-прототипа в результате замены переменной (3.5) можно записать в виде

$$\omega' L_0 = \omega L' - 1 / \omega C',$$

где

$$L' = KL_0,$$

4. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Дать определение матриц многополюсника.
2. Записать матрицу рассеяния для идеального четырехполюсника.
3. Как определяются матрицы сопротивлений и проводимостей?
4. Записать соотношения между матрицами многополюсника.
5. Как зависят элементы матриц многополюсника от нумерации входов?
6. Записать матрицу рассеяния для идеального вентиля.
7. Перечислить свойства элементов матриц взаимных многополюсников.
8. Записать матрицу рассеяния для идеального циркулятора.
9. Что представляет собой экспериментальная установка?
10. Как измеряются элементы матрицы рассеяния?

5. ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ РАБОТЫ

1. Представить преподавателю результаты домашнего расчета элементов матрицы рассеяния четырехполюсника. Получить допуск к выполнению работы.
2. Провести измерения частотных зависимостей элементов матрицы рассеяния четырехполюсника ($|S_{11}|$, $|S_{12}|$, $\text{Arg } S_{11}$, $\text{Arg } S_{12}$) во всем заданном частотном диапазоне с шагом 100 МГц.
3. Построить графики частотных зависимостей $|S_{11}|$, $|S_{12}|$, $\text{Arg } S_{11}$, $\text{Arg } S_{12}$ и сравнить с результатами расчета.
4. Сделать выводы.

6. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

Отчет должен содержать:

1. Цель работы.
2. Расчетные соотношения.
3. Схема экспериментальной установки.
4. Результаты экспериментов и расчетов.
5. Краткие выводы.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ СВЧ

1.1 Общие положения

Линией передачи называется устройство, направляющее поток электромагнитной энергии в заданном направлении. Линии передачи служат для передачи электромагнитной энергии от источника к потребителю, например от передатчика к антенне. Линии передачи используют для передачи мощности от генераторов к потребителям, образования резонансных систем - объемных резонаторов и колебательных контуров с распределенными параметрами, для трансформации (преобразования) полных сопротивлений нагрузок. Отрезки линий передачи применяют и для объединения отдельных устройств СВЧ в единый тракт.

К линиям передачи предъявляют следующие *требования*:

- 1) незначительные паразитные излучения;
- 2) минимальные амплитудно- и фазочастотные искажения;
- 3) минимальные потери энергии;
- 4) высокая электрическая прочность;
- 5) высокая механическая прочность;
- 6) большая широкополосность;
- 7) передача энергии волной одного типа.

Использование нескольких типов волн приводит к понижению КПД и искажению сигнала.

1.2 Основные параметры линий передачи

Линия передачи называется регулярной, если в продольном направлении неизменны поперечное сечение и электромагнитные

где P - уровень затухания ППФ на частоте f .

На первом этапе синтеза ППФ производится аппроксимация требуемой частотной характеристики затухания некоторой функцией. Наиболее часто в качестве аппроксимирующих выбираются чебышевская (рис.3.1а):

$$P = 10 \lg [1 + (P_n - 1) T_m^2(\eta / \eta_n)] , \quad (3.1)$$

либо максимально-гладкая (рис.5б)

$$P = 10 \lg [1 + (P_n - 1)(\eta / \eta_n)^{2m}] , \quad (3.2)$$

где

$$\eta = f / f_0 - f_0 / f , \quad f_0 = (f_n + f_{-n}) / 2 , \quad \eta_n = f_n / f_0 - f_0 / f_n ,$$

$$m = 1, 2, 3, \dots - \text{число звеньев фильтра, } T_m \left(\frac{\eta}{\eta_n} \right) - \text{полином}$$

Чебышева первого рода порядка m .

Допустимое затухание в полосе пропускания в безразмерных единицах l_n определяется из соотношения

$$l_n = 10^{0.1 P_n} .$$

Сравнение чебышевской и максимально-гладкой характеристик показывает, что при реализации одинаковых рабочих параметров схема чебышевского фильтра будет содержать меньшее количество звеньев, т.е. конструкция чебышевского фильтра будет иметь меньшие габариты и массу. Преимуществами максимально-гладкого фильтра являются отсутствие выбросов затухания в полосе пропускания и большая линейность фазо-частотной характеристики.

