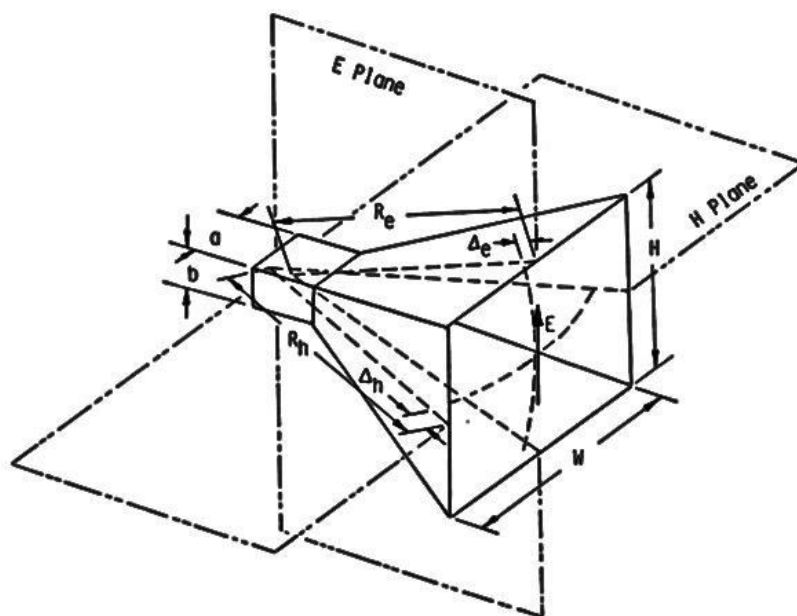


МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
им. В.Ф. УТКИНА

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Методические указания
к лабораторным работам



УДК 621.396.67

Антенны и устройства СВЧ: методические указания к лабораторным работам / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост.: А.В. Рубцов, И.А. Львова, М.В. Кулакова, Л.В. Аронов. Рязань, 2024. 80 с.

Содержат восемь лабораторных работ. Продолжительность каждой работы 4 часа, домашняя подготовка к работе – 4 часа.

Предназначены для проведения лабораторных работ в лаборатории антенно-фидерных устройств при изучении дисциплин «Антенны и устройства СВЧ» и «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства».

Табл. 7. Ил. 77. Библиогр.: 9 назв.

Антенна, антенная решетка, измерения параметров антенн, облучатель, диаграмма направленности, рупорные антенны, зеркальные антенны, мостовые устройства

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра РУС Рязанского государственного радиотехнического университета (зав. кафедрой доцент В.Т. Дмитриев)

Антенны и устройства СВЧ

Составители: Р у б ц о в Аркадий Васильевич
Л ь в о в а Ирина Александровна
К у л а к о в а Марина Васильевна
А р о н о в Леонид Вячеславович

Редактор М. Е. Цветкова

Корректор С. В. Макушина

Подписано в печать 20.06.24. Формат бумаги 60×84 1/16.

Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 5,0.

Тираж 50 экз. Заказ

Рязанский государственный радиотехнический университет.

390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.

Лабораторная работа № 1

(вводное занятие)

ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

При экспериментальной проверке и настройке антенн измеряются следующие характеристики и параметры излучающей системы: характеристика направленности (диаграмма направленности); поляризационная характеристика; коэффициент усиления антенны; входное сопротивление антенны или коэффициент бегущей волны (КБВ) в фидере; зависимость того или иного параметра в диапазоне частот (частотная характеристика антенны).

Необходимость экспериментального измерения параметров антенн объясняется тем, что теоретический анализ, как правило, проводится в рамках определенных допущений, поэтому истинное значение параметров излучающей системы может отличаться от теоретического. Существуют различные способы измерения тех или иных параметров, и зависят они от особенностей излучающей системы, используемой аппаратуры и требуемой точности экспериментальных результатов.

Ниже дана краткая характеристика методов измерения, которые используются при выполнении лабораторных работ.

ДИАГРАММА НАПРАВЛЕННОСТИ

Основной характеристикой антенны является характеристика направленности, графическое изображение которой называют диаграммой направленности антенны. Характеристика направленности антенны, работающей в режиме передачи, - это с точностью до постоянного множителя закон изменения напряженности электромагнитного поля в зависимости от угловых координат.

Если антенна работает в режиме приема, то под характеристикой направленности понимается закон изменения ЭДС на выходе антенны от угловых координат (направление прихода электромагнитной волны). Согласно принципу взаимности характеристики направленности антенны в режимах приема и передачи совпадают, поэтому независимо от режима работы для каждой антенны однозначно определена её диаграмма направленности (ДН).

В общем случае ДН является комплексной векторной функцией двух угловых координат сферической системы. Для её графического

изображения обычно рассматриваются отдельно F_θ и F_φ компоненты, модуль и фазу которых отдельно изучают на семействе меридиональных плоскостей ($\varphi = \text{const}$) и на плоскости $\theta = \pi/2$. А в тех случаях, когда параметры, характеризующие ДН, медленно изменяются с изменением координаты φ , для изучения пространственной характеристики достаточно изобразить её в двух главных плоскостях: плоскости вектора $\vec{E}$ и плоскости вектора $\vec{H}$.

При экспериментальном измерении ДН исследуемая антенна может работать как в режиме приема, так и в режиме передачи. При измерении ДН антенн существенное влияние на точность измерений оказывают расстояние между антеннами и высота установки. Расстояние R между исследуемой и вспомогательной (приемной и передающей) антеннами определяется выражением:

$$R \gg 2D^2/\lambda,$$

где D – максимальный габаритный размер антенны, а λ – длина волны. Предполагается, что $D \gg \lambda$, в противном случае расстояние определяется выражением $R \gg 10\lambda$. В реальных условиях антенны разнесены на расстояние, значительно превосходящее длину волны и максимальные линейные размеры антенн, т.е. приемная антенна находится в зоне квазиплоской волны, излучаемой передающей антенной (рис.1).

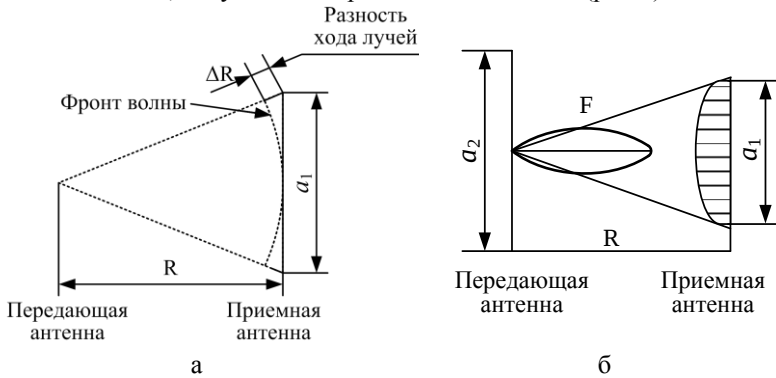


Рис. 1. К выбору расстояния между приемной и передающей антеннами: а – фронт волны при небольших R ; б – характеристики антенн при разнесении на $R \gg \lambda$

При небольших расстояниях R фронт волны значительно отличается от плоского, поэтому на краю раскрытия исследуемой антенны фаза поля будет отличаться от фазы поля в центре антенны на величину

$\Delta\varphi = 2\pi(\Delta R/\lambda)$, где λ - длина волны генератора в свободном пространстве. Фазовые ошибки незначительно искажают ДН исследуемой антенны, если $\Delta\varphi < \pi/8$. Аналогично учитываются амплитудные искажения. Теоретические и экспериментальные результаты показывают, что для исключения амплитудных ошибок минимальное расстояние между антеннами выбирается следующим образом:

$$R_{\min} = (a_1 + a_2)^2 / \lambda.$$

Высота установки антенны находится из условия отсутствия приема волны, отраженной от земли или иной отражающей горизонтальной поверхности, над которой устанавливаются антенны.

На рис. 2 представлен случай минимальной высоты установки антенны $h_{\min} = (R/2)\text{tg}\theta_{0,B}$, где $\theta_{0,B}$ - угол, соответствующий положению первого нуля в ДН вспомогательной передающей антенны.

