



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

МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

по выполнению лабораторно-практического занятия
«Исследование рефлектометрического метода измерения
модулей коэффициентов отражения и передачи»
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 рефлектометрического метода измерения модулей коэффициентов отражения и передачи» 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 — 16 с.

Целью методических указаний является оказание помощи студентам в изучении принципа действия направленных ответвителей различных типов, в применении на практике метода ориентированных графов для анализа работы СВЧ измерителей параметров радиотехнических трактов, а также знакомство с инженерными методами расчета малогабаритного направленного ответвителя, в котором реализован малозависимый от частоты фазовый сдвиг 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. Методика расчета направленных ответвителей.....	5
3. Порядок выполнения лабораторной работы.....	14
4. Оформление отчета.....	15
5. Контрольные вопросы.....	15
6. Библиографический список.....	15

1. Введение

Направленные ответвители с индикаторными устройствами, предназначенные для контроля согласования сопротивлений, измерения модулей коэффициента отражений и передачи, коэффициента стоячей волны, называются рефлектометрами. Рефлектометры широко применяются в микроволновом диапазоне частот.

По своей структуре направленный ответвитель (НО) представляет собой систему из двух связанных предающих линий, т.е. образует восьмиполюсник, схематически показанный на рис. 1.1.

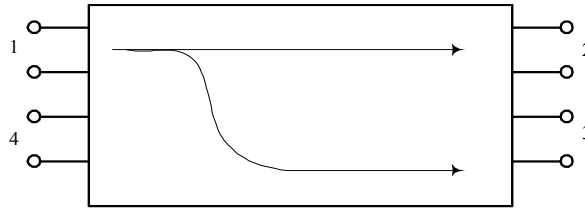


Рис. 1.1 — Крестообразная система связи

Направленный ответвитель характеризуется следующими параметрами:

— переходным ослаблением, определяемым отношением мощностей, распространяющихся в основном и вспомогательных трактах

$$C = 10 \lg \frac{P_1}{P_3}, \text{ дБ} \quad (1.1)$$

— **направленностью**, определяемой как отношение мощностей, распространяющихся во вспомогательном тракте в противоположных направлениях

$$D = 10 \lg \frac{P_3}{P_4}, \text{ дБ} \quad (1.2)$$

Рассмотрим два типа наиболее часто применяемых направленных ответвителей: волноводный НО с несколькими отверстиями и двухщелевой НО.

Целью работы является ознакомление с методиками расчетов многодырочного и двухщелевого направленными ответвителями, анализом рефлектометрического измерителя и его погрешности.

2. Методика работы направленных ответвителей

2.1. Методика расчета многодырочный направленного ответвителя

Направленный ответвитель с отверстиями для связи состоит из основного волновода с плечами I и II и вспомогательного волновода с плечами III и IV. Связь между волноводами осуществляется через отверстия, прорезанные в общей стенке волновода (рис. 2.1).

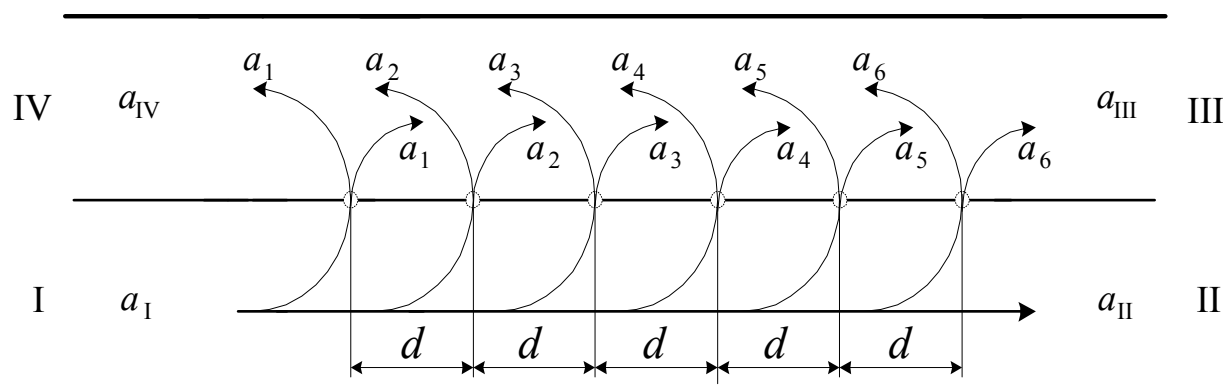


Рис. 2.1 — Многодырочный направленный ответвитель

Данный НО работает благодаря связи через отверстия во вспомогательном волноводе нескольких волн, смещенных по фазе таким образом, что волны, распространяющиеся в направлении плеча III складываются, а в направлении плеча IV — вычитаются.