Необходимое число звеньев ППФ определяется:

а) при чебышевской частотной характеристике

$$m = \frac{\ln(c + \sqrt{c^2 - 1})}{\ln(b + \sqrt{b^2 - 1})} , \quad (3.3)$$

б) при максимальной плоской

$$m = \frac{\lg c}{\lg b} , \quad (3.4)$$

где

$$c = \sqrt{\frac{l_3 - 1}{l_n - 1}} , \quad b = \frac{f_3 - f_{-3}}{f_n - f_{-n}} , \quad l_3 = 10^{0.1 P_3} .$$

В формулах (3.3), (3.4) значение m округляется до ближайшего целого числа.

Расчет ППФ существенно упрощается, если известна схема и

ПРИЛОЖЕНИЕ 3 . СИНТЕЗ МИКРОПОЛОСКОВЫХ ППФ

ППФ представляет собой m последовательно соединенных четырехполюсников, избирательно пропускающих или не пропускающих колебания определенной полосы частот. Основной характеристикой ППФ является зависимость рабочего затухания в дБ от частоты f . На рис.3.1 показаны характеристики ППФ. Рабочее затухание зависит от сопротивления генератора (R_G) и нагрузки (R_H). При синтезе ППФ обычно предполагается, что

$$R_H = R_G$$

и фильтр считается чисто реактивным четырехполюсником, состоящим из индуктивных и емкостных элементов.

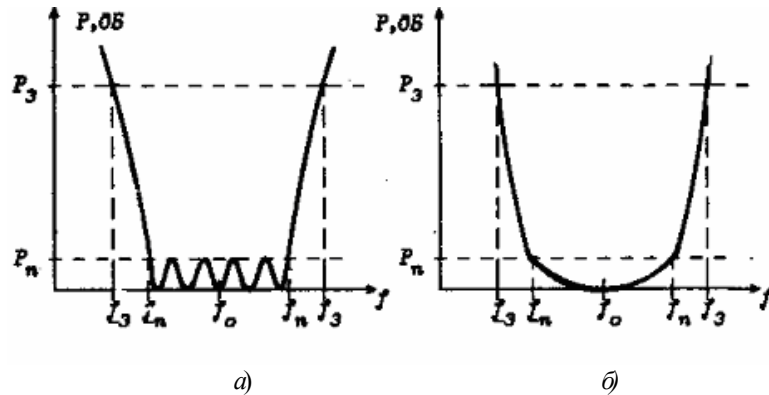


Рис.3.1. Характеристики ППФ: а- чебышевская, б- максимально гладкая

Характеристики ППФ описываются следующими параметрами

$$f_{-3}, f_{-n}, f_n, f_3, P_n, P_3,$$

где f_{-n}, f_n - граничные частоты полосы пропускания;

f_{-3}, f_3 - граничные частоты заграждения;

P_n, P_3 - допустимые уровни затухания в дБ в полосе пропускания и заграждения соответственно.

Задача синтеза фильтра по заданным рабочим параметрам формулируется следующим образом:

$$P < P_n \quad \text{при } f \in [f_{-n}, f_n],$$

$$P > P_3 \quad \text{при } f \notin [f_{-3}, f_3],$$

свойства заполняющих ее сред. Линия передачи называется однородной, если поперечное сечение заполнено однородной средой. Различают открытые линии передачи и волноводы. В открытых линиях передачи (многопроводные и полосковые линии, линии с поверхностной волной и др.) поперечное сечение не имеет замкнутого проводящего контура, охватывающего область распространения электромагнитной энергии. Напротив, в волноводах обязательно имеется одна или несколько проводящих поверхностей, полностью охватывающих область распространения электромагнитных колебаний.

При выборе того или иного типа линии передачи для построения конкретного тракта СВЧ решающее значение имеют следующие электрические характеристики и параметры [1,2,3,4].

Тип волны, структура электромагнитного поля и критическая частота. Эти характеристики определяются исходя из указанных размеров поперечного сечения путем решения граничных электродинамики. Как правило, линии передачи используются в режиме волны основного типа (основной волны), имеющей меньшую критическую частоту $\omega_{кр} = 2\pi f_{кр}$. Однако в некоторых применениях преимущество отдается волнам высших типов с критической частотой, превышающей частоту основной волны.

Различают следующие *типы волн*:

а) поперечные электромагнитные волны - Т-волны, не содержащие продольных составляющих электромагнитного поля. Они существуют только в линиях передачи, имеющих не менее двух изолированных проводников, причем критическая частота для Т-волн равна нулю;

б) электрические волны - **E**-волны, не имеющие продольной составляющей магнитного поля;

в) магнитные волны - **H**-волны, не имеющие продольной составляющей электрического поля;

г) гибридные волны типа **HE** или **EH**.

