



Министерство образования и науки Украины,
Севастопольский национальный технический университет
Факультет радиоэлектроники
Кафедра радиотехники и телекоммуникаций

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

по выполнению лабораторно-практического занятия
«Исследование поляризационного измерителя параметров СВЧ устройств»
по дисциплине
«Устройства микроволнового и оптического диапазонов»
для студентов дневной и заочной форм обучения
направления 6.050901 — «Радиотехника»

Севастополь
2013

УДК 621.317.34:621.372

Методические указания по выполнению лабораторно-практического занятия «Исследование поляризационного измерителя параметров СВЧ устройств» по дисциплине «Устройства микроволнового и оптического диапазонов» для студентов дневной и заочной форм обучения направления 6.050901 — «Радиотехника» / СевНТУ; Сост. И.Л. Афонин, В.В. Головин. — Севастополь: Изд-во СевНТУ, 2013 — 15 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам в применении на практике метода ориентированных графов для анализа работы СВЧ устройств, а также знакомство с инженерными методами расчета элементов связи с малозависимыми от частоты фазовыми сдвигами между двумя ответвляемыми сигналами.

Методические указания рассмотрены и утверждены на заседании кафедры радиотехники и телекоммуникаций (протокол № __ от ____ 2013 г.)

Допущено учебно-методическим центром СевНТУ в качестве методических указаний.

Рецензент: доцент кафедры радиотехники и телекоммуникаций,
кандидат технических наук, доцент

Ответственный за выпуск:
заведующий кафедрой радиотехники и телекоммуникаций,
доктор технических наук, профессор Гимпилевич Ю.Б

СОДЕРЖАНИЕ

1. Введение.....	4
2. Теоретические сведения.....	4
2.1. Синтез и анализ ответвителя круговой поляризации.....	4
2.2. Принцип работы поляризационного измерителя.....	10
2.3. Анализ погрешности поляризационного измерителя, обусловленной остаточной эллиптичностью ответвителя круговой поляризации.....	11
3. Порядок выполнения лабораторной работы.....	13
4. Контрольные вопросы.....	14
5. Библиографический список.....	14

1. Введение

Поляризационные измерители позволяют определить коэффициент стоячей волны по напряжению КСВН, фазу (аргумент) комплексного коэффициента отражения, активную и реактивную составляющие полного сопротивления.

Основой измерителя является ответвитель круговой поляризации ОКП, представляющий собой Т-образное соединение отрезков прямоугольного и круглого волноводов, в которых обеспечивается одноволновый режим работы. Элементы связи возбуждают в круглом волноводе две ортогональные линейно-поляризованные волны. Если амплитуды этих волн будут одинаковыми, временной сдвиг равным 90° , то в сумме они образуют волну с круговой поляризацией в круглом волноводе.

Теоретические и экспериментальные исследования ответвителя круговой поляризации и измерителя параметров СВЧ устройств на его основе является целью выполнения лабораторно-практического занятия.

2. Теоретические сведения

2.1. Синтез и анализ ответвителя круговой поляризации

Существуют различные варианты расположения элементов связи прямоугольного волновода с круглым, позволяющие синтезировать волну с круговой поляризацией. Рассмотрим некоторые из них.

2.1.1. Крестообразная система связи

Щели связи, выполненные в виде креста, прорезанного в широкой стенке волновода (рис. 2.1).