Величина переходного затухания зависит от размеров отверстий связи и их числа. Направленность ответвителя в диапазоне частот зависит от закономерности изменения размеров отверстий. Отверстия связи предполагаются ненаправленными. Система отверстий симметрична относительно центральной плоскости, т.е. крайние отверстия самые малые. Следующая (к центру) симметричная пара отверстий имеет большие размеры и т.д. Максимальные размеры имеет центральное отверстие, или пара центральных отверстий в зависимости от четности или нечетности количества отверстий. Чем меньше амплитуда суммарной волны, ответвляемой в плечо IV во вспомогательном волноводе, тем выше направленность ответвителя. Волна, ответвляемая в плечо III, является результатом суммирования волн, ответвляемых всеми отверстиями. От её величины зависит переходное ослабление ответвителя. Наиболее распространены ответвители с чебышевской характеристикой направленности и с биномиальной.

Рассмотрим направленный ответвитель с биномиальной характеристикой направленности.

Расстояние между отверстиями равно $d = \lambda_{B0}/4$, где средняя длина волны λ_{B0} определяется соотношением

$$\lambda_{B0} = \frac{2 \cdot \lambda_{B1} \lambda_{B2}}{\lambda_{B1} + \lambda_{B2}}, \quad (2.1)$$

а λ_{B1} и λ_{B2} — крайние длины волн в волноводе для рабочего диапазона частот.

На частоте f_0 , соответствующей λ_{B0} , фазовый сдвиг $\Delta\varphi_0$ между сигналами, ответвляемыми соседними отверстиями, равен $\frac{\pi}{2}$:

$$\Delta\varphi_0 = \frac{2\pi}{\lambda_{B0}} d = \frac{2\pi}{\lambda_{B0}} \frac{\lambda_{B0}}{4} = \frac{\pi}{2}.$$

На других частотах (или длинах волн) фазовый сдвиг $\Delta\varphi$ равен

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda_B} d = \frac{2\pi}{\lambda_B} \frac{\lambda_{B0}}{4} = \frac{\pi}{2} \frac{\lambda_{B0}}{\lambda_B}. \quad (2.2)$$

При проектировании многодырочных НО определяются размеры отверстий и нормированная амплитуда волны a_{IV} , ответвляемая в обратном направлении во вспомогательном волноводе, которая однозначно связана с направленностью в заданном диапазоне частот (длин волн $\lambda_{B1} \dots \lambda_{B2}$). Задаются также число отверстий, переходное ослабление и связанная с ним нормированная амплитуда волны a_{III} , ответвляемая в прямом направлении. Амплитуды волн $a_1 \dots a_6$, ответвляемые отверстиями также нормируются относительно амплитуды a_I волны на входе плеча I.

Пусть задано шесть отверстий ($n=6$). На длине волны λ_{B0} амплитуда a_{III} равна сумме амплитуд $a_1 \dots a_6$

$$a_{III} = a_1 + a_2 + a_3 + a_4 + a_5 + a_6. \quad (2.3)$$

Т.е., все волны, ответвляемые в прямом направлении, синфазны.

Результирующая нормированная амплитуда волны, ответвляемая в плечо IV, с учетом фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ будет равна

$$a_{IV} = a_1 \cdot e^{j5\Delta\varphi} + a_2 \cdot e^{j3\Delta\varphi} + a_3 \cdot e^{j\Delta\varphi} + a_4 \cdot e^{-j\Delta\varphi} + a_5 \cdot e^{-j3\Delta\varphi} + a_6 \cdot e^{-j5\Delta\varphi}. \quad (2.4)$$

Отсчет фазы ведется здесь от центральной плоскости. Полагая, что

$$a_1 = a_6, \quad a_2 = a_5, \quad a_3 = a_4,$$

и, преобразуя (2.4), получим

$$a_{IV} = a_1(e^{j5\Delta\varphi} + e^{-j5\Delta\varphi}) + a_2(e^{j3\Delta\varphi} + e^{-j3\Delta\varphi}) + a_3(e^{j\Delta\varphi} + e^{-j\Delta\varphi}) = 2(a_1 \cos(5\Delta\varphi) + a_2 \cos(3\Delta\varphi) + a_3 \cos(\Delta\varphi)). \quad (2.5)$$