Как **H** -, так и **E** - волны характерны для волноводов с однородным диэлектрическим заполнением. Критические частоты **H**- и **E**-волн отличны от нуля и зависят от формы и размеров поперечного сечения, а также от параметров заполняющего диэлектрика. Для волноводов с правильной формой поперечного сечения (прямоугольник, круг и др.) существуют точные формулы расчета критической частоты или критической длины волны.

Для гибридных волн характерно наличие продольных составляющих как магнитного, так и электрического полей. Гибридные волны, как правило, существуют в линиях передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением. Критические частоты гибридных волн сложным образом зависят от формы и размеров поперечного сечения, от параметров заполняющих диэлектрических сред. Соответствующие алгоритмы расчета оказываются громоздкими, и поэтому характеристики гибридных волн критические частоты могут асимптотически стремиться к нулю.

Дисперсионная характеристика. Дисперсией называется зависимость фазовой скорости волны в линии передачи от частоты, а дисперсионная характеристика представляет собой конкретный вид этой зависимости, задаваемый формулой или графиком.

Линии передачи с Т-волнами не имеют дисперсии, и фазовая скорость в них на любой частоте равна скорости распространения плоской электромагнитной волны в среде, заполняющей линию

диэлектрике (в программе **ad(f)**). После этого производится расчет потерь в металле по формулам (1.8) приложения 1. При **Wh ≤ 2** , рассчитанное значение в программе обозначено **am1(f)**, и полные потери (формула 1.6) обозначены **a1(f)**. При **Wh > 2** потери в программе обозначены через **am2(f)**, и полные потери (формула 1.6) обозначены **a2(f)**.

Частота в программе меняется согласно заданию Табл.1 и для каждого значения частоты вычисляются характеристики МПЛ.

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. ПРОГРАММА РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК МПЛ В СРЕДЕ MathCAD

Для расчета характеристик МПЛ создана программа в системе MathCAD. Для пользования программой нужно ввести следующие исходные данные: частоту f в ГГц, значение которой снимается с индикатора генератора; толщину подложки МПЛ h (мм), которая измеряется самостоятельно; ширину полоски W , которая измеряется самостоятельно; диэлектрическую проницаемость ϵ_r (в программе ϵr), задается преподавателем; толщину полоски t (в программе th , обычно равной 0.01); тангенс диэлектрических потерь (в программе $tg\delta$).

Программой вычисляются критическая частота (в программе $f_{кр}$) по формуле (1.2) приложения 1, отношение ширины полоска W к толщине подложки h ($\frac{W}{h}$), обозначенное в программе Wh , эффективная диэлектрическая проницаемость (в программе $\epsilon\phi(f)$), рассчитанная по формуле (1.3) приложения 1.

Далее вычисляется - ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ, при $Wh \leq 1$ по формуле (1.4) приложения 1, обозначенное в программе $Z1(f)$, при $Wh > 1$ по формуле (1.5) приложения 1, обозначенное в программе $Z2(f)$.

Затем в программе производится расчет ПОТЕРЬ В МПЛ. Для этого вводится толщина полоска h , обозначенная в программе H . Сначала рассчитываются вспомогательные характеристики $\frac{W'}{h}$ и $(tg\delta)_{\phi}$. Потом по формуле (1.7) производится расчет потерь в

передачи: $v_{\phi} = c(\epsilon_r \mu_r)^{-1/2}$, где c – скорость света в вакууме; ϵ_r и μ_r - относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, заполняющего линию передачи.

Фазовые скорости Н- и Е-волн в полых волноводах зависят от частоты и превышают скорость света для среды, заполняющей волновод. Дисперсионная зависимость в любом однородном волноводе определяется формулой

$$v_{\phi} = c(\epsilon_r \mu_r)^{-1/2} \left[1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2 \right]^{-1/2},$$

где $\lambda_{кр}$ - критическая длина волны с учетом диэлектрического заполнения; λ_0 -длина волны в вакууме. Соответственно длина волны в полом волноводе с Н- и Е-волнами

$$\lambda_{\phi} = \lambda_0 (\epsilon_r \mu_r)^{-1/2} \left[1 - (\lambda_0 / \lambda_{кр})^2 \right]^{-1/2}.$$

Для гибридных волн фазовая скорость зависит от частоты более сложным образом, и расчет соответствующих дисперсионных характеристик производится на ЭВМ по специальным программам. Дисперсия заметно влияет на частотные характеристики устройств, построенных на отрезках линий передачи, и должна приниматься во внимание при проектировании таких устройств.