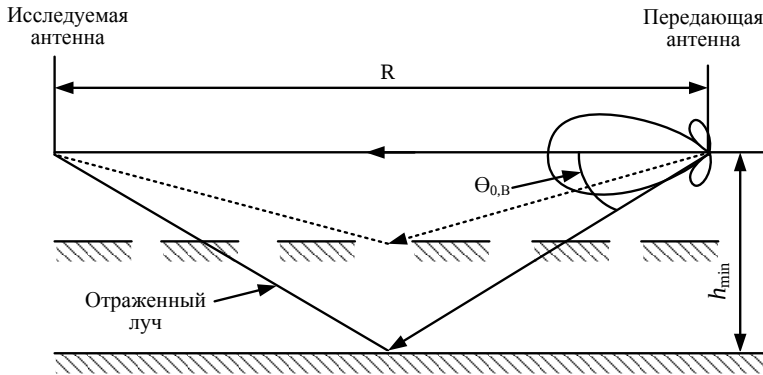


Рис. 2. Высота установки приемной антенны

При выполнении лабораторных работ, как правило, исследуемая антенна работает в режиме приема, при этом измерения ДН осуществляют с помощью вспомогательной установки, структурная схема которой изображена на рис. 3: 1 - исследуемая антенна; 2 - отрезок волновода; 3 - фильтр СВЧ; 4 - переменный аттенюатор; 5 - детекторная секция; 6 - поворотная стойка, на которой крепится исследуемая антенна с элементами СВЧ-тракта; 7 - усилитель сигнала НЧ с индикатором; 8 - передающая антенна (вспомогательная); 9 - генератор; 10 - неподвижная стойка передатчика.

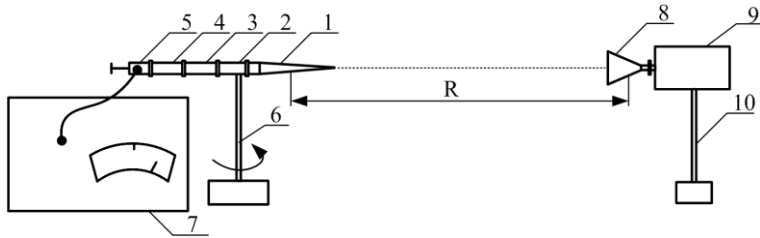


Рис. 3. Структурная схема экспериментальной установки

Последовательность подготовки к измерению диаграммы направленности такая:

1) согласовать приёмную и передающую антенны по поляризации, т.е. ориентация векторов напряженности электрического поля той и другой антенны (приемная антенна мысленно считается работающей в режиме передачи) должна совпадать;

2) согласовать приёмную и передающую антенны по направлению (продольные оси антенн должны совпадать);

3) установить требуемый уровень сигнала (выполняется с помощью аттенюатора 4, для генераторов PLG12-F предусмотрено изменение выходной мощности с помощью панели управления) на выходе каждой из исследуемых антенн. Произвести необходимую подготовку (калибровку согласно инструкции) измерительного усилителя 7.

При смене антенн следить за согласованным соединением волноводных участков (широкая стенка волновода является продолжением широкой стенки другого волноводного участка).

Убедиться в отсутствии сигналов, принимаемых от других передатчиков, для этого необходимо аттенюатором генератора 9 убрать излучаемую им мощность или перейти в режим внешней импульсной модуляции. Контроль осуществляется по индикатору 7. Высокочастотный модулированный сигнал детектируется в секции 5 и подается на измерительный усилитель.

Измерение ДН проводится только в горизонтальной плоскости поворотом стойки 6. Если требуется измерить диаграмму в другой, перпендикулярной плоскости, то необходимо, используя волноводную скрутку, развернуть антенну вдоль продольной оси, соединяющей антенны, на 90° , и по-прежнему производить измерения в горизонтальной плоскости. Поляризацию волн, излучаемых передающей антенной, необходимо изменить на ортогональную.

Измерение ДН, вид которых заранее даже приближенно не известен, производится через равные промежутки угловой координаты

$\Delta\theta$ в пределах $0 \div 360$. Величина $\Delta\theta$ выбирается с учётом требуемой точности измерения. Начало отсчета $\theta = 0$ жестко связывается с геометрией антенны. Если вид исследуемой ДН приближенно известен, то методика измерения значительно упрощается, тогда, в первую очередь, измеряются параметры ДН, и лишь в секторе основного излучения снимаются промежуточные значения диаграммы, позволяющие более точно воспроизвести форму главного лепестка. Основные параметры, характеризующие наиболее часто встречающуюся ДН, представлены на рис. 4.

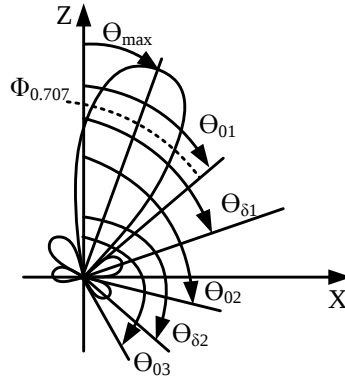


Рис. 4. ДН антенны в полярной системе координат

В интервале $[\theta_{\max}, \theta_{0,1}]$ производят несколько промежуточных измерений лепестка, которые позволяют воспроизвести его форму. Далее измеряют положение всех нулей (минимумов), боковых лепестков, а также соответствующие им значения минимумов и боковых лепестков $(\theta_{0,1} - \alpha_{0,1}, \theta_{0,2} - \alpha_{0,2}, \dots, \theta_{\delta,1} - \alpha_{\delta,1}, \theta_{\delta,2} - \alpha_{\delta,2})$. Измерения проводят в пределах от 0 до 2π .

Если диаграмма симметрична, то можно проводить измерения в пределах $\theta_{\max} \div \pi + \theta_{\max}$, непременно отмечая положение главного лепестка $\theta_{\max}$.

Все измерения сводятся в таблицу, а потом обрабатываются: с помощью градуировочной кривой переводятся показания прибора в относительные значения ДН (напряжение на зажимах приемной антенны), затем характеристики направленности нормируются и строятся их графики в полярной (рис. 4) или декартовой (рис. 5) системах координат.

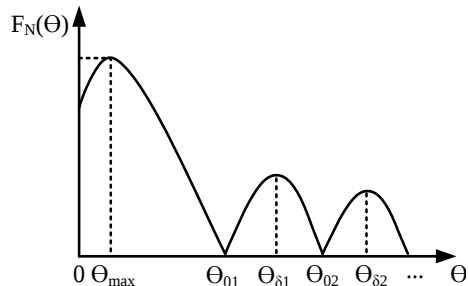


Рис. 5. ДН антенны в декартовой системе координат

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ АНТЕННЫ

Коэффициент усиления антенны показывает с учетом потерь в излучающей системе, во сколько раз плотность потока мощности, излучаемой антенной в направлении (θ, φ) , превосходит среднее значение плотности потока мощности излучения. Обычно в качестве угловых координат θ, φ выбирают координаты направления максимального излучения $(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$, а под коэффициентом усиления понимают его максимальное значение:

$$\begin{aligned} G &= \eta \Pi(\theta_{\max}, \varphi_{\max}, R) / (P_{\Sigma} / 4\pi R^2) = \\ &= \Pi(\theta_{\max}, \varphi_{\max}, R) / (P_{\Gamma} / 4\pi R^2), \end{aligned} \quad (1)$$

где $\eta = P_{\Sigma} / P_{\Gamma}$ – коэффициент полезного действия; P_{Σ} – излучаемая мощность; P_{Γ} – мощность, отдаваемая генератором; $\Pi(\theta_{\max}, \varphi_{\max}, R)$ – плотность потока мощностей в направлении $(\theta_{\max}, \varphi_{\max})$ на расстоянии R .

Если антенна работает в режиме приема, то коэффициент усиления показывает, во сколько раз мощность, выделяемая в нагрузке, больше мощности, выделяемой в нагрузке ненаправленной антенны ($G_n = 1$):

$$P_{np} = G_{np} (\lambda^2 / 4\pi) \Pi(\theta_{\max}, \varphi_{\max}, R). \quad (2)$$

Множитель, который стоит перед плотностью потока мощности в выражении (2), называют эффективной поверхностью антенны, физический смысл ясен из последнего выражения. Независимо от режима работы параметры антенны остаются неизменными. Если на приемном и передающем концах используются одинаковые антенны, то согласно (1) и (2) коэффициент усиления можно выразить через мощности P_{Γ} и P_{np} :

$$G = (4\pi R / \lambda) \sqrt{P_{np} / P_{\Gamma}}. \quad (3)$$

Если используются различные антенны, то в аналогичное выражение входят коэффициенты усиления приемной и передающей антенн.

Для экспериментального измерения коэффициента усиления антенны наибольшее распространение получили два метода: метод прямого измерения и метод сравнения с эталонной антенной. По первому методу используют две совершенно одинаковые исследуемые антенны, одна из которых работает в режиме передачи, а вторая – в режиме приема (рис. 6).