Амплитуда a_{IV} зависит от частоты (так как $\Delta\varphi = g(f)$). Эта зависимость определяется способом выбора нормированных комплексных амплитуд a_i (то есть a_1, a_2, a_3). Одним из таких способов является **биномиальное** приближение. Амплитуды a_i выбираются пропорциональными коэффициентам разложения бинома Ньютона $(a+b)^{n-1}$. В этом случае величина a_{IV} равна нулю на частоте f_0 . Кривая имеет максимально плоский вид. Вторым способ — **чебышевское приближение**, при котором амплитуда a_{IV} пропорциональна полиному Чебышева. В этом случае изменения a_{IV} в диапазоне частот не превышают заданной малой величины δ_{aIV} .

Выбираем биномиальное распределение. Коэффициенты разложения бинома можно найти с помощью треугольника Паскаля, как показано в табл. 2.1.

Табл. 2.1 — Коэффициенты разложения бинома

	k_{a1}	k_{a2}	k_{a3}	k_{a4}	k_{a5}	k_{a6}
$n = 1$	1	—	—	—	—	—
$n = 2$	1	1	—	—	—	—
$n = 3$	1	2	1	—	—	—
$n = 4$	1	3	3	1	—	—
$n = 5$	1	4	6	4	1	—
$n = 6$	1	5	10	10	5	1

В случае $n = 6$, нормированные амплитуды a_i выбираются с учетом коэффициентов пропорциональности

$$k_{a1} = 1; k_{a2} = 5; k_{a3} = 10; k_{a4} = 10; k_{a5} = 5; k_{a6} = 1;$$

то есть

$$a_2 = 5a_1; a_3 = 10a_1; a_4 = 10a_1; a_5 = 5a_1.$$

После подстановки a_2 и a_3 в (2.5), получим

$$a_{IV} = 2a_1(\cos(5\Delta\varphi) + 5\cos(3\Delta\varphi) + 10\cos(\Delta\varphi)). \quad (2.6)$$

Для дальнейшего рассмотрения вопроса необходимо выразить $\cos(5\Delta\varphi)$ и $\cos(3\Delta\varphi)$ через $\cos(\Delta\varphi)$. Известно, что

$$\cos(nx + x) = \cos(nx)\cos(x) - \sin(nx)\sin(x)$$

$$\cos(nx - x) = \cos(nx)\cos(x) + \sin(nx)\sin(x).$$

Их сумма будет равна

$$\cos(nx + x) + \cos(nx - x) = 2\cos(nx)\cos(x)$$

$$\text{то есть } \cos((n+1)\Delta\varphi) = 2\cos(n\Delta\varphi)\cos(\Delta\varphi) - \cos((n-1)\Delta\varphi). \quad (2.7)$$

Используя выражение (2.7), можно выразить $\cos(n\Delta\varphi)$ через $\cos(\Delta\varphi)$.

$$\text{При } n = 1 : \cos(2\Delta\varphi) = 2\cos^2(\Delta\varphi) - 1.$$

$$\text{При } n = 2 : \cos(3\Delta\varphi) = 2\cos(2\Delta\varphi) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(\Delta\varphi) = 4\cos^3(\Delta\varphi) - 3\cos(\Delta\varphi).$$

$$\begin{aligned} \text{При } n = 3, \text{ тогда } \cos(4\Delta\varphi) &= 2\cos(3\Delta\varphi) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(2\Delta\varphi) = \\ &= 8\cos^4(\Delta\varphi) - 8\cos^2(\Delta\varphi) - 1. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{При } n = 4, \text{ тогда } \cos(5\Delta\varphi) &= 2\cos(4\Delta\varphi) \cdot \cos(\Delta\varphi) - \cos(3\Delta\varphi) = \\ &= 16\cos^5(\Delta\varphi) - 20\cos^3(\Delta\varphi) + 5\cos(\Delta\varphi). \end{aligned}$$

Подставляя в (2.6) $\cos(5\Delta\varphi)$ и $\cos(3\Delta\varphi)$, получим

$$a_{IV} = 32a_1 \cos^5(\Delta\varphi). \quad (2.8)$$

Выражение (2.8) определяет нормированную амплитуду волн в четвертом плече направляемого ответвителя с шестью отверстиями. Нормированная амплитуда волны a_{III} , ответвляемая в прямом направлении, в соответствии с (2.3) равна

$$a_{III} = a_1 + 5a_1 + 10a_1 + 5a_1 + a_1 = 32a_1,$$

откуда

$$a_1 = a_{III} / 32. \quad (2.9)$$

Величина $a_{III} = S_{31}$, а отношение

$$P_1/P_3 = 1/S_{31}^2,$$

то есть нормированная амплитуда волны a_{III} или коэффициент передачи из плеча I в плечо III определяется отношением мощностей P_3/P_1 и переходным ослаблением. Так как, если $C = 20$ дБ, то $S_{31} = a_{III} = 0,1$. Задаваясь величиной C определяем a_{III} , а по формуле (2.9) определяем a_1 .