Коэффициент затухания. Распространение электромагнитной волны вдоль любой реальной линии передачи сопровождается ослаблением мощности бегущей волны по закону $P(\xi) = P(0)e^{-2\alpha\xi}$ где $P(0)$ - мощность, переносимая бегущей волной через начальное сечение линии передачи; α - коэффициент затухания; ξ - расстояние вдоль линии передачи в сторону движения волны. Затухание обусловлено неизбежным расходом части распространяющейся

мощности на нагрев проводников и диэлектриков, а также на образование паразитного излучения. Коэффициент затухания принято выражать в логарифмических единицах - неперах на метр: $\alpha = 0.5 \ln[P(0)/P(1)]$ или децибелах на метр: $\alpha = 10 \lg[P(0)/P(1)]$. Между этими единицами существует очевидное соотношение: 1 дБ/м \approx 0,115 Нп/м или 1 Нп/м \approx 8,68 дБ/м.

Способы расчета коэффициента затухания в линиях передачи изучаются в электродинамике. Напомним, что наиболее употребительная формула для расчета коэффициента затухания (Нп/м) имеет следующий вид: $\alpha = P_1/2P(0)$ где P_1 — удельная мощность потерь на единицу длины линии передачи.

При расчете удельной мощности потерь обычно полагают, что структура полей и распределение токов по поверхности проводников линии передачи сохраняются такими же, как и при отсутствии потерь. На основании теории скин-эффекта глубина проникновения поля в проводник δ (см) и удельное сопротивление квадрата поверхности проводника R_s (Ом) определяются формулами

$$\delta = 3.8 \cdot 10^{-5} \sqrt{\lambda_0 / \mu_m}, \quad R_s = 0.045 A \sqrt{\mu_m / \lambda_0}, \quad (1.1)$$

где μ_m - относительная магнитная проницаемость металла; λ_0 длина волны генератора, см; $A = \sqrt{\sigma_{Cu} / \delta_m}$ - коэффициент (в приложении 2 он обозначен q), учитывающий отличие проводимости металла проводника от проводимости меди ($A=1$ для меди; 0,98 для серебра; 1,35 для алюминия; 5,1 для латуни; 1,2 для золота).

Удельную мощность потерь в проводниках линии передачи можно найти интегрированием элементарных потерь $0,5 |J_m|^2 R_s$, по

[2]:

$$\alpha = \alpha_D + \alpha_M, \quad (1.6)$$

где потери в диэлектрике

$$\alpha_D = 9l \sqrt{\epsilon_{эф}} f \operatorname{tg} \delta, \quad (\text{дБ/м}) \quad (1.7)$$

где f – частота, ГГц.

Потери в металле определяются по формулам [2]:

$$\text{Для } 0.16 < \frac{W}{h} \leq 2$$

$$\alpha_M h = 0.0114 r S l_1. \quad (\text{дБ}) \quad (1.8)$$

$$\text{При } \frac{W}{h} > 2$$

$$\alpha_M h = 0.0716 r l_1 [W'/h + /(\pi h d)] [W'/h + 2 \ln(17d)/\pi]^{-1}, \quad (1.9)$$

$$\text{где } r = \sqrt{qf} / Z_B; \quad S = 1 - (W'/4h)^2; \quad d = W'/(2h) + 0.94;$$

$$p = 1 + \frac{h}{W'}, \quad l_1 = p + h \left[\ln\left(\frac{2h}{t}\right) - \frac{t}{h} \right] / (\pi W'),$$

здесь t – толщина полоска, обычно принимается $t = 0.01$ мм,

W' - приведенная ширина полоска, приводится в [2] и в формулах программы приложения 2.

Верхний предел рабочего диапазона МПЛ определяется условием интенсивного возбуждения паразитных поверхностных волн. Частота интенсивного возбуждения таких волн, являющаяся верхней предельной частотой использования МПЛ, находится из соотношения

$$f_{кр} = 75 / h \sqrt{(\varepsilon_r - 1)}, \quad (1.2)$$

где $f_{кр}$ – в ГГц, h – толщина подложки в мм.