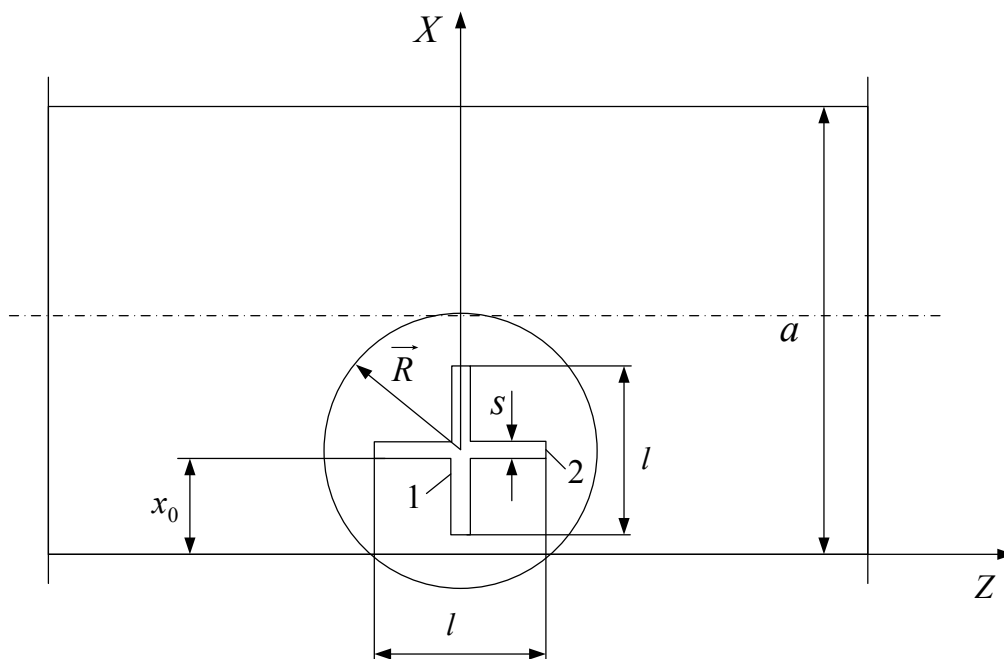


Рис. 2.1 — Модель крестообразной системы связи

Пусть обе щели имеют одинаковую длину l и ширину s , причем $l \gg s$. Каждая из щелей возбуждает в круглом волноводе линейно-поляризованную волну, плоскости поляризации их будут ортогональными. Щель 1, в основном, возбуждается поперечной составляющей магнитного поля $\dot{H}_x$

$$\dot{H}_x = i\dot{H}_0 \frac{2a}{\lambda_B} \sin \frac{\pi x}{a} e^{i(\omega t - kz)}, \quad (1.1)$$

а щель 2 — продольной составляющей

$$\dot{H}_z = \dot{H}_0 \cos \frac{\pi x}{a} e^{i(\omega t - kz)}, \quad (1.2)$$

где $\dot{H}_0 = \text{const}$; λ_B — длина волны в волноводе; $k = 2\pi/\lambda_B$ — волновое число.

Из выражений (2.1) и (2.2) видно, что временной сдвиг между составляющими $\dot{H}_x$ и $\dot{H}_z$ равен 90° на любой частоте диапазона. Однако равенство амплитуд $\dot{H}_{xm}$ и $\dot{H}_{zm}$ при фиксированном положении центра креста x_0 может быть только на определенной длине волны λ_{B0}

$$\dot{H}_0 \frac{2a}{\lambda_{B0}} \sin \frac{\pi x_0}{a} = \dot{H}_0 \cos \frac{\pi x_0}{a}, \quad (1.3)$$

откуда

$$x_0 = \frac{a}{\pi} \text{arctg} \frac{\lambda_{B0}}{2a} \text{ или } \lambda_{B0} = 2a \text{tg} \frac{\pi x_0}{a}. \quad (1.4)$$

Таким образом, на длине волны λ_{B0} в круглом волноводе имеет место круговая поляризация, на других длинах волн — эллиптическая.

Равенство (2.3) выполняется, если $l \ll \lambda_{B0}$. При конечном значении $l \ll \lambda_{B0}$ необходимо усреднять магнитное поле вдоль щели.

$$\dot{H}_{xm \text{ ср}} = \dot{H}_0 \frac{2a}{\lambda_B} \frac{1}{L} \int_{x_0 - l/2}^{x_0 + l/2} \sin \left(\frac{\pi x}{a} \right) dx = \dot{H}_0 \frac{2a}{\lambda_B} \sin \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \frac{\sin \left(\frac{\pi l}{\lambda_B} \right)}{\pi l / 2a}. \quad (1.5)$$

Из (2.5) следует, что при $l \rightarrow 0$ $\dot{H}_{xm \text{ ср}} \rightarrow \dot{H}_{xm}$.

$$\begin{aligned} \dot{H}_{zm \text{ ср}} &= \dot{H}_0 \cos \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \frac{1}{l} \int_{-l/2}^{l/2} e^{-i\beta z} dz = \dot{H}_0 \cos \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \frac{\sin(kl/2)}{kl/2} = \\ &= \dot{H}_0 \cos \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \cdot \frac{\lambda_B}{\pi l} \sin \left(\frac{\pi l}{\lambda_B} \right). \end{aligned} \quad (1.6)$$

При $l \rightarrow 0$, $\dot{H}_{zm \text{ ср}} \rightarrow \dot{H}_{zm}$.