Найдя a_1 и используя выражение (2.8), определяется и строится зависимость $a_{IV} = g(\lambda_B)$ или $a_{IV} = g(f)$ в заданных пределах значений $\lambda_{B1} \dots \lambda_{B2}$ или $f_1 \dots f_2$.

На крайних частотах амплитуда a_{IV} будет максимальна, а направленность ответвителя — минимальна. Амплитуда a_{IV} равнозначна коэффициенту передачи S_{41} . Направленность D можно представить в виде следующего выражения

$$D = 10 \lg \frac{P_3}{P_4} = 10 \lg \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2} = 10 \lg \frac{a_{III}^2}{a_{IV}^2}. \quad (2.10)$$

На длине волны $\lambda_B = \lambda_{B0}$:

$$\Delta\varphi = \pi/2, \quad a_{IV} = 0, \quad D \rightarrow \infty.$$

На краях диапазона длин волн λ_{B1} и λ_{B2} направленность D есть конечная величина. Она подлежит определению.

Диаметры отверстий можно определить, зная их переходное затухание. Для отверстия, прорезанного в общей узкой стенке волноводов, переходное затухание равно [1]

$$C = 10 \lg \left(\frac{12a^3b}{\pi d^3 \lambda_B} \right)^2,$$

откуда находим

$$a_i = \frac{\pi d_i^3 \lambda_{B0}}{12a^3b}, \quad (2.11)$$

где a, b — поперечные размеры волновода; d_i — диаметр i -го отверстия.

Из (2.11) следует

$$d_i = \sqrt[3]{\frac{12a^3ba_i}{\pi\lambda_{B0}}}. \quad (2.12)$$

Подставляя в (2.12) значения $a_1 \dots a_6$, определяем соответствующие диаметры отверстий $d_1 \dots d_6$.

2.2. Двухщелевой направленный ответвитель

Связь основного и вспомогательного волноводов осуществляется посредством двух наклонных щелей, прорезанных в общей широкой стенке (рис. 2.2). Фазовый сдвиг между ответвляемыми сигналами определяется выражением [3]

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi Z_0}{\lambda_B} + 2\arctg\left(\frac{\lambda_B}{2a} \frac{\tg(\alpha)}{\tg\left(\frac{\pi x_0}{a}\right)}\right). \quad (2.13)$$

Двухщелевой направленный ответвитель показан на рис. 2.2.