Эффективную диэлектрическую проницаемость $\varepsilon_{эф}$ можно рассчитать по формуле [2]:

$$\varepsilon_{эф} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 10h/W}}, \quad (1.3)$$

Волновое сопротивление Z_B вычисляется по формулам [2]:

- при $\frac{W}{h} \leq 1$

$$Z_B = (120 / \sqrt{2(\varepsilon_r + 1)}) \left\{ \ln\left(\frac{8h}{W}\right) + \frac{W^2}{32h^2} - \frac{1}{2}(\varepsilon_r - 1)[\ln(\pi/2) + \right. \quad (1.4)$$

$$\left. + \ln(4/\pi) / \varepsilon_r \right] / (\varepsilon_r + 1)$$

- при $\frac{W}{h} > 1$

$$Z_B = (66\pi / \sqrt{\varepsilon_r}) [W / 2h + 0.441 + 0.082(\varepsilon_r - 1) / \varepsilon_r^2 + \quad (1.5)$$

$$(\varepsilon_r + 1)A / (2\pi\varepsilon_r)]^{-1}$$

где

$$A = 1.451 + \ln\left[\frac{W}{2h} + 0.94\right].$$

Теоретический коэффициент затухания складывается из потерь в диэлектрике α_D и металле α_M , его можно рассчитать по формулам

периметру поперечного сечения проводников линии передачи, где J_m – поверхностная плотность электрического тока.

Удельную мощность потерь в заполняющем диэлектрике рассчитывают обычно с использованием выражения для неискаженной структуры электрического поля E_m в линии передачи путем интегрирования элементарных потерь $0.5|E_m|^2 \omega \varepsilon_r \operatorname{tg} \delta_D$ по площади поперечного сечения диэлектрика (здесь ε_r и $\operatorname{tg} \delta_D$ – параметры диэлектрика, заполняющего данную часть линии передачи).

Возрастание частоты почти всегда приводит к увеличению коэффициента затухания. Существуют лишь редкие исключения из этого правила, например для волны типа H_{01} в круглом волноводе. Коэффициент затухания из-за потерь в диэлектрике растет прямо пропорционально частоте со (при постоянном $\operatorname{tg} \delta_D$), а коэффициент затухания из-за потерь в проводниках увеличивается с ростом частоты более медленно – прямо пропорционально квадратному корню из частоты. В полых волноводах коэффициент затухания, кроме того, зависит от соотношения между рабочей и критической частотами: при приближении рабочей частоты к критической наблюдается быстрое увеличение затухания и на критической частоте коэффициент затухания стремится к бесконечности.

Максимальная пропускаемая мощность ограничивается электрическим пробоем или перегревом проводников и изоляторов линии передачи. При работе в импульсном режиме с высокой скважностью более опасен электрический пробой, а при передаче больших мощностей в непрерывном режиме возникает опасность и теплового разрушения линий передачи, допустимую мощность в линии

обычно принимают равной 25 - 30% от критической мощности, вызывающей пробой или перегрев в режиме чисто бегущей волны. Примерно трехкратный коэффициент запаса учитывает возможное снижение электропрочности из-за влияния различных нерегулярностей и рассогласования тракта.

При укорочении рабочей длины волны размеры поперечного сечения линии передачи приходится уменьшать, чтобы не допустить распространения волн высших типов. Уменьшение поперечного сечения увеличивает концентрацию поля в линии передачи и вызывает соответствующее снижение пропускаемой мощности. При укорочении длины волны, как уже отмечалось, возрастает коэффициент затухания, и в сочетании с затрудненным теплоотводом при меньшем поперечном сечении это также уменьшает максимальную пропускаемую мощность из-за возможности перегрева.

1.3 Основные типы линии передачи

В радиосистемах используются различные линии передачи. Выбор конкретного типа линии определяется назначением и параметрами радиосистемы, условиями ее работы и решающим образом зависит от используемого диапазона длин волн и передаваемой мощности. Наиболее распространенные типы линий передачи для различных диапазонов длин волн представлены на рисунке 1.1. Рассмотрим свойства некоторых линий передачи.

Коэффициент затухания полосковой линии определяется как сумма, состоящая из: коэффициента α_M обусловленного тепловыми потерями в проводниках и зависящего от типа линии, ее геометрических размеров, формы поперечного сечения и материала проводников; коэффициента α_D , определяемого тепловыми потерями в диэлектрике

$$\alpha_D = 27.3 \sqrt{\varepsilon_{эф}} \operatorname{tg}(\sigma / \lambda_0),$$

(где $\sigma = \delta / (\varepsilon_d \omega)$; δ - проводимость среды)

и коэффициента затухания α_Σ , определяемого излучением, которым в дальнейшем мы пренебрежем.

Эффективная диэлектрическая проницаемость теоретически определяется лишь для линий с Т-волной. Экспериментально $\varepsilon_{эф}$ находится с помощью длины волны в исследуемой линии и вычисляется по формуле для $\mu = 1$.

$$\varepsilon_{эф} = (\lambda_0 / \lambda_B)^2.$$

Откуда длину волны в МПЛ можно вычислить по формуле

$$\lambda_B = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_{эф}}}.$$

Микрополосковая линия наиболее проста в изготовлении печатным способом; поэтому МПЛ наиболее подробно изучена и наиболее часто используется на практике.