Если центр креста совпадает с центром окружности вторичного волновода, то в последнем возбуждаются радиальные составляющие магнитного поля волны H_{11} [1]

$$\dot{H}_r = -i \frac{2\pi}{\lambda_{B11}} \cdot \frac{R}{1,841} \dot{H}_{0z} e^{-ik_{11}Z_1} \cdot J_1' \left(\frac{1,841r}{R} \right) \cos \varphi. \quad (1.7)$$

где $\lambda_{\text{в11}}$ — длина волны в круглом волноводе; $J_1' \left(\frac{1,841r}{R} \right) \cos \varphi$ — производная функции Бесселя 1-го порядка от аргумента $\frac{1,841 \cdot r}{R}$; φ — угловая координата, z_1 — продольная координата.

Полагая $z_1 = 0$, усредненное значение $\dot{H}_{r \text{ ср}}$ для щели длиной l будет равно:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{r \text{ ср}} &= -i \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в11}}} \cdot \frac{R}{1,841} \dot{H}_{0z} \cos \varphi \cdot \frac{1}{l} \int_{-l/2}^{l/2} J_1' \left(\frac{1,841r}{R} \right) dr = \\ &= -i \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в11}}} \cdot \frac{R}{1,841} \cdot \dot{H}_{0z} \cos \varphi \cdot \frac{J_1 \left(\frac{1,841l}{2R} \right)}{1,841l/2R}, \end{aligned} \quad (1.8)$$

при $l \rightarrow 0$, $\dot{H}_{r \text{ ср}} \rightarrow \dot{H}_r$.

Нормированная амплитуда волны в круглом волноводе определяется соотношением [3]

$$U = -i \frac{\omega \mu_0}{2 P_{\text{н}}} V_{m1,2} H_{x,z \text{ м ср}} H_{r \text{ ср}1,2}, \quad (1.9)$$

где $P_{\text{н}}$ — единичная нормированная мощность; $V_{m1,2} = \pi l_{1,2}^3 / 24 \left[\ln \left(\frac{4l_{1,2}}{s_{1,2}} \right) - 1 \right]$ — поляризуемость отверстий связи (креста); $l_{1,2}$ — длина щелей 1 и 2, $s_{1,2}$ — ширина этих щелей.

Подставляя в (1.9) значения $\dot{H}_{xm \text{ ср}}$, $\dot{H}_{zm \text{ ср}}$, $\dot{H}_{r \text{ ср}}$ запишем выражения для нормированных амплитуд линейно-поляризованных волн U_1 и U_2 , возбуждаемых щелями 1 и 2:

$$\begin{aligned} U_1 &= \frac{i\omega\mu_0}{2P_{\text{н}}} \cdot \frac{\pi l_1^3}{24 \left[\ln \left(\frac{4l_1}{s_1} \right) - 1 \right]} \cdot H_0 \frac{2a}{\lambda_{\text{в}}} \sin \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \cdot \frac{\sin \left(\frac{\pi l_1}{2a} \right)}{\pi l_1 / 2a} \times \\ &\times \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в11}}} \cdot \frac{R}{1,841} \dot{H}_{0z} \cos \varphi \cdot \frac{J_1 \left(\frac{1,841 \cdot l_1}{2R} \right)}{1,841 \cdot l_1 / 2R}; \end{aligned} \quad (1.10)$$

$$U_2 = \frac{\omega \mu_0}{2P_H} \cdot \frac{\pi L_2^3}{24 \left[\ln \left(\frac{4L_2}{S_2} \right) - 1 \right]} \cdot H_0 \cos \frac{\pi x_0}{a} \cdot \frac{\lambda_B}{\pi L_2} \sin \frac{\pi L_2}{\lambda_B} \times$$

$$\times \frac{2\pi}{\lambda_{B11}} \cdot \frac{R}{1,841} \dot{H}_{0z} \cos \varphi \cdot \frac{J_1 \left(\frac{1,841 \cdot L_2}{2R} \right)}{1,841 \cdot L_2 / 2R} . \quad (1.11)$$

Так как принято $l_1 = l_2 = l$, то отношение U_1 / U_2 будет равно

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{\frac{2a}{\lambda_B} \sin \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \cdot \frac{\sin \left(\frac{\pi l}{2a} \right)}{\pi l / 2a}}{\cos \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) \cdot \frac{\lambda_B}{\pi l} \sin \left(\frac{\pi L}{\lambda_B} l \right)} . \quad (1.12)$$