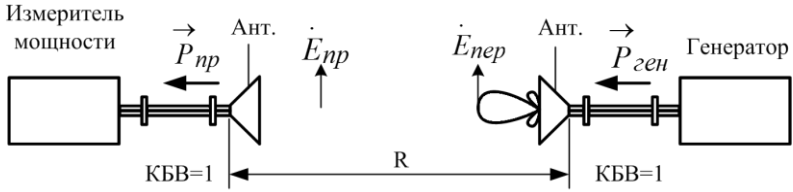


Рис. 6. Блок-схема измерения коэффициента усиления первым методом

В процессе измерения обе антенны должны быть согласованы с фидером (КБВ=1) и ориентированы в пространстве так, чтобы сигнал на выходе приемной антенны был максимален (согласованы по направлению и поляризации). С помощью измерителя мощности определяются P_{np} и P_G , измеряются расстояние R и длина волны λ . Значение коэффициента усиления определяется выражением (3).

Измерение коэффициента усиления вторым методом не требует измерения мощности на приемном и передающем концах (рис. 4). Вначале на приемном конце подключается эталонная антенна, которая (как и в первом методе) должна быть согласована с фидером по направлению и поляризации. Атеннуатор устанавливается в среднем положении. Производится отсчет вносимого аттеннуатором затухания β_z (дБ) с помощью прилагаемой к нему градуировочной кривой аттеннуатора. Для расчета коэффициента усиления исследуемой антенны можно воспользоваться выражением (3). В децибелах коэффициент усиления исследуемой антенны запишется так:

$$G_u = G_z + 10 \lg(P_{np,u} / P_{np,z}).$$

Отношение мощностей на выходе антенны легко определяется по показаниям аттеннуатора, если учесть, что при каждом измерении мощность на выходе аттеннуатора (P_0) *остается постоянной*:

$$\beta_z = 10 \lg(P_0 / P_{np,z}),$$

$$\beta_u = 10 \lg(P_0 / P_{np,u}).$$

Вычитая из первого равенства второе, получаем:

$$\beta_z - \beta_u = 10 \lg(P_{np,u} / P_{np,z}).$$

Окончательно с учетом отрицательного знака коэффициента затухания β выражение для коэффициента усиления в децибелах принимает вид:

$$G_u = G_z + (\beta_u - \beta_z)$$

или в разгах

$$G_u = 10^{\frac{G_u(\partial\delta)}{10}}. \quad (4)$$

ПОЛЯРИЗАЦИОННАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АНТЕННЫ

Векторная структура поля излучения в фиксированном направлении характеризуется поляризационным эллипсом и направлением вращения вектора напряженности электрического поля (рис. 7).

Поляризационный эллипс имеет полуоси a_1 и a_2 . Ориентация его в декартовой системе координат определяется углом γ ($\vec{\theta}_0$ и $\vec{\varphi}_0$ - поперечные орты сферической системы координат в точке наблюдения). Направление вектора $\vec{E}$ на рис. 5 обозначено стрелкой и вместе с параметрами a_1 , a_2 и γ определяется соотношением амплитуд и фаз ортогональных полей $E_\theta = E_{\theta 0} \exp(i\psi_\theta)$, $E_\varphi = E_{\varphi 0} \exp(i\psi_\varphi)$.

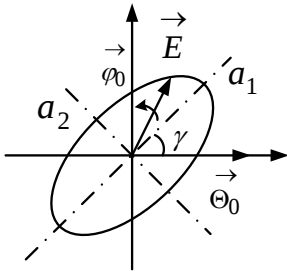


Рис.7. Поляризационный эллипс

В общем случае поле эллиптически поляризовано. Частными случаями эллиптической поляризации являются круговая ($E_{\theta 0} = E_{\varphi 0}$, $\psi_\theta = \psi_\varphi = \pi/2$) и линейная ($\psi_\theta = \psi_\varphi$) поляризации.

Отношение полуосей поляризационного эллипса называют коэффициентом поляризации $\chi = a_2 / a_1$, который, очевидно, зависит от угловых координат точки наблюдения. Эта зависимость называется поляризационной характеристикой антенны.

Для измерения поляризационного эллипса и поляризационной характеристики исследуемая антенна используется как передающая, а на приемном конце устанавливается антенна линейной поляризации (рис. 8).

Антенна линейной поляризации не принимает сигнал с ортогональной поляризацией $\vec{E}_\perp$, а реагирует лишь на поле, согласованное по поляризации $\vec{E}_\tau$. Медленно вращая антенну в плоскости XOY (вокруг оси OZ), снимают зависимость $\vec{E}_\tau(\gamma)$ [единичные орты $\vec{x}_0 = \vec{\theta}_0$, $\vec{y}_0 = \vec{\varphi}_0$] (рис. 9).

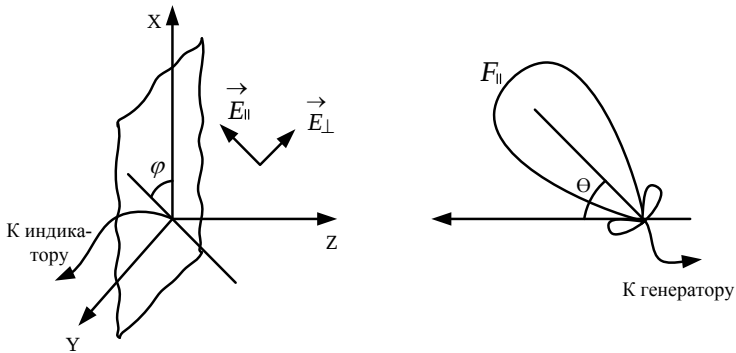


Рис. 8. Измерение поляризационной характеристики антенны

Поляризационный эллипс на рис. 7 изображен пунктиром и ориентирован так, что большая и малая полуоси его совпадают с $E_{r \max}$ и $E_{r \min}$. Коэффициент поляризации $\chi = E_{\min} / E_{\max}$. Изменяя направление излучения исследуемой антенны θ , снимаем поляризационную характеристику в пределах главного лепестка $\chi(\theta)$ (рис. 10).

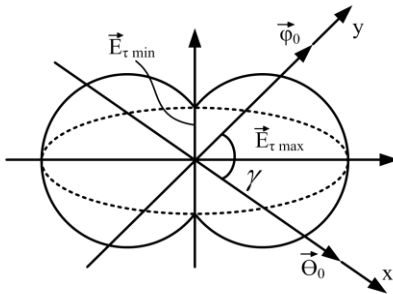


Рис. 9. К измерению поляризационного эллипса

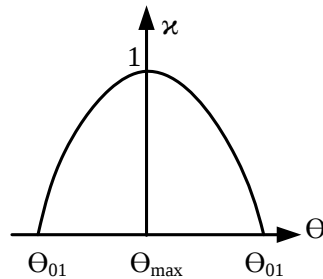


Рис. 10. Поляризационная характеристика

Обработка результатов измерений производится так же, как и при измерении ДН антенны.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое антенна? Отличаются ли электрические характеристики антенны в режимах приема и передачи?
2. Какими параметрами характеризуется форма диаграммы направленности? Как эти параметры определяются? Ответ сопроводите рисунком.
3. Как измерить диаграмму направленности антенны, если её форма заранее неизвестна?
4. Как измерить диаграмму направленности антенны методом аттенуатора?
5. Перечислите и поясните назначение элементов приёмного тракта лабораторной установки.
6. Что такое коэффициент усиления антенны? Чем он отличается от коэффициента усиления усилителя?
7. Объясните прямой метод измерения коэффициента усиления антенны.
8. Объясните метод измерения коэффициента усиления антенны, основанный на сравнении с эталонной антенной.
9. Поясните, для чего необходима градуировочная кривая измерительного усилителя У2-4 и милливольтметра?
10. Как измерить коэффициент усиления при наличии только исследуемой антенны и антенны с известным коэффициентом усиления?
11. Как измерить коэффициент поляризации антенны?
12. Что такое поляризационная характеристика? Каким образом производится её измерение?
13. Что влияет на точность измерения диаграммы направленности и какие условия по взаимному расположению антенн должны выполняться в процессе измерений?
14. В чем различие измерения диаграммы направленности узконаправленных, слабонаправленных и ненаправленных антенн?
15. Поясните физический смысл КСВ и КБВ. Каким образом связаны КСВ и коэффициент отражения? Зависят ли эти параметры от частоты?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Фрадин А.Э., Рыжков В.М. Измерение параметров антенн. М.: Связь-издат, 1962.
2. Власов В.И., Берман Л.И. Проектирование высокочастотных узлов РЛС. Л.: Судпромгиз, 1961.

Лабораторная работа № 2 РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Рупорные антенны находят широкое применение для создания остронаправленного излучения, особенно в сантиметровом диапазоне волн. Они используются в качестве самостоятельных передающих и приемных антенн в радиолокации, радиорелейной связи, измерительной аппаратуре. Наиболее часто они применяются как составные элементы более сложных антенн, таких как антенные решетки, зеркальные, линзовые и импедансные антенны. Достоинствами рупорных антенн являются хорошие диапазонные свойства и простота конструкции.