Характеристики линии рассчитываются, как правило, в предположении распространения квази Т-волны.

В реальных МПЛ дисперсия почти не проявляется на частотах до 3 ГГц, при этом основные характеристики линии определяются в квазистатическом приближении.

Рис.1.8. Структура поля в НПЛ (сплошные линии Е-поле, штриховые линии Н-поле).

Полосковые линии передачи на подложках с высокой диэлектрической проницаемостью ($\epsilon_r=10 - 15$; $tg\delta = (1 - 5) \times 10^{-4}$; толщина пластин 0,5 – 1,0 мм) отличаются уменьшенными примерно в $\sqrt{\epsilon_r}$ раз размерами конструкций по сравнению с воздушными линиями, и поэтому их часто называют микрополосковыми. Основания микрополосковых линий имеют стандартные размеры, их изготавливают по высокому классу точности и полируют.

Важными достоинствами полосковых линий являются широкополосность, малые габариты и масса, возможность применения печатного монтажа и легко осуществляемая автоматизация процесса производства. Все это послужило причиной широкого использования полосковых линий при микроминиатюризации СВЧ-устройств в производстве интегральных СВЧ-схем.

Основными характеристиками полосковых линий являются волновое сопротивление Z_0 , коэффициент затухания α , эффективная диэлектрическая проницаемость $\epsilon_{эф}$ и предельная критическая частота. Введение $\epsilon_{эф}$ вместо, ранее используемого ϵ_r , связано с тем, что полосковые линии в большинстве случаев имеют неоднородную диэлектрическую среду.

Волновое сопротивление полосковых линий для конструкций со значительным преобладанием Т-волны можно определить по формуле

$$Z_0 = \frac{1}{v_{\phi} C} = \frac{\sqrt{\epsilon_{эф}}}{(310^8 C)}$$

где C - погонная емкость.

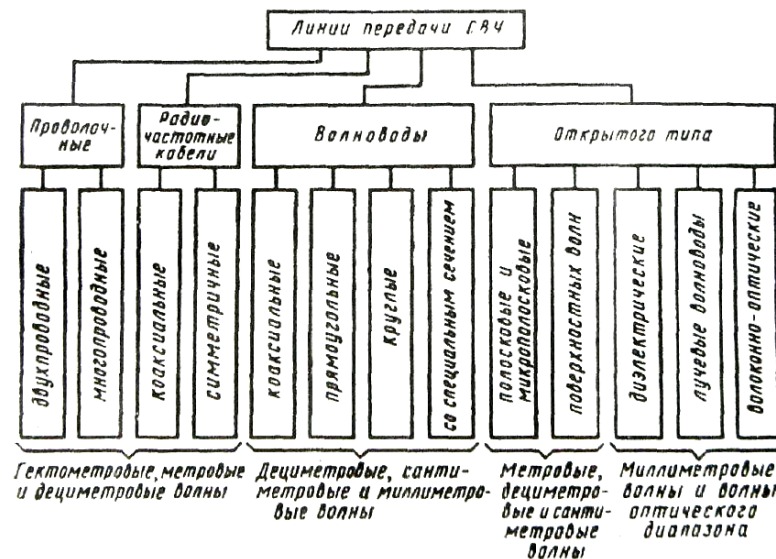


Рисунок 1.1 - Типы линий передачи для различных диапазонов волн

Проволочные линии передачи. Открытая линия передачи из двух одинаковых параллельных проводников (рисунок 1.2.) с Т-волной применяется на гектометровых и метровых волнах для подключения антенн к приемным и передающим устройствам. На более коротких волнах применению двухпроводных линий препятствует заметное излучение, создающее помехи и увеличивающее затухание. Волновое сопротивление воздушной двухпроводной линии (Ом) зависит от диаметра ее проводников и расстояния между проводниками и согласно формуле

$$Z_0 = 276 \lg \left[D/d + \sqrt{1 + (D/d)^2} \right]$$

При конструктивно удобных соотношениях D/d волновое

сопротивление двухпроводной линии составляет 200—600 Ом.

Воздушные двухпроводные линии выполняют на неизолированных медных или биметаллических проводах, подвешенных на опорах с помощью специальных керамических изоляторов на высоте не менее 3 м от поверхности земли.

Четырехпроводные линии передачи, образованные из попарно соединенных проводников, имеют такое же применение, как и двухпроводные линии, но отличаются меньшим паразитным излучением, более низким волновым сопротивлением и лучшей электрической прочностью.