Если при $\lambda_B = \lambda_{B0} = 2a$ предположить равенство амплитуд $U_1 = U_2$, то из (1.12) получим

$$\sin \left(\frac{\pi x_0}{a} \right) = \cos \left(\frac{\pi x_0}{a} \right), \quad x_0 = \frac{a}{4},$$

а при $\lambda_B \neq \lambda_{B0}$

$$\frac{U_1}{U_2} = \left(\frac{2a}{\lambda_B} \right)^2 \frac{\sin \left(\frac{\pi l}{2a} \right)}{\sin \left(\frac{\pi l}{\lambda_B} \right)} . \quad (1.13)$$

Введем нормированные длину волны в волноводе $\lambda_{BH} = \lambda_B / 2a$ и длину щели $l_H = l / a$. Тогда выражение (1.13) запишется следующим образом

$$\frac{U_1}{U_2} = \left(\frac{1}{\lambda_{BH}} \right)^2 \frac{\sin \left(\frac{\pi l_H}{2} \right)}{\sin \left(\frac{\pi l_H}{2\lambda_{BH}} \right)} . \quad (1.14)$$

Изменяя λ_{BH} в пределах (0,9... 1,1), можно определить отношение U_1 / U_2 для заданного значения l_H .

На длинах волн $\lambda_{BH} \neq \lambda_{B0}$ в круглом волноводе возбуждается волна эллиптической поляризации поскольку $U_1 \neq U_2$.

В том случае, когда $l_1 \neq l_2$ амплитуды U_1 и U_2 определяются выражениями (1.10) и (1.11). Их отношение U_1 / U_2 является функцией нескольких переменных

$$\frac{U_1}{U_2} = f(\lambda_{BH}, l_{1H}, l_{2H}, x_{0H}, R_H),$$

где $l_{1н} = \frac{l_1}{a}$, $l_{2н} = \frac{l_2}{a}$, $x_{0н} = \frac{x_0}{a}$, $R_{н} = \frac{R}{a}$ — нормированные параметры.

При минимизации отклонения U_1/U_2 от единицы в заданном диапазоне длин волн, можно определить оптимальные геометрические параметры l_1 , l_2 , x_0 и R .

2.1.2. Радиальная система связи

Щели связи разнесены вдоль оси Z и повернуты относительно поперечной плоскости (рис. 2.2).

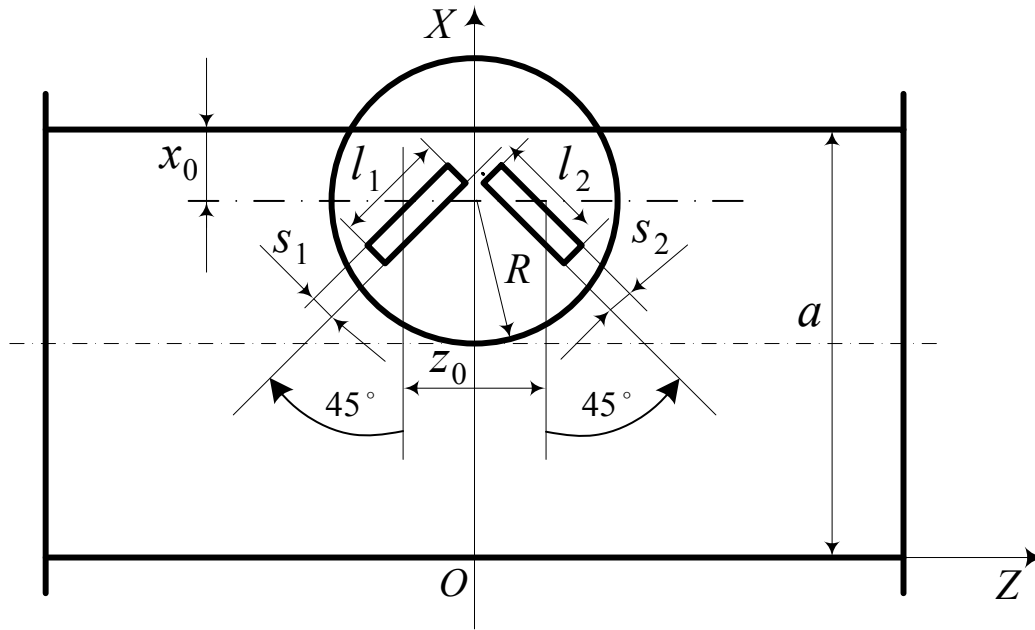


Рис. 2.2 — Модель радиальной системы связи

При равенстве длин щелей $l_1 = l_2 = l$, ширины $s_1 = s_2 = s$, одной и той же поперечной координаты x_0 центров щелей, амплитуды ортогональных линейно-поляризованных волн, возбуждаемых щелями 1 и 2 в круглом волноводе, будут равными на любой частоте диапазона волновода.