Основные типы рупоров образуются путем постепенного расширения прямоугольного или круглого волноводов. Обычно в волноводе, возбуждающем рупор, распространяется основной тип волны H_{10} для прямоугольного и H_{11} для круглого волноводов. Если расширение рупора происходит в плоскости вектора H , то рупор называется секториальным H -плоскостным, если в плоскости вектора E , то рупор называется секториальным E -плоскостным (рис. 1, а, б), при расширении волновода в двух плоскостях - пирамидальным (рис. 1, в). Рупор, полученный путем расширения круглого волновода, называется коническим (рис. 1, г).

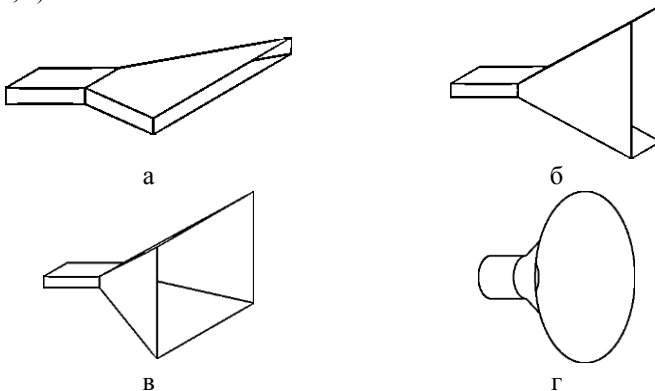


Рис. 1. Типы рупорных антенн:
 а – H -плоскостной рупор;
 б – E -плоскостной рупор;
 в – пирамидальный рупор;
 г – конический рупор

При анализе ДН рупорных антенн приближенно можно считать, что излучателем является только плоский раскрыв S (рис. 2), а остальные элементы не оказывают влияния на поле излучения. В действительности имеют место дифракция электромагнитного поля на краях рупора и возникновение токов на внешней поверхности S' . Этими токами обусловлены поля в дальней зоне, в области дальних боковых лепестков, в теневом полупространстве. Однако для достаточно больших раскрытов, в особенности при анализе поля в области главного лепестка и ближайших боковых, затеканием токов на внешнюю поверхность рупора можно пренебречь.

Для инженерных расчетов ДН рупорных антенн используется метод эквивалентных токов. Смысл метода состоит в том, что общая задача излучения разбивается на две: внутреннюю, состоящую в определении поля в раскрыве антенны S , и внешнюю, состоящую в расчете поля излучения по известному полю в раскрыве. Необходимость такого расчленения задачи обусловлена тем, что для внутренней и внешней задач эффективными оказываются разные способы решения.

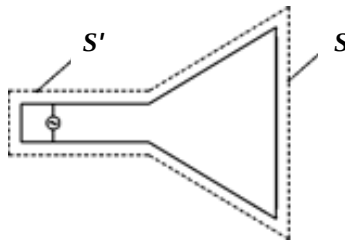


Рис. 2. Поверхности рупорной антенны

Если внутренняя задача решена, т.е. известны поля $\vec{E}_S$ и $\vec{H}_S$ на поверхности раскрыва, то, предположив, что поле внутри области, ограниченной поверхностями S и S' , равно нулю, а на поверхности S остается неизменным, приходим к необходимости введения фиктивных эквивалентных поверхностных токов:

$$\vec{\eta}^{\circ} = [\vec{n}\vec{H}_S]$$

$$\vec{\eta}^M = -[\vec{n}\vec{E}_S],$$

где $\vec{n}$ – нормаль к поверхности $\vec{S}$. Согласно теореме единственности решения граничных задач электродинамики, поле во внешнем пространстве, созданное эквивалентными токами, будет таким же, как поле реальных сторонних сил, возбуждавших поля E и H . В том случае, когда

в раскрыве антенны поле локально имеет структуру плоской волны, каждый элемент раскрыва представляет собой источник Гюйгенса, а поле в дальней зоне является суперпозицией полей этих элементарных источников.

Внутреннюю задачу электродинамики можно решить сравнительно просто (методом деления переменных) для Е- или Н- секториального рупора, считая рупор бесконечным и идеально проводящим. Способ возбуждения рупора в конечном счете определяет структуру поля внутри рупора. Решение для рупора конечных размеров принимается таким же, как в соответствующем сечении бесконечного рупора.

Дальнейшее рассмотрение проведем на примере Н-секториального рупора. Структура поля, возбужденного в Н-секториальном рупоре волной H_{10} , изображена на рис. 3, где a, b – размеры раскрыва рупора, точка O – вершина рупора, R_H – длина рупора, $2\varphi_0$ – угол раскрыва рупора.

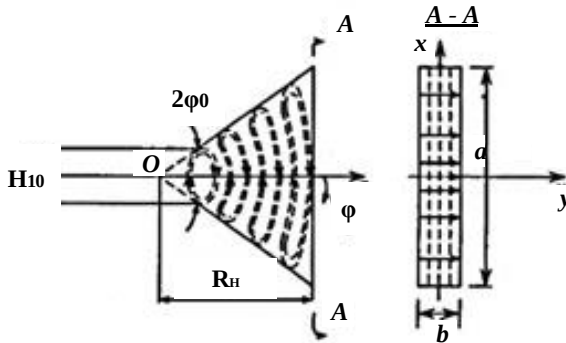


Рис. 3. Структура поля в Н-секториальном рупоре

Пунктирными линиями изображены силовые линии магнитного поля, а сплошными – электрического. Структура поля в Н-секториальном рупоре близка к структуре поля волны прямоугольного волновода, однако имеются следующие различия.

1. Волна в рупоре цилиндрическая. Амплитуда поля убывает по закону $\frac{1}{\sqrt{r}}$, где r – расстояние от начала координат (вершины рупора) до точки наблюдения.

2. Фазовая скорость волны не постоянна и убывает, стремясь к скорости света в свободном пространстве при удалении от вершины рупора.

3. При больших kr , где k – волновое число колебаний, поле в Н-секториальном рупоре представляет собой поперечную электромагнитную волну:

$$E_y = \frac{A}{\sqrt{r}} \cos\left(\frac{\pi\varphi}{2\varphi_0}\right) \cdot e^{-jkr}, \quad (1)$$

$$H_\varphi = \frac{E_y}{Z_C},$$

$$Z_C = 120\pi,$$

где A – константа, определяемая величиной переносимой мощности.

Как отмечалось выше, фронт волны внутри Н-секториального рупора цилиндрический. Распределение фазы поля в раскрыве близко к квадратичному

$$\Delta\psi = -\frac{\pi X^2}{\lambda R_H},$$

максимальное отклонение фазы $\Delta\psi_{\max, H}$, Н будет, очевидно, на краю

раскрыва $x = a/2$.

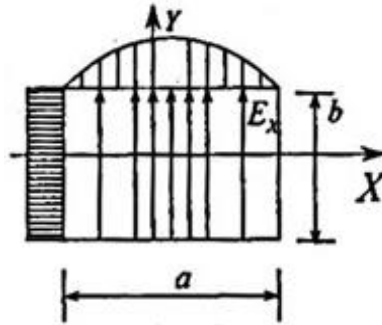


Рис. 4. Амплитудное распределение в Н-секториальном рупоре

В соответствии с формулой (1) амплитудное распределение в раскрыве Н-секториального рупора имеет вид, показанный на рис. 4.

Вдоль широкой стенки поле меняется по закону, близкому к косинусоидальному, вдоль узкой стенки поле постоянно.

Если пренебречь фазовыми искажениями в раскрыве рупора, расчет ДН можно провести по формулам:

в плоскости вектора Е

$$F_E = F_r \cdot \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin(\theta)\right)}{\frac{kb}{2} \sin(\theta)}; \quad (2)$$

в плоскости вектора Н

$$F_H = F_r \cdot \frac{\cos\left(\frac{ka}{2} \sin(\theta)\right)}{1 - \left(\frac{ka \sin(\theta)}{\pi}\right)^2}, \quad (3)$$

где $F_r = \frac{1}{2}(1 + \cos(\theta))$ – диаграмма направленности элементарной площадки (элемента Гюйгенса), θ – угол между нормалью к раскрыву и направлением на точку наблюдения.