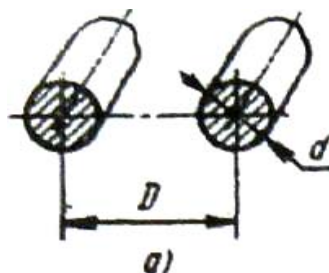


Рис.1.2. Двухпроводная линия передачи.

Коаксиальные линии передачи. Область применения таких линий охватывает волны длиной от 3 - 5 см до 10 м. Коаксиальные волноводы представляют собой жесткие конструкции из металлических трубок, закрепленных одна в другой с помощью диэлектрических шайб или металлических изоляторов, либо имеют вид гибких коаксиальных кабелей. Волновое сопротивление для Т-волны в коаксиальной линии передачи (Ом) определяется по формуле.

$$Z_B = 138\sqrt{\mu_r / \epsilon_r} \lg(D/d),$$

где d – диаметр внутреннего проводника, D – диаметр внешнего проводника (рис.1.3).

б. (сплошные линии Е-поле)

В несимметричных полосковых линиях (НПЛ) один слой фольги является экраном, а второй слой используют для образования рисунка полосковой платы (рис.1.4 б). В симметричных полосковых линиях рисунок полосковой платы накрывают ответной полосковой платой, с внутренней поверхности которой фольга полностью удалена (рис.1.6). Внешние экраны симметричных полосковых линий надежно соединяют между собой.

Симметричные полосковые линии при $\epsilon_r > 7$ называют микрополосковой (МПЛ) линией. Основной волной в несимметричной полосковой линии передачи является квази – Т волна, структура поля которой показана на рис.1.8.

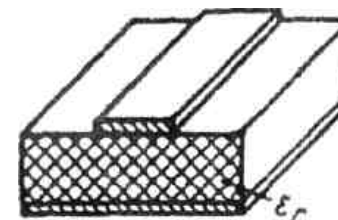
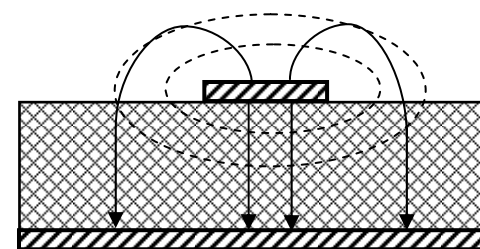


Рис. 1.7. Геометрия несимметричной полосковой линии.



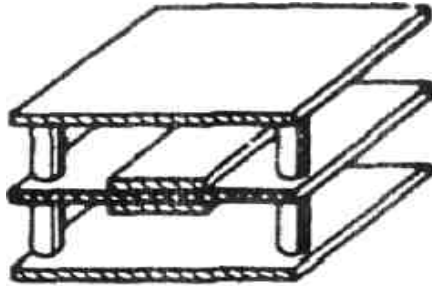


Рис.1.5. Симметричная полосковая линия на воздушной основе.

Полосковые линии второго типа изготавливают методами фотолитографии из заготовок в виде диэлектрических пластин ($\epsilon_r = 2 - 7$; $\text{tg } \delta = 10^{-4} - 10^{-3}$; толщина пластин 1,0 - 4 мм, рис.1.6), покрытых с двух сторон металлической фольгой. Толщина фольги в несколько раз превышает глубину проникновения поля и составляет 15 - 100 мкм.

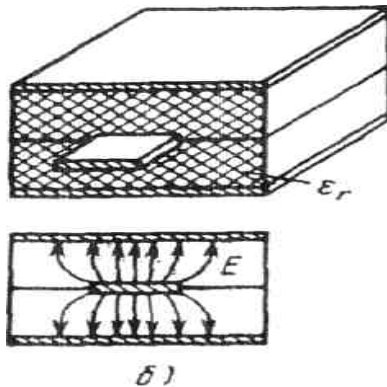


Рис.1.6. Симметричная полосковая линия передачи на диэлектрической подложке: а) - геометрия линии; б) – структура поля.

Основной волной в симметричной полосковой линии передачи является квази – Т волна, структура поля которой показана на рис. 1.6

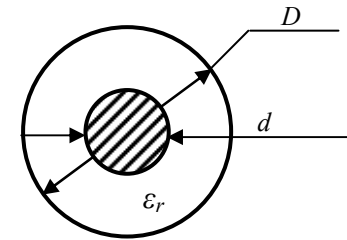


Рис.1.3. Коаксиальная линия передачи.