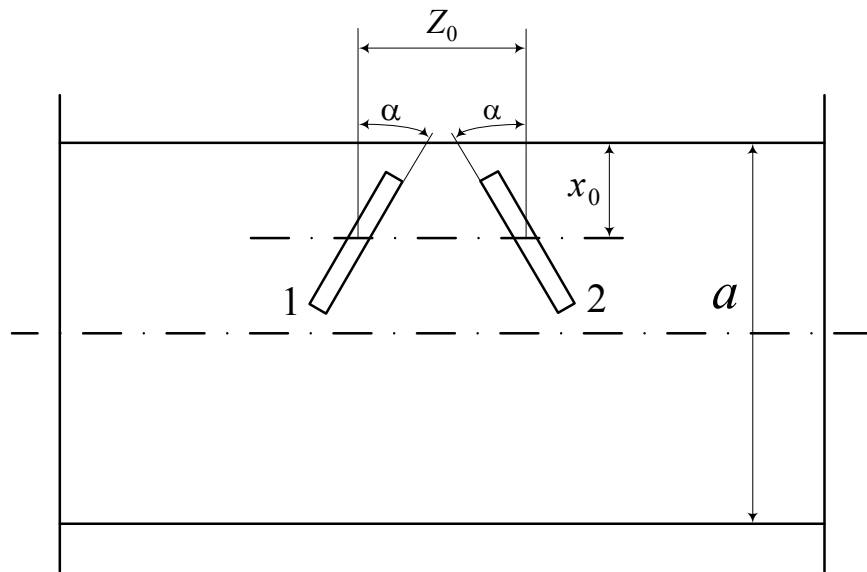


Рис. 2.2 — Модель двухщелевого направленного ответвителя

Первое слагаемое (2.13) — фазовый сдвиг за счет разнесения щелей, второе — за счет их поворота. Характер зависимостей от длины волны λ_B этих составляющих противоположный. При правильно выбранных геометрических параметрах Z_0 , α , x_0 отклонение $\Delta\varphi$ от номинального фазового сдвига $\Delta\varphi_0 = 90^\circ$ составляет не более $\pm 2^\circ$ в относительном диапазоне частот волновода $(\Delta f/f_0)100\% = 40\%$.

Расчет этих параметров и отклонения $\Delta\varphi$ осуществляется в следующей последовательности. Исходными являются соотношения:

$$\begin{aligned}
\pi = & \frac{2\lambda_{B1}\lambda_{B2}}{\lambda_{B2} - \lambda_{B1}} [\text{arctg}(\lambda_{B2}Y) - \text{arctg}(\lambda_{B1}Y)] \left\{ \frac{1}{\lambda_{B2}} + \right. \\
& + \left. \sqrt{\frac{Y(\lambda_{B2} - \lambda_{B1})}{\lambda_{B2}\lambda_{B1} [\text{arctg}(\lambda_{B2}Y) - \text{arctg}(\lambda_{B1}Y)]} - Y^2} \right\} + 2\text{arctg}(\lambda_{B2}Y) + \\
& + 2\text{arctg} \left\{ \frac{Y}{\sqrt{\frac{Y(\lambda_{B2} - \lambda_{B1})}{\lambda_{B2}\lambda_{B1} [\text{arctg}(\lambda_{B2}Y) - \text{arctg}(\lambda_{B1}Y)]} - Y^2}} \right\}. \quad (2.14)
\end{aligned}$$

где λ_{B1} и λ_{B2} — длины волн в волноводе, соответствующие крайним частотам рабочего диапазона;

$$Y = \frac{\text{tg}(\alpha)}{2a \text{tg}\left(\frac{\pi x_0}{a}\right)}. \quad (2.15)$$

Определив из уравнения (2.15) Y , находят расстояние Z_0 по формуле

$$Z_0 = \frac{\text{arctg}(\lambda_{B2}Y) - \text{arctg}(\lambda_{B1}Y)}{\pi(\lambda_{B2} - \lambda_{B1})} \lambda_{B1}\lambda_{B2}. \quad (2.16)$$

Задаваясь поперечной координатой x_0 , например, $x_0 = a/4$, определяют угол наклона щелей

$$\alpha = \text{arctg}\left(Y 2a \text{tg}\left(\frac{\pi x_0}{a}\right)\right) = \text{arctg}(Y 2a). \quad (2.17)$$

При найденных параметрах Z_0 и α максимальное отклонение $\Delta\varphi_{\max}$ от 90° наблюдается на крайних частотах и промежуточной частоте f_{np} , которой соответствует длина волны в волноводе λ_{Bnp}

$$\lambda_{Bnp} = \sqrt{\frac{\pi Z_0}{Y - \pi Z_0 Y^2}}. \quad (2.18)$$

На крайних частотах заданного диапазона фазовый сдвиг $\Delta\varphi_{1,2}$ будет равен

$$\Delta\varphi_{1,2} = 90^\circ + \Delta\varphi_{\max}.$$

На промежуточной частоте

$$\Delta\varphi_{np} = 90^\circ - \Delta\varphi_{\max}.$$

Максимальное отклонение $\Delta\varphi_{\max}$ можно определить из (2.13), подставив вместо λ_B одно из трех значений λ_{B1} , λ_{Bnp} , λ_{B2} , например

$$\Delta\varphi_{\max} = \frac{2\pi Z_0}{\lambda_{B1}} + 2\operatorname{arctg}\left(\frac{\lambda_{B1}}{2a} \frac{\operatorname{tg}(\alpha)}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi x_0}{a}\right)}\right) - 90^\circ. \quad (2.19)$$

На центральной частотах, когда $\Delta\varphi = 90^\circ$, направленность будет бесконечной, т.е. вся мощность во вспомогательном волноводе будет направляться в плечо III, а мощность, ответвляемая в плечо IV, будет равна нулю.