Если фазовыми искажениями пренебречь нельзя, то для расчета диаграммы направленности следует пользоваться интегральными выражениями:

$$F_E = F_r \int_{-b/2}^{b/2} \exp\left(j\Delta\psi_{\max,E} \left(\frac{2y}{b}\right)^2\right) \exp(jky \sin \theta) dy,$$

$$F_H = F_r \int_{-a/2}^{a/2} \cos(\pi x) \cdot \exp\left(j\Delta\psi_{\max,H} \left(\frac{2x}{a}\right)\right) \cdot \exp(jkx \sin \theta) dx.$$

На рис. 5 приведены ДН, рассчитанные по формулам (2) и (3) (случай $\Delta\psi_{\max} = 0$). Из этого рисунка видно, что спад амплитуды поля к краю раскрыва ведет к расширению основного лепестка ДН при значительном снижении уровня бокового излучения. При косинусоидальном распределении уровень боковых лепестков составляет 7 % (-22дБ), а при равномерном - 22 % (-13,2 дБ).

Нарушение синфазности поля в раскрыве приводит к расширению главного лепестка ДН, увеличению уровня боковых лепестков, исчезновению нулевых провалов. Величина фазовых искажений для равномерного распределения (пирамидальный или Е-рупор) сильнее сказывается на форме ДН, чем для распределения, спадающего к краям раскрыва. На рис. 5 приведены расчетные ДН для случая квадратичных фазовых искажений при равномерном и косинусоидальном амплитудных распределениях. Для достаточно больших фазовых искажений

Наличие максимума можно объяснить следующим образом.

КНД рупорной антенны определяется по формуле: $D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S v$, где S –

геометрическая поверхность раскрыва антенны; v - коэффициент использования площади (КИП).

При увеличении a площадь раскрыва увеличивается, что ведет к сужению ДН и увеличению КНД. Но, с другой стороны, с ростом a увеличиваются квадратичные фазовые ошибки, ведущие к расширению ДН, увеличению боковых лепестков, следовательно, к уменьшению КИП. В результате действия этих противоположных факторов при определенном значении величины фазовых искажений имеет место максимум КНД. Оказывается, для Н-секториального рупора этот максимум достигается примерно при $\Delta\psi_{\max, H} = 135^\circ$. Следовательно, для Н-

секториального рупора оптимальная длина $R_{\text{опт}} = a^2 / 3\lambda$.

Н-секториальный рупор, удовлетворяющий этому условию, называется оптимальным. КИП такого рупора равен 0,64.

Из сказанного, однако, не следует, что оптимальный рупор с заданным размером раскрыва обладает наилучшей направленностью. Речь идет только о максимуме КНД при неизменной длине рупора.

Если увеличивать длину рупора, то в пределе, очевидно, получим синфазный раскрыв. Для него $v = 0.81$. Таким образом, увеличение длины рупора (по сравнению с оптимальным) не может дать возрастание КНД больше чем на 26 %.

Максимум КНД Е-секториального рупора достигается при меньших, чем для Н-секториального рупора, фазовых ошибках, $\Delta\psi_{\max, E} = 90^\circ$, следовательно, для Е-секториального рупора $R_{\text{опт}} = b^2 / 2\lambda$.

Все рассмотренные закономерности: характер амплитудного и фазового распределений поля в раскрыве, изменение ДН при изменении размеров, наличие оптимальных размеров, наличие оптимальных размеров антенны имеют место и для Е-секториального, и для пирамидального рупоров. В Е-плоскости амплитудное распределение равномерное, в Н-плоскости – косинусоидальное, фазовые ошибки в раскрыве квадратичные:

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{\lambda} \left(\frac{X^2}{R_E} + \frac{Y^2}{R_H} \right),$$

где R_H – длина рупора в плоскости Н ; R_E – длина рупора в плоскости Е. Для секториальных антенн одна из длин R_H или R_E равна ∞ . Диаграммы направленности Е-секториального и пирамидального рупоров в Е- и Н-плоскостях будут такими же, как Н-секториального рупора с соответствующими размерами раскрыва. Пирамидальный рупор оптимален, если искажения в Н-плоскости составляют 135° , а в Е-плоскости – 90° . При этом $v = 0.5$.

Одним из недостатков рупорных антенн является большая длина для случая, когда требуются сравнительно узкие ДН. Один из путей уменьшения длины рупора состоит в применении специальных устройств, корректирующих фазовые искажения в раскрыве. Методы коррекции основаны на том, что искусственно выравнивается электрическая длина пути от вершины рупора до всех точек раскрыва. Примером такого рода устройств являются различные типы линз, устанавливаемые в раскрыве рупора. Соответствующим выбором профиля линзы и коэффициента преломления можно добиться коррекции фазовых искажений в раскрыве рупорной антенны. Рупорные антенны, снабженные линзами для коррекции фазовых искажений, называются рупорно-линзовыми антеннами.

Линза представляет собой среду, в которой фазовая скорость распространения электромагнитных волн либо больше скорости света ($V_\phi > c$), либо меньше ее ($V_\phi < c$). В соответствии с этим линзы разделяются на ускоряющие ($V_\phi > c$) и замедляющие ($V_\phi < c$).

В ускоряющих линзах (рис. 7) выравнивание фазового фронта волны происходит за счет того, что участки волновой поверхности часть своего пути проходят с повышенной V_ϕ . Эти участки различны для разных лучей. Чем сильнее луч отклонен от оси линзы, тем больший участок он проходит с повышенной V_ϕ внутри линзы. Поэтому профиль ускоряющей линзы должен быть вогнутым. В замедляющих линзах (рис. 8), наоборот, выравнивание фазового фронта происходит не за счет убыстрения движения периферийных участков волновой поверхности, а за счет замедления движения середины этой поверхности. Следовательно, профиль замедляющей линзы должен быть выпуклым [1].

Довольно часто в качестве ускоряющих линз используют систему металлических пластин. Потери в такой линзе значительно меньше, чем в диэлектрических линзах, но по диапазонным свойствам она значительно им уступает.

Принцип работы такой линзы следующий. Если на пути электромагнитной волны поставить параллельно вектору Е систему металлических пластин, отстоящих друг от друга на расстоянии $a > \lambda/2$, то

фазовая скорость распространяющейся между пластинами волны так же, как для волновода, определится выражением

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} > c,$$

а коэффициент преломления такой среды – выражением

$$n = \frac{c}{V_{\phi}} = \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} < 1.$$

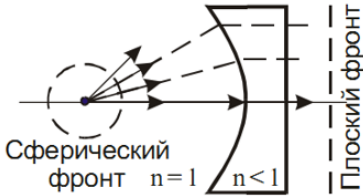


Рис. 7. Профиль ускоряющей линзы

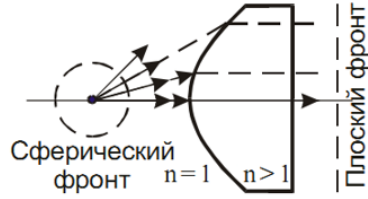


Рис. 8. Профиль замедляющей линзы

Принцип работы такой линзы следующий. Если на пути электромагнитной волны поставить параллельно вектору E систему металлических пластин, отстоящих друг от друга на расстоянии $a > \lambda/2$, то фазовая скорость распространяющейся между пластинами волны так же, как для волновода, определится выражением

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}} > c,$$

а коэффициент преломления такой среды – выражением

$$n = \frac{c}{V_{\phi}} = \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} < 1.$$

При постоянном расстоянии между пластинами и постоянной ширине пластин эта среда будет ускоряющей, но еще не будет линзой. Если же со стороны, обращенной к набегающей волне, пластинам придать эллиптический профиль (рис. 9), то такая система уже будет ускоряющей линзой, трансформирующей волну в плоскости E .

В общем случае, когда требуется трансформировать сферическую волну в плоскую как в плоскости E , так и в плоскости H , профиль линзы должен иметь форму части поверхности эллипсоида вращения (рис. 10). Изменяя расстояние между пластинами a , можно в широких пределах изменять величину коэффициента преломления n . Пределами изменений могут быть: $\lambda/2 < a < \infty$, $0 < n < 1$. Однако во избежание появления волн высших типов величина a не должна превышать λ . Таким образом, $\lambda/2 < a < \lambda$, $0 < n < 0,866$.

Линза с разными расстояниями между пластинами, предназначенная для спрямления фронта волны в раскрыве Н-плоскостного рупора, показана на рис. 11. Такая линза называется линзой с переменным коэффициентом преломления. У ее краев пластины расположены гуще, в середине – реже ($a_1 > a_2 > a_3$). Вследствие этого фазовая скорость к краям линзы будет возрастать ($V_{\phi 3} > V_{\phi 2} > V_{\phi 1}$), компенсируя тем самым отставание фазы у краев плоского раскрыва рупора.