Коэффициент затухания в коаксиальной линии (дБ/м) в общем случае обусловлен потерями в проводниках (металле) и в диэлектрике: $\alpha = \alpha_M + \alpha_D$. Для каждого слагаемого имеют место несложные формулы

$$\alpha_M = \frac{2,3R_s(1 + D/d)}{D \ln(D/d)} \sqrt{\frac{\epsilon_r}{\mu_r}}, \quad \alpha_D = \frac{2730 \sqrt{\epsilon_r} \text{tg } \delta_D}{\lambda_0}, \quad (1.2)$$

где R_s - удельное сопротивление квадрата поверхности проводника (Ом), определяемое формулой (1.1); диаметр D и длину волны λ_0 следует брать в сантиметрах.

Отметим, что коэффициент затухания в диэлектрике α_D не зависит от размеров и формы поперечного сечения линии, а определяется только параметрами диэлектрика и рабочей длиной волны, что справедливо для любых линий передачи с Т-волной. Коэффициент затухания α_M , напротив, зависит от размеров проводников, и поэтому следует выяснить, при каком соотношении D/d потери в проводниках минимальны. Анализ показывает, что

α_M минимален при $D/d = 3,6$, что соответствует волновому сопротивлению 77 Ом при воздушном заполнении линии. Однако зависимость относительного коэффициента затухания $\alpha_M / \alpha_{M \text{ min}}$ от

отношения D/d имеет довольно плавный характер.

Волноводные линии передачи, среди которых к наиболее распространенным относятся прямоугольные и круглые, хорошо освещены в литературе [1,3,4,5] и выносятся на самостоятельное изучение.

1.4 Основные характеристики и расчет полосковых линий передачи

Полосковые и микрополосковые линии передачи широко применяются на дециметровых и сантиметровых волнах в основном для образования сложных разветвленных трактов, объединяющих в единое устройство СВЧ многие элементы. Полосковые линии образуются из параллельных металлических проводников и диэлектрических пластин. Различают симметричные и несимметричные полосковые линии передачи. Симметричные линии имеют в поперечном сечении две перпендикулярные плоскости симметрии несимметричные линии - одну. На рисунке 1.4 показаны некоторые разновидности полосковых линий и соответствующие структуры электрического поля в поперечном сечении. Широкие металлические пластины полосковых линий являются экранами и могут считаться как бесконечные плоскости с нулевым потенциалом.

Существует три разновидности полосковых линий: жесткие воздушные полосковые линии; линии на основе фольгированных диэлектрических пластин (армированные стеклом фторопласты, полимеры и др.); линии на основе диэлектрических пластин из керамики или кристаллических материалов с высоким значением диэлектрической проницаемости (поликор, ситалл, кварц, сапфир,

кремний, арсенид галлия и др.).

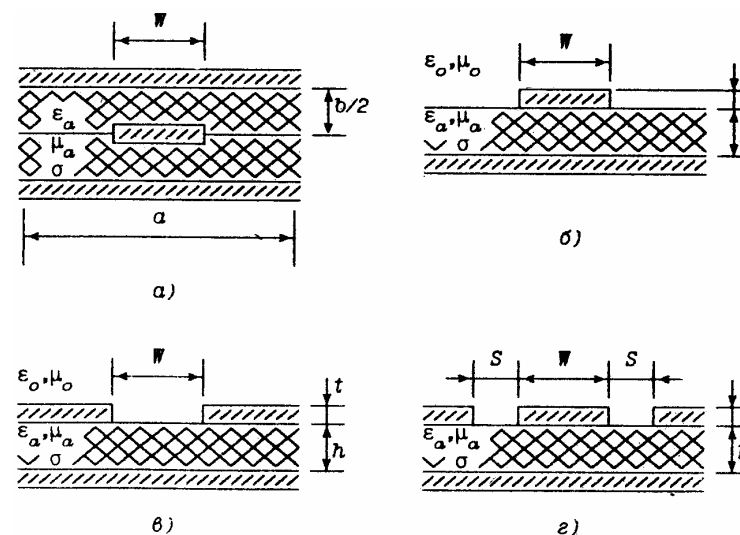


Рис.1.4. Конструкции полосковых линий: а- симметричная полосковая; б- несимметричная полосковая; в- симметричная щелевая; г- копланарная с Т-волной

Жесткие воздушные полосковые линии применяют при повышенных мощностях и выполняют чаще всего симметричными (рисунок 1.4. б). Для обеспечения жесткости проводники этих линий имеют значительную толщину. Крепление внутренних проводников осуществляется с помощью металлических (четвертьволновых) или диэлектрических изоляторов(рис.1.5).