При $\Delta\varphi \neq 90^\circ$ часть мощности ответвляется в плечо IV. Найдем зависимость направленности D от $\Delta\varphi$.

$$D = 10\lg \frac{P_3}{P_4} = 10\lg \left| \frac{a_{\text{III}}}{a_{\text{IV}}} \right|^2,$$

где амплитуда волны в III плече $a_{\text{III}} = a_1 + a_2$ равна сумме амплитуд волн, возбуждаемых 1-й и 2-й щелями. Эти волны синфазны, амплитуды волн равны $a_1 = a_2 = a$. В IV плече волны, ответвляемые щелями, имеют фазовый сдвиг, равный $2\Delta\varphi$.

Амплитуда

$$a_{\text{IV}} = a + ae^{j2\Delta\varphi} = a(1 + e^{j2\Delta\varphi}).$$

Квадрат модуля

$$|a_{\text{IV}}|^2 = a^2 |1 + e^{j2\Delta\varphi}|^2 = 2a^2(1 + 2\cos(\Delta\varphi)) = 2a^2[1 + \cos(180^\circ \pm 2\Delta\varphi)] = 2a^2(1 - \cos(2\Delta\varphi)).$$

Таким образом,

$$D = 10\lg\left(\frac{4a^2}{2a^2(1 - \cos(2\Delta\varphi))}\right) = 10\lg\left(\frac{2}{(1 - \cos(2\Delta\varphi))}\right). \quad (2.20)$$

При $\Delta\varphi \rightarrow 0$, $D \rightarrow \infty$.

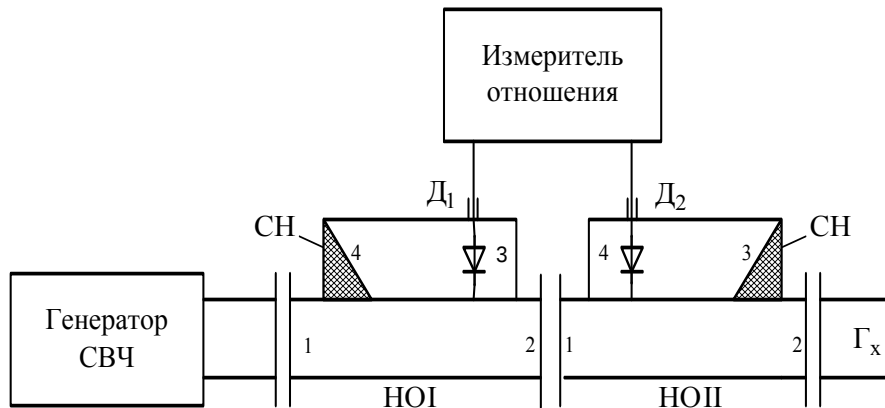
Минимальная направленность $D_{\min}$ будет на крайних и промежуточной частотах

$$D_{\min} = 10\lg\left(\frac{2}{1 - \cos(2\Delta\varphi_{\max})}\right). \quad (2.21)$$

Переходное ослабление C зависит от длины и ширины щелей и составляет не менее 30 дБ.

2.3. Анализ работы рефлектометрического измерителя и его погрешности

Рефлектометрический измеритель модуля коэффициента отражения и передачи изображен на рис.2.3.



СН — исследуемая нагрузка, Д₁, Д₂ — детекторы;
 Г_х — модуль коэффициента отражения исследуемой нагрузки;
 НО — направленный ответвитель

Рис. 2.3 — Структура измерителя модуля коэффициента отражения

При измерении модуля коэффициента отражения НОИ ориентирован на падающую волну, а НОП — на отраженную. Ориентированный граф идеального измерителя показан на рис. 2.4.

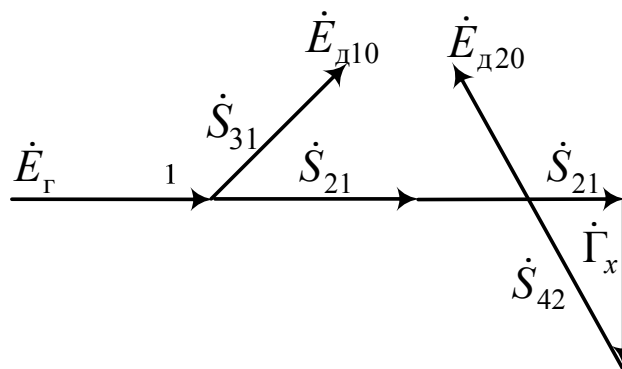


Рис. 2.4 — Ориентированный граф идеального рефлектометрического измерителя

После квадратичного детектирования измеритель отношения покажет значение U_0

$$U_0 = \frac{U_{д20}}{U_{д10}} = \frac{mE_\Gamma^2 \Gamma_x^2 S_{21}^4 S_{41}^2}{mE_\Gamma^2 S_{31}^2} = \Gamma_x^2,$$