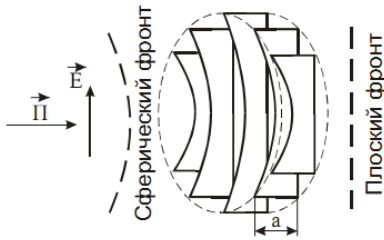


Рис. 9. Ускоряющая линза, трансформирующая волну в Е - плоскости

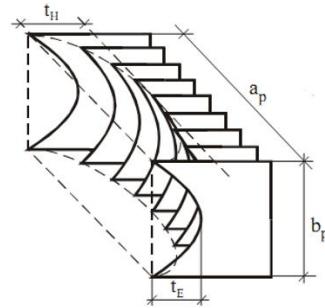


Рис. 10. Ускоряющая линза, трансформирующая волну в Е и Н - плоскости

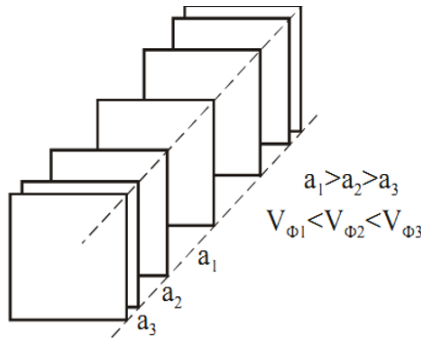


Рис. 11. Линза для коррекции фазового фронта в раскрыве Н-плоскостного рупора

Примеры конструкций рупорно-линзовых антенн представлены на рис. 12.

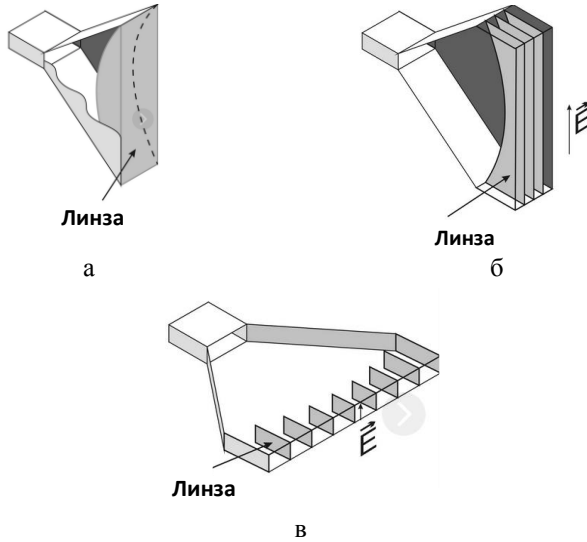


Рис. 12. Расположение корректирующих линз в раскрыве рупорных антенн: а – диэлектрическая линза в Е – секториальном рупоре; б – металлопластинчатая линза в Е – секториальном рупоре; в – металлопластинчатая линза в Н – секториальном рупоре

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

Структурная схема экспериментальной установки изображена на рис. 13.

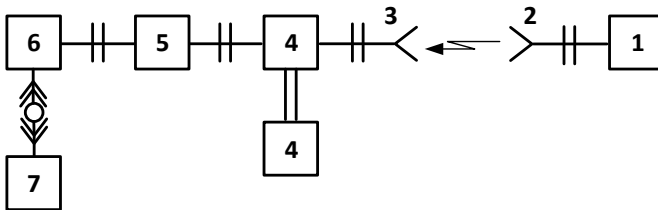


Рис. 13. Структурная схема экспериментальной установки

В состав экспериментальной установки входят: генератор 1, передающая антенна 2, исследуемая антенна 3, поворотное устройство 4, переменный калиброванный аттенюатор 5, детекторная головка 6, измерительный усилитель 7.

В качестве передающей антенны 2 использована спирально-коническая рупорная антенна с ребристыми стенками.

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Предварительный расчет

(выполняется дома при подготовке к работе)

1. Рассчитать и построить ДН основного пирамидального рупора в двух плоскостях, считая фазовые искажения достаточно малыми. Размеры рупора:

$$a/\lambda = 4,3,$$

$$b/\lambda = 2,9.$$

2. Рассчитать $\Delta\psi_{\max,E}$ рупора с большим углом раскрыва:

$$b/\lambda = 2,9, \quad R_E/\lambda = 1,4.$$

3. Рассчитать ширину ДН, геометрические размеры и изобразить на чертеже оптимальный рупор с коэффициентом усиления 19 дБ. Частоту выбрать согласно номеру бригады по табл. 1.

Таблица 1

№ варианта	1	2	3	4	5	6	7	8
f , ГГц	8,5	9,5	10	10,5	11	11,5	12	12,5

Ширину ДН считать равной в двух плоскостях.

Экспериментальная часть

1. Для основного рупора измерить методом аттенюатора ДН в Е-плоскости.

2. Для основного рупора измерить методом аттенюатора ДН в Н-плоскости. При этом для поворота плоскости поляризации исследуемой антенны установить волноводную скрутку. Согласование по поляризации передающей и приемной антенн обеспечить путём смены поляризации передающей антенны, которая осуществляется поворотом конического рупора на 45° вокруг продольной оси.

3. Измерить методом аттенюатора в Е-плоскости ДН рупора с большим углом раскрыва без линзы.

4. Измерить методом аттенюатора в Е-плоскости ДН рупора с корректирующей линзой.

5. Считая основной рупор эталонной антенной, сделать необходимые замеры для определения коэффициента усиления (КУ) следующих трех рупоров: малого рупора, рупора с большим углом раскрыва, рупора с корректирующей линзой в Е-плоскости.

6. По данным измерений п. 5 рассчитать КУ и КИП малого рупора, рупора с большим углом раскрыва и рупора с корректирующей линзой (размеры малого рупора: $a = 100 \text{ мм}$; $b = 80 \text{ мм}$; рупора с большим углом раскрыва и рупора с корректирующей линзой: $a = 160 \text{ мм}$, $b = 90 \text{ мм}$, $\lambda = 31 \text{ мм}$).

Указания к измерению диаграмм
направленности методом аттенюатора

Основное преимущество метода – неизменное положение рабочей точки на характеристике детектора и измерительного усилителя. Следовательно, нелинейность этих элементов исключается. При измерении ДН:

1) антенну ориентировать так, чтобы показания измерительного усилителя (или иного прибора для измерения амплитуды) были максимальными;

2) аттенюатором установить затухание $\sim 30 \text{ дБ}$, при этом показания измерительного усилителя должны составлять $\sim 30 \text{ мкВ}$;

3) зафиксировать показания аттенюатора;

4) для каждого угла поворота антенны аттенюатором подбирается такое затухание, при котором показания прибора измерительного усилителя остаются неизменными;

5) результаты измерений заносятся в таблицу.

При измерениях следует обратить внимание, что аттенюатор данной лабораторной установки имеет спиральную шкалу.

Результаты измерений методом аттенюатора

$\theta, ^\circ$	0	1	...	...	n
$N, \text{дБ}$					
$N_{\text{НОРМ}}, \text{дБ}$					
$\frac{E}{E_{\text{МАХ}}}$					

Измеренную ДН необходимо пронормировать, для этого вычитается максимальное затухание из всех измеренных значений, а затем рассчитывается нормированное напряжение:

$$N_{\text{НОРМ}} = N_i - \max(N_i),$$

$$\frac{E}{E_{\text{МАХ}}} = 10^{\frac{N_{\text{НОРМ}}}{20}}.$$

Для того чтобы правильно охарактеризовать форму основного лепестка ДН, измеряют 8 - 12 точек в области этого лепестка. Боковые лепестки можно характеризовать положением и величиной их макси-

му, а также положением нулей (минимумов). Измерения слабонаправленной ДН следует проводить через $3 - 5^\circ$, тщательно определяя глубину провалов.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Типы рупорных антенн, структура поля внутри рупора.
2. Какое амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве рупора?
3. Как влияет амплитудное распределение на форму ДН рупорной антенны?
4. Как влияет фазовое распределение в раскрыве рупора на ДН?
5. Какими факторами определяется ширина ДН рупорной антенны?
6. Как зависит КНД от размеров рупорной антенны?
7. Что такое оптимальный рупор?
8. Почему фазовые искажения для Е- и Н-плоскостей оптимального рупора имеют разную величину?
9. Каковы частотные свойства рупорной антенны? Чем определяется рабочая полоса частот?
10. Способы коррекции фазового распределения в раскрыве рупора: использование линз, многорупорных систем, рупора с параболическим зеркалом. Достоинства и недостатки.
11. Имеет ли рупорная антенна фазовый центр?
12. Какими факторами определяются дальние боковые лепестки рупорной антенны?
13. Метод эквивалентных токов применительно к расчету ДН рупорных антенн. Каковы достоинства и недостатки этого метода?
14. В чем заключается метод измерения ДН с помощью аттенюатора? Каковы достоинства и недостатки этого метода?
15. Как определяется коэффициент усиления основного рупора?
16. Что такое коэффициент использования площади и как он определяется для рупора с прямоугольным раскрывом?
17. На рис. 12 изображены рупорные антенны с корректирующими линзами в раскрыве. Назовите типы линз и опишите принципы их работы.

1. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кипелов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974. С. 271-286.

Лабораторная работа № 3 ЗЕРКАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Зеркальная антенна представляет собой систему, состоящую из слабонаправленной антенны (облучателя) и металлического рефлектора (зеркала). Рефлектор служит для того, чтобы заставить высокочастотную энергию, излученную слабонаправленным облучателем, распространяться в свободном пространстве узким пучком, т.е. для того, чтобы получить узкую ДН и, следовательно, высокий КНД антенны.

В некоторых случаях зеркало используется не для получения больших КНД, а для создания ДН заданной формы, например косекансной.

В качестве облучателей зеркальных антенн используются, например, такие слабонаправленные излучатели, как симметричный вибратор, открытый конец волновода, короткий рупор, щелевая антенна и др.

Зеркало изготавливается из металла и часто для уменьшения парусности и веса перфорируется. Чтобы перфорационные отверстия не влияли на электрические свойства антенны, их диаметр должен быть значительно меньше длины волн.

Выясним, какой должна быть форма рефлектора и какие требования необходимо предъявить к облучателю, чтобы при заданных размерах антенны (рефлектора) получить наибольший КНД. Для этого мысленно окружим антенну замкнутой поверхностью $S_A = S_1 + S_2$ (рис. 1), рассчитаем приближенно поле на этой поверхности и затем по теореме об эквивалентных поверхностных токах заменим рассматриваемую антенну системой источников Гюйгенса, расположенных на поверхности S_A . Так как рефлектор является металлической поверхностью достаточно больших размеров, поле на поверхности S_2 очень мало, и поэтому приближенно можно считать, что излучающей является только поверхность S_1 - раскрыв зеркала. Таким образом, мы заменили зеркальную антенну эквивалентной ей плоской антенной, свойства которой хорошо изучены [1].

Используя результаты исследования плоской антенны, можно сделать вывод, что для получения больших значений КНД и более узкой ДН зеркальной антенны поле на поверхности ее раскрыва S_1 должно быть синфазным и равноамплитудным. Синфазность поля на поверхно-

сти S_1 обеспечивается выбором формы поверхности зеркала, а равенство амплитуд (его удастся добиться лишь приближенно) - выбором ширины ДН облучателя.

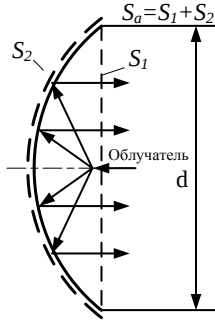


Рис. 1. Схема зеркальной антенны

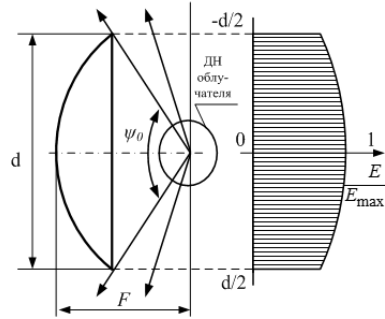


Рис. 2. Геометрия зеркальной антенны

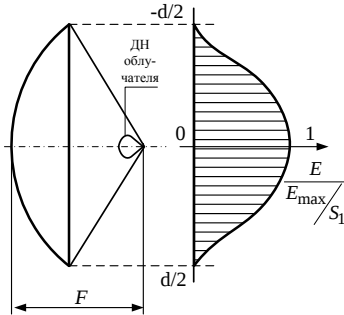


Рис. 3. Спадающее амплитудное распределение

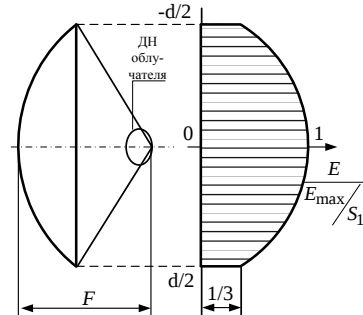


Рис. 4. Оптимальное амплитудное распределение

Чтобы на поверхности раскрытия поле было синфазным, зеркало должно иметь форму параболоида вращения (если облучатель создает сферическую волну) или параболического цилиндра (если облучатель создает цилиндрическую волну), а облучатель устанавливается так, чтобы фазовый центр совпадал с фокусом зеркала [1].

Распределение амплитуд поля на раскрыве регулируется шириной ДН облучателя. Если облучатель ненаправленный, то распределение амплитуд поля на раскрыве получится примерно одинаковым (рис. 2). Это означает, что площадь раскрыва используется эффективно, т.е. коэффициент использования площади (КИП) будет близким к единице,

что является необходимым условием для достижения максимально возможного КНД. Однако в этом случае значительная часть энергии облучателя не попадет на зеркало, что приведет к росту боковых и задних лепестков в ДН и, следовательно, к уменьшению КНД. Второй фактор будет сильнее. Если ширина ДН облучателя такова, что вся излучаемая им энергия попадает на зеркало (рис. 3), то распределение амплитуд на раскрыве получается неравномерным, т.е. в центре зеркала амплитуда максимальна, а у краев равна нулю. В этом случае из-за сильной неравномерности в распределении амплитуды поля по поверхности раскрыва его КИП, а следовательно, и КНД уменьшаются. При этом будет низким уровень боковых и задних лепестков ДН зеркальной антенны.

Зависимость КНД зеркальной антенны от ширины ДН облучателя при заданных фокусном расстоянии F и диаметре раскрыва зеркала d изображена на рис. 5, из которого ясно, что оптимальной является ширина ДН облучателя на уровне $0,3E$, равная ψ_0 , где ψ_0 - апертурный угол. При этом амплитуда поля у краев зеркала оказывается примерно в три раза меньше, чем в центре (рис. 4). Это свойство сохраняется для любых зеркальных антенн. Чем больше фокусное расстояние зеркала при заданном диаметре раскрыва (а фокусное расстояние в этом случае определяет кривизну зеркала), тем уже должна быть ДН облучателя и наоборот.

Таким образом, к облучателям зеркальных антенн предъявляются следующие требования [1].

1. Желательно, чтобы ДН облучателя была однонаправленной, обладала осевой симметрией и имела минимальный УБЛ. Другие требования к ДН зависят от требований к зеркальным антеннам в целом. Если не ставятся жесткие условия относительно УБЛ в ДН, а требуется иметь наибольший КУ, то ДН облучателя должна обеспечивать равномерное облучение зеркала. Если к ДН антенны предъявляется требование иметь минимальный УБЛ, то зеркало должно облучаться неравномерно, так, чтобы амплитуда поля в раскрыве зеркала спадала от центра к его краям.

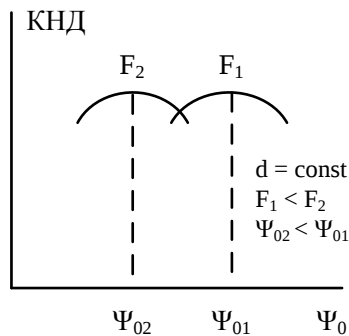


Рис. 5. Зависимость КНД от ширины ДН облучателя

2. Фазовый центр облучателя не должен быть "размытым". В идеальном случае фазовый центр должен быть точечным и положение его не должно зависеть от направления. Нарушение этого условия приводит к нарушению синфазности поля в раскрыве зеркала, искажению его ДН и снижению КУ. Облучатель должен располагаться так, чтобы его фазовый центр располагался в фокусе зеркала.

3. Облучатель должен в минимальной степени заслонять зеркало, так как затенение приводит к искажению ДН параболической антенны – расширению главного лепестка и увеличению УБЛ.

4. Облучатель должен быть достаточно диапазонным и выдерживать заданную мощность без электрического пробоя. Диапазонность зеркальной антенны полностью определяется диапазоном рабочих частот облучателя и фидерного тракта, так как параметры самого зеркала от частоты либо совсем не зависят, либо зависят очень слабо.

В качестве облучателей параболического зеркала применяются главным образом вибраторные, волноводно-рупорные и двухщелевые обратного излучения (облучатели Катлера). В принципе в зависимости от требований к зеркальной антенне в качестве ее облучателя может быть использована любая другая антенна СВЧ, если она удовлетворяет перечисленным выше требованиям (например, спиральная или диэлектрическая).

Вибраторные облучатели могут быть разделены на две группы: питаемые коаксиальным фидером; питаемые волноводом. На рис. 6 показан вибратор, возбуждаемый жесткой коаксиальной линией с симметрирующей щелью и имеющий дисковый рефлектор [2]. Такой облучатель создает однонаправленную ДН почти с осевой симметрией.