Временной фазовый сдвиг ϕ , кроме длины волны $\lambda_{вн}$, зависит от нормированных геометрических параметров $z_{0н}$, $x_{0н}$, $l_{н}$ и $s_{н}$.

Комплексные амплитуды волн определяются аналогично (1.9). В каждой точке щели напряженность магнитного поля определяется суммированием проекций $\dot{H}_{xm}$ и $\dot{H}_{zm}$ на оси щели. Среднее значение напряженности определяется интегрированием по длине щели. Фазовый сдвиг ϕ равен разности аргументов комплексных амплитуд волн, возбуждаемых щелями 1 и 2. Как показано в [4], фазовый сдвиг определяется выражением

$$\Delta\varphi = \frac{\pi z_{0H}}{\lambda_{BH}} + 2 \arctg(\lambda_{BH} \cdot Y \cdot M), \quad (1.15)$$

где

$$Y = \frac{\operatorname{tg}(\beta) \left[1 - \frac{3}{2} \left(\frac{s_H}{l_H} \right)^2 \left(\ln \left(\frac{4l_H}{s_H} \right) - 1 \right) \right]}{\operatorname{tg}(\pi x_{0H}) \left[1 + \frac{3}{2} \left(\frac{s_H}{l_H} \right)^2 \left(\ln \left(\frac{4l_H}{s_H} \right) - 1 \right) \cdot \operatorname{tg}^2(\beta) \right]},$$

$$M = \frac{\left(\frac{\sin(\gamma)\cos(\delta)}{\gamma} - \frac{\sin(\delta)\cos(\gamma)}{\delta} \right) \frac{\operatorname{tg}(\beta)}{Y \lambda_{BH}^2 \operatorname{tg}(\pi x_{0H})} + \frac{\sin(\delta)\cos(\gamma)}{\delta} - \frac{\operatorname{tg}^2(\beta)}{\lambda_{BH}^2} \frac{\sin(\gamma)\cos(\delta)}{\gamma}}{\left(\frac{\sin(\gamma)\cos(\delta)}{\gamma} - \frac{\sin(\delta)\cos(\gamma)}{\delta} \right) Y \operatorname{tg}(\beta) \operatorname{tg}(\pi x_{0H}) + \frac{\sin(\delta)\cos(\gamma)}{\delta} - \frac{\operatorname{tg}^2(\beta)}{\lambda_{BH}^2} \frac{\sin(\gamma)\cos(\delta)}{\gamma}},$$

$$z_{0H} = \frac{z_0}{a}; \gamma = \frac{\pi l_H \sin(\beta)}{2 \lambda_{BH}}; \delta = \frac{\pi}{2} l_H \cos(\beta); l_H = \frac{l}{a}; s_H = \frac{s}{a}; x_{0H} = \frac{x_0}{a}; \beta = 45^\circ.$$

Приняв $\lambda_{BH} = 1$, $l_H = 1/6 \dots 1/8$, $s_H = 0,1 l_H$, $z_{0H} = 0,25$, можно определить величину x_{0H} , при которой $\Delta\varphi = \Delta\varphi_0 = 90^\circ$.

Изменяя λ_{BH} в пределах $(0,9 \dots 1,1)$, можно найти максимальное отклонение $\delta\varphi$, то есть $\delta\varphi = \Delta\varphi - 90^\circ$.

При $\Delta\varphi \neq 90^\circ$ в круглом волноводе возбуждается волна эллиптической поляризации.

Изменение λ_{BH} в заданных пределах приводит к незначительному отклонению фазового сдвига $\Delta\varphi$ от 90° , и эллиптичность волны будет незначительной. Однако, $\delta\varphi$ можно уменьшить, если использовать три щели связи.

Модель трехщелевой системы связи показана на рис. 2.3.