Откуда

$$\Gamma_x = \sqrt{\frac{U_{д20}}{U_{д10}}}. \quad (2.21)$$

Здесь приняты обозначения: $U_{д10}, U_{д20}$ — сигналы снимаемые с СВЧ диодов, m — коэффициент пропорциональности; $\dot{E}_r, \dot{E}_{д10}, \dot{E}_{д20}$ — сигналы генератора и на детекторах D_1, D_2 ; $\dot{S}_{ij}$ — элементы матриц рассеяния НОИ и НОП. Полагаем $\dot{S}_{42} = \dot{S}_{31}, \dot{S}_{21} \approx 1$.

Модуль коэффициента отражения вычисляется как корень квадратный из показания измерителя отношения.

Основной вклад в погрешность измерения рефлектометром вносит не-идеальная направленность ответвителя.

Эта составляющая погрешности может быть определена из анализа упрощенного графа измерителя (рис. 2.5).

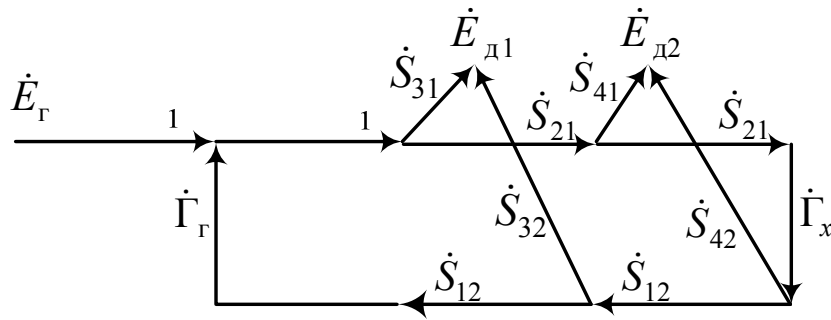


Рис. 2.5 — Упрощенный ориентированный граф рефлектометрического измерителя

Сигналы СВЧ, поступающие на диоды, определены с помощью правила некасающегося контура

$$\dot{E}_{д1} = \dot{E}_r \frac{\dot{S}_{31} + \dot{S}_{21}^3 \dot{\Gamma}_x \dot{S}_{32}}{1 - \dot{\Gamma}_r \dot{S}_{21}^4 \dot{\Gamma}_x}; \quad \dot{E}_{д2} = \dot{E}_r \frac{\dot{S}_{21}^2 \dot{\Gamma}_x \dot{S}_{42} + \dot{S}_{21} \dot{S}_{41}}{1 - \dot{\Gamma}_r \dot{S}_{21}^4 \dot{\Gamma}_x}. \quad (2.22)$$

Считая $\dot{S}_{21} \approx 1$, $\dot{S}_{31} = \dot{S}_{42}$, $\dot{S}_{32} = \dot{S}_{41}$, измеренное значение коэффициента отражения определяется как корень квадратный из отношения продетектированных сигналов

$$\Gamma_{x \text{ изм}} = \sqrt{\frac{U_{д2}}{U_{д1}}} = \sqrt{\frac{\Gamma_x^2 + \frac{S_{41}^2}{S_{31}^2} + 2\Gamma_x \frac{S_{41}}{S_{31}} \cos(\varphi_{21} + \varphi_x - \varphi_{41} - \varphi_{31})}{1 + \Gamma_x^2 + \frac{S_{41}^2}{S_{31}^2} + 2\Gamma_x \frac{S_{41}}{S_{31}} \cos(3\varphi_{21} + \varphi_x + \varphi_{41} - \varphi_{31})}}. \quad (2.23)$$

где φ_{ij} — аргументы элементов матриц рассеяния.

На результат измерения не влияет коэффициент отражения от генератора $\dot{\Gamma}_r$, т.к. знаменатели выражений (2.22) сокращаются при делении $U_{д1}/U_{д2}$.

Погрешность, обусловленная неравенством $S_{41} \neq 0$ или a_{IV} , зависит от величины направленности D .