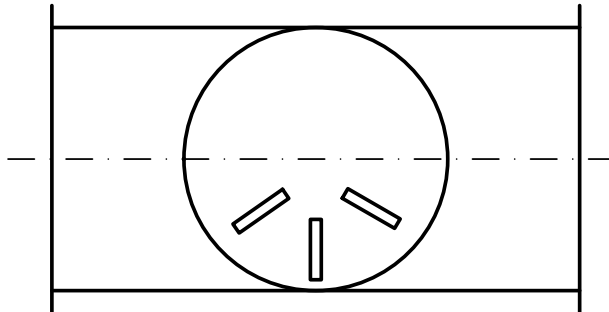
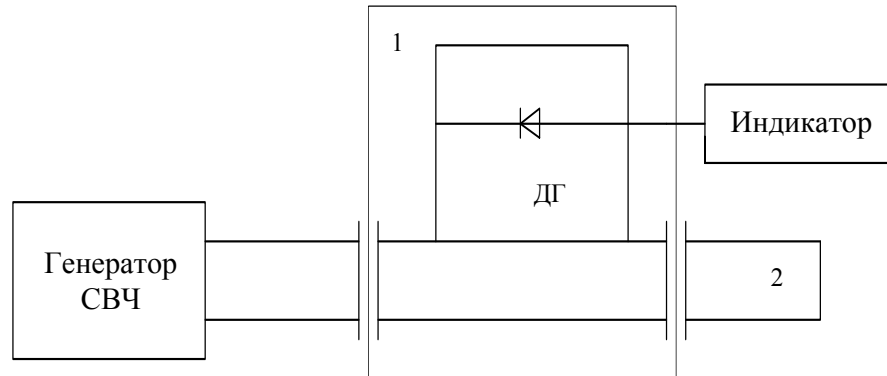


Рис. 2.3 — Модель трехщелевой радиальной системы связи

Оптимизируя геометрические параметры щелей связи, можно добиться примерного равенства амплитуд ортогональных линейно-поляризованных волн и незначительного отклонения фазового сдвига $\Delta\varphi$ от 90° .

2.2. Принцип работы поляризационного измерителя

Структурная схема поляризационного измерителя показана на рис. 2.4.



1 — ответвитель круговой поляризации с детекторной головкой (ДГ);

2 — исследуемое устройство

Рис. 2.4 — Функциональная схема поляризационного измерителя

Волновод детектора может вращаться вокруг собственной оси. Если выполняются условия: $\Delta\varphi = \pm 90^\circ$ и $U_1 = U_2$, то поляризация волны становится круговой. Конец вектора $\vec{E}$ описывает окружность. При вращении детекторной головки сигнал, снимаемый с СВЧ диода, не меняется. При наличии в прямоугольном волноводе падающей и отраженной волн, в круглом волноводе возбуждаются две волны круговой поляризации разного направления вращения. Суперпозиция этих волн приводит к эллиптически или линейно-поляризованной волне в зависимости от соотношения амплитуд этих волн.

U_Γ — волна генератора, U_O — волна, отраженная от исследуемого устройства. Максимальное значение результирующего вектора $\vec{U}$ равно сумме $\vec{U}_\Gamma$ и U_O ,

$$U_{\max} = U_\Gamma + U_O.$$

Минимальное значение $\vec{U}$ равно разности $\vec{U}_\Gamma$ и U_O ,

$$U_{\min} = U_\Gamma - U_O.$$

Коэффициент стоячей волны определяется согласно соотношения

$$K_{\text{СТУ}} = \frac{U_{\max}}{U_{\min}} = \frac{U_\Gamma + U_O}{U_\Gamma - U_O} = \frac{1 + \frac{U_O}{U_\Gamma}}{1 - \frac{U_O}{U_\Gamma}} = \frac{1 + \Gamma_x}{1 - \Gamma_x}. \quad (2.16)$$

Направление на максимум (либо минимум) относительно опорной линии детекторной головки измерителя характеризует фазу коэффициента отражения φ_x . Таким образом, вращая детекторную головку, определяем $K_{\text{СТУ}}$ и φ_x , зная которые можно найти полное сопротивление исследуемой нагрузки

$$Z_H = \rho \frac{K_{CTU} - 0,5 i (K_{CTU}^2 - 1) \sin(2\varphi_x)}{K_{CTU}^2 \sin^2(\varphi_x) + \cos^2(\varphi_x)}, \quad (2.17)$$

где ρ — волновое сопротивление измерительной линии.

Учитывая квадратичность характеристики диода ($U_D = K_{CTU} U^2$), получим:

$$U_{D\max} = K_{CTU} U_{\max}^2; \quad U_{D\min} = K_{CTU} U_{\min}^2;$$

$$K_{CTU} = \sqrt{\frac{U_{D\max}}{U_{D\min}}},$$

где $U_{D\max}$ — максимальное показание индикатора, подключенного к детекторной головке; $U_{D\min}$ — минимальное показание индикатора.

2.3 Анализ погрешности поляризационного измерителя, обусловленной остаточной эллиптичностью ответвителя круговой поляризации

2.3.1. Анализ крестообразной системы связи

Проанализируем влияния на результаты измерения $K_{СВН}$ и фазы φ_x , неравенства амплитуд ортогональных линейно-поляризованных волн U_1 и U_2 и отклонения $\Delta\varphi$ фазового сдвига от 90° .

Относительная погрешность измерения $K_{СВН}$, обозначенная как δ_K , определяется следующим образом:

$$\delta_K = \frac{K_{CTU_{изм}} - K_{CTU}}{K_{CTU}} = \frac{K_{CTU_{изм}}}{K_{CTU}} - 1 = K_{CTU_{изм}} \frac{1 - \Gamma_x}{1 + \Gamma_x} - 1,$$

$$\delta_K = \frac{\sqrt{\left(1 + \frac{U_2^2}{U_1^2}\right) \left(1 + \Gamma_x^2\right) + 4 \frac{U_2}{U_1} \Gamma_x} (1 - \Gamma_x)}{\sqrt{\left(1 + \frac{U_2^2}{U_1^2}\right) \left(1 + \Gamma_x^2\right) - 4 \frac{U_2}{U_1} \Gamma_x} (1 + \Gamma_x)} - 1. \quad (2.18)$$

На длине волны λ_{B0} , когда $U_2 = U_1$, погрешность $\delta_K = 0$.

Подставляя в (2.18) значение U_2/U_1 для различных длин волн, определяем погрешность δ_K для $\Gamma_x = \text{const}$.

Направление на минимум сигнала определяется выражениями:

$$\sin(\varphi_x - 2\theta) = 1; \quad \varphi_x - 2\theta = 90^\circ; \quad \varphi_x = 2\theta + 90^\circ.$$

Угол 90° можно скомпенсировать начальной калибровкой, и тогда

$$\varphi_x = 2\theta;$$

или $\theta = \frac{\varphi_x}{2}$ — направление на минимум сигнала, которое соответствует половине фазового угла коэффициента отражения исследуемого устройства.

На погрешность измерения фазы φ_x неравенство $U_1/U_2 \neq 1$ не оказывает влияния.

2.3.2. Анализ радиальной системы связи

Ответвитель круговой поляризации, выполненный в соответствии со вторым вариантом размещения элементов связи, характеризуется равенством амплитуд ($U_2/U_1 = 1$), а фазовый сдвиг $\varphi = 90^\circ + \delta\varphi$.

Отклонение $\delta\varphi = \varphi - 90^\circ$ не влияет на результат измерения $K_{\text{СВН}}$.

Направление на минимум сигнала соответствует равенству

$$\sin(2\theta - \varphi_x - \delta\varphi) = -1,$$

т.е.

$$2\theta - \varphi_x - \delta\varphi = 270^\circ.$$

Учитывая калибровку фазы, когда угол 270° можно скомпенсировать, получим $\varphi_x = 2\theta - \delta\varphi$.

Погрешность измерения фазы коэффициента отражения $\delta\varphi_x = \delta\varphi$.

Так как отклонение $\delta\varphi$ в 20 %-ной полосе частот составляет примерно $\pm 1^\circ$, то и $\delta\varphi_x = \pm 1^\circ$.

Как следует из анализа погрешностей для первого варианта ответвителя круговой поляризации (ОКП), и для второго ОКП отсутствует влияние на результат измерения переотражений от генератора.

2.3.3. Экспериментальная проверка точности измерения $K_{\text{СВН}}$ и фазы

Для определения погрешности измерения имеется набор из трех симметричных емкостных диафрагм.

Вертикальный размер окна в диафрагмах равен $b'_{1,2,3}$.