Найдем максимальное значение этой погрешности, когда значение косинуса в числителе выражения (2.23) имеет максимальное значение (+1), а в знаменателе — минимальное (−1),

$$\Gamma_{\text{хизм}} = \frac{\Gamma_x + \frac{S_{41}}{S_{31}}}{1 - \Gamma_x \frac{S_{41}}{S_{31}}} = \Gamma_x \frac{1 + \frac{S_{41}}{\Gamma_x S_{31}}}{1 - \Gamma_x \frac{S_{41}}{S_{31}}} \approx \Gamma_x \left(1 + \frac{S_{41}}{\Gamma_x S_{31}} + \Gamma_x \frac{S_{41}}{S_{31}} \right) = \Gamma_x \left[1 + \frac{S_{41}}{S_{31}} \left(\Gamma_x + \frac{1}{\Gamma_x} \right) \right]. \quad (2.24)$$

Здесь учтено, что $\Gamma_x \frac{S_{41}}{S_{31}} \ll 1$.

Максимальная относительная погрешность измерения равна

$$\delta \Gamma_{x \max} = \frac{\Gamma_{x \text{изм}}}{\Gamma_x} - 1 = \frac{S_{41}}{S_{31}} \left(\Gamma_x + \frac{1}{\Gamma_x} \right) = \frac{a_{IV}}{a_{III}} \left(\Gamma_x + \frac{1}{\Gamma_x} \right). \quad (2.25)$$

Для двухщелевого НО с учетом (2.21) получим

$$\delta \Gamma_x = \sqrt{\frac{1 - \cos(2\Delta\varphi_{\max})}{2}} \left(\Gamma_x + \frac{1}{\Gamma_x} \right). \quad (2.26)$$

Для определения общей погрешности измерения необходимо составить полный граф измерителя и решить его.

Переориентировав НОП на падающую волну, можно рефлектометрическим измерителем определить модуль коэффициента передачи исследуемого устройства, которое подсоединяется между направленными ответвителями, а выходное плечо НОП нагружается согласованной нагрузкой. Составляющая общей погрешности из-за неидеальной направленности ответвителей определяется путем анализа упрощенного графа аналогично предыдущему случаю.

3. Порядок выполнения лабораторной работы

3.1. Рассчитать многодырочный направленный ответвитель.

3.2. Рассчитать двухщелевой направленный ответвитель.

3.3. Рассчитать погрешность измерения модуля коэффициента отражения ($\Gamma_x = 0,333$) из-за неидеальной направленности ответвителя на краях заданного диапазона частот.

3.4. Провести экспериментальные исследования. Собрать схему установки изображенной на рисунке 4.

3.5. Ознакомиться с инструкциями по эксплуатации генератора СВЧ и измерителя отношения.

3.6. Определить модуль коэффициента отражения двух емкостных нагрузок на 3-х частотах.

4. Оформление отчета

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. Представить результаты экспериментальных исследований.

4.3. Сделать выводы по проделанной работе.

5. Контрольные вопросы

5.1. Изложить методику расчета многодырочного НО.

5.2. Изложить принцип получения малозависимого от частоты фазового сдвига волн, ответвляемых двумя наклонными щелями связи.

5.3. Построить ориентированные графы рефлектометрических измерителей модулей коэффициента отражения и передачи.

5.4. Изложить методику расчета погрешности измерения из-за неидеальной направленности НО.

5.5. Как определяется направленность НО?

5.6. В чем заключаются достоинства и недостатки рассматриваемых измерителей?

6. Библиографический список

1. Абакумов Б.А. Измерение параметров радиотехнических цепей / Б.А. Абакумов. — М.: Радио и связь, 1984. — 248 с.
2. Бондаренко И.К. Автоматизация измерений параметров СВЧ трактов / И.К. Бондаренко — М.: Советское радио, 1968. — 304 с.
3. Семенов Н.А. Техническая электродинамика / Н.А. Семенов. — М.: Связь, 1973. — 460 с.
4. Лащенко И.В. Учет протяженностей щелей при синтезе и анализе волноводных элементов связи / И.В. Лащенко // Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника. — 1999. — № 1. — С.33 — 38.
5. Афонин И.Л. Синтез и анализ элементов связи / И.Л. Афонин, И.В. Лащенко // Труды 7-й международной Крымской микроволновой конференции "СВЧ техника и спутниковые телекоммуникационные технологии". — Севастополь, 1997. — С.179 — 180.

Заказ № _____ от « ____ » _____ 2013. Тираж _____ экз.
Изд-во СевНТУ