Расчет модуля коэффициента отражения образцовой меры, представляющий собой соединение диафрагмы и согласованной нагрузки, можно произвести по формуле

$$\Gamma_{\text{он}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{4}{b_p^2}}}, \quad (2.19)$$

где b_p — нормированная реактивная проводимость, которая рассчитывается по формуле

$$b_p = \frac{4b}{\lambda_B} \left[\ln \left(1 / \sin \left(\frac{\pi b'}{2b} \right) \right) + \frac{Q \cos^4 \left(\frac{\pi b'}{2b} \right)}{1 + Q \sin^4 \left(\frac{\pi b'}{2b} \right)} + \frac{1}{16} \left(\frac{b}{\lambda_B} \right)^2 \left[1 - 3 \sin^2 \left(\frac{\pi b'}{2b} \right) \right]^2 \cos^4 \left(\frac{\pi b'}{2b} \right) \right],$$

где $Q = \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{b}{\lambda_B} \right)^2}} - 1$,

b — вертикальный размер поперечного сечения волновода.

Фаза коэффициента отражения образцовой нагрузки определяется по формуле

$$\varphi_{xO} = \arctg \left(\frac{2}{b_p} \right).$$

Относительная погрешность измерения модуля коэффициента отражения, рассчитанная по формуле (2.19), не превышает $\pm 1 \%$, а погрешность измерения фазы $\pm 1^\circ$.

3. Порядок выполнения лабораторной работы

3.1. Рассчитать отношение амплитуд $\frac{U_1}{U_2}$ в соответствии с уравнением (2.14) для крестообразного ОКП.

3.2. Рассчитать и построить график зависимости $\varphi = f(\lambda_{BH})$ (2.15) в заданном диапазоне длин волн.

3.3. Определить погрешность измерения $K_{свн}$ по формуле (2.18) с помощью измерителя на основе крестообразного ОКП. Значение Γ_x принять равным 0,333.

3.4. Рассчитать модули и фазы коэффициентов отражения образцовых нагрузок для $\lambda_B = 2a$ по выражению (2.19).

3.5. Измерить $K_{свн}$ и фазы образцовых нагрузок поляризационным измерителем типа РЗ-46.

3.5.1. Удерживая одной рукой шкалу «ФАЗА» с рисккой «ЧАСТОТА», другой рукой повернуть шкалу «ЧАСТОТА» и установить её на деление, соответствующее частоте генератора.

3.5.2. Вращая детекторную головку за верхнюю накатку измерителя, найти минимум (по шкале индикатора) и максимум сигнала на её входе.

3.5.3. Отсчитать угловое положение детекторной головки, соответствующее минимуму сигнала по шкале «ФАЗА». Полученные значения позволят определить коэффициент отражения.

3.5.4. Определить значение $K_{\text{СВН}}$. Измерения проводить на частоте генератора, соответствующей $\lambda_{\text{В0}} = 2a$. В состав образцовых нагрузок входит и короткозамыкающая пластина.

3.6. Оформить отчет и сделать выводы по работе.

4. Контрольные вопросы

4.1. Перечислить виды поляризации электромагнитных волн. Показать, что поле с любым типом поляризации можно представить суммой двух волн, поляризованных линейно в двух ортогональных плоскостях.

4.2. Как определяется нормированная комплексная амплитуда линейно поляризованной волны в круглом волноводе?

4.3. Для чего необходимо усреднять значения напряженности магнитного поля вдоль щели?

4.4. Каков принцип получения малозависимого от частоты фазового сдвига между сигналами, возбуждаемыми двумя щелями?

4.5. Как определяется погрешность измерения $K_{\text{СВН}}$ и фазы?

4.6. Изложить методику измерения $K_{\text{СВН}}$ и фазы с помощью поляризационного измерителя типа РЗ-46.

5. Библиографический список

1. Саламатин В.В. Анализ и измерения S -параметров микроволновых устройств, учебное пособие для вузов / В.В. Саламатин. — Севастополь: СевГУ, 1998. — 150 с.

2. Силаев М.А. Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М.А. Силаев, С.С. Брянцев. — М.: Советское радио, 1970. — 316 с.

3. Бова Н.Т. Методы анализа устройств СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.В. Толстиков. — Киев: Техника, 1976. — 168 с.

4. Бова Н.Т. Антенны и устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Г.Б. Резников. — Киев: Вища школа, 1977. — 426 с.

5. Сазанов Д.М. Антенны и устройства СВЧ / Д.М. Сазанов. — М.: Высшая школа, 1988. — 512 с.

Заказ № _____ от « ____ » _____ 2013. Тираж _____ экз.

Изд-во СевНТУ