На рис. 7 показаны вибраторные облучатели, возбуждаемые прямоугольным волноводом с волной типа H_{10} .

Вибраторы крепятся к тонкой металлической пластине, которая устанавливается в середине волновода перпендикулярно к линиям электрического поля. Такое расположение пластины не искажает структуры поля в волноводе. Вибраторы расположены параллельно вектору E , и в них наводятся токи. Более удаленный от зеркала вибратор P является рефлектором, поэтому его длина берется несколько большей, чем $\lambda/2$, а расстояние между вибраторами A и P устанавливается около $\lambda/3$. ДН облучателя в плоскости H шире, чем в плоскости E . Для сужения ДН в плоскости H и приближения ДН облучателя к ДН с осевой симметрией применяется облучатель, состоящий из двух вибраторов с рефлекторами (см. рис. 7, б). Для выполнения равенства ширины ДН в обеих

плоскостях расстояние d должно быть несколько меньше $\lambda/2$. Возбуждение вибраторов можно регулировать путем перемещения пластины вдоль оси волновода.

Волноводно-рупорные облучатели представляют собой либо открытый конец волновода, либо небольшой рупор, соединенный с волноводом. Применяются волноводы как прямоугольного сечения с волной H_{10} , так и круглого сечения с волной H_{11} .

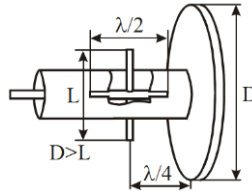


Рис. 6. Облучатель в виде симметричного вибратора с контррефлектором

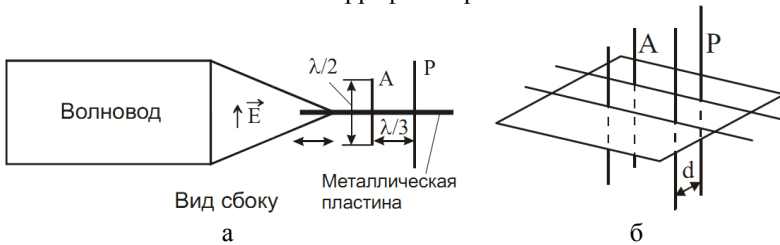


Рис. 7. Вибраторные облучатели, возбуждаемые прямоугольным волноводом с волной типа H_{10} : а - схема с одним вибратором; б - схема с двумя вибраторами

Круглый волновод имеет преимущества перед прямоугольным, так как его ДН в плоскостях Е и Н отличаются незначительно, и вся ДН по форме приближается к поверхности тела вращения вокруг оптической оси. Кроме того, при облучении зеркала круглым волноводом значительно уменьшается паразитная поляризация в раскрыве зеркала. Это объясняется тем, что круглый волновод сам имеет паразитную поляризацию, но противоположного направления по сравнению с паразитной поляризацией зеркала, образующейся при облучении его линейно-поляризованным полем. В результате паразитная составляющая в значительной степени компенсируется, что ведет к снижению УБЛ в ДН зеркала.

Облучатель Катлера, показанный на рис. 8, нашел широкое применение как облучатель параболической антенны на сантиметровых волнах при относительно небольшой мощности излучения. Это объясняется простотой его конструкции и небольшими размерами, что обес-

печивает незначительное затенение раскрыва зеркала. Фронт волны такого облучателя очень близок к сферическому. Полуволновые щели обычно закрывают пластинами из какого-нибудь высококачественного диэлектрика для герметизации облучателя. Питающий волновод сужается по мере приближения его к излучающим щелям, которые располагаются симметрично относительно волновода. Сужение гарантирует хорошее согласование, уменьшает влияние волновода на поле, создаваемое щелями, и улучшает выбор необходимого расстояния между щелями d . Необходимо, конечно, чтобы ДН в Е- и Н-плоскостях мало отличались друг от друга. Это имеет место при $d \approx 0,5\lambda$.

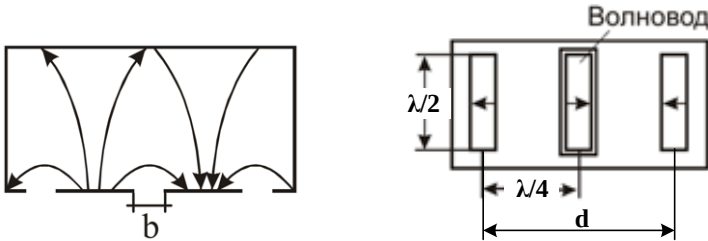


Рис. 8. Двухщелевой облучатель Катлера

Рассмотрим, что произойдет с параметрами зеркальной антенны, если облучатель вынести из фокуса зеркала.

Когда фазовый центр облучателя расположен в фокусе, вся поверхность раскрыва параболоида возбуждена синфазно. При этом направление максимального излучения антенны перпендикулярно к поверхности равных фаз. Смещение фазового центра облучателя нарушает синфазность возбуждения поверхности раскрыва. Выясним характер фазовых искажений при перпендикулярном к оси зеркала выносе.

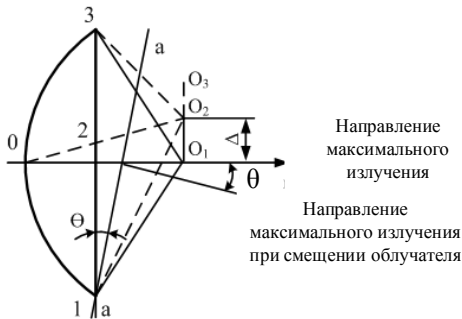


Рис. 9. Зависимость максимума излучения от смещения облучателя

Возьмем три точки (1, 2, 3) на поверхности раскрыва (рис. 9). Пусть фазовый центр облучателя перемещен из точки O_1 (фокус зеркала) в точку O_2 .

В этом случае расстояние от фазового центра облучателя до точки 1 получает большее приращение, чем расстояние

до точки О (при установке облучателя в фокусе эти расстояния равны). Расстояние между фазовым центром облучателя и точкой 3 уменьшается. Вследствие этого поле в точке 3 опережает поле в точке 2, а поле в точке 2 опережает по фазе поле в точке 1, в результате синфазное возбуждение получается не на поверхности раскрыва, а на примерно плоской поверхности $a-a$, повернутой относительно поверхности раскрыва на угол θ .

На поверхности раскрыва фаза поля меняется примерно по линейному закону. Причем направление смещения облучателя и направление поворота ДН взаимно противоположны [1]. Угол поворота ДН при небольшом смещении облучателя приближенно определяется по формуле:

$$\sin \Theta_{\max} = \frac{\Delta}{F} \cos^2 \frac{\psi_0}{4}, \quad (1)$$

где Δ - величина смещения облучателя из фокуса перпендикулярно к оси зеркала; F - фокусное расстояние зеркала; ψ_0 - угол раскрыва зеркала.

Следует отметить, что такие рассуждения справедливы лишь для сравнительно небольших перпендикулярных смещений облучателя. При больших смещениях (точка O_3) синфазная поверхность не только поворачивается, но и сильно искривляется, становясь неплоской, искривление усиливается с увеличением выноса облучателя из фокуса. При этом в распределении фаз на поверхности раскрыва начинает преобладать кубическая составляющая. Кубические фазовые искажения приводят к расширению главного лепестка и одностороннему росту боковых лепестков.

Описанное свойство параболической антенны при небольших перпендикулярных выносах облучателя широко используется в радиолокации и других областях техники для сканирования ДН.

При смещении облучателя вдоль оси параболоида происходит расширение лепестка без изменения его ориентации в пространстве.

Рассмотрим, как изменяется распределение фаз по линии 1, 2, 3 (рис. 10) при смещении облучателя вдоль оси параболоида. Пусть фазовый центр облучателя перемещен из фокуса, находящегося в точке O_1 , в точку O_2 , находящуюся на

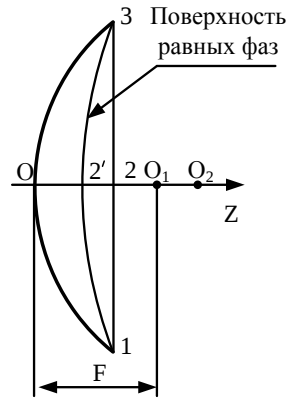


Рис. 10. Осевой вынос облучателя

оси параболоида. Смещение облучателя вызывает отставание фазы поля в точке 2 раскрыва по отношению к точкам 1 и 3. Синфазное возбуждение получится на линии 1, 2', 3. Фаза на раскрыве зеркала при движении от центра к краям будет изменяться по четному закону. Чётные фазовые искажения приводят к расширению основного лепестка без изменения его ориентации в пространстве, росту боковых лепестков и к пропаданию нулей между боковыми лепестками.

В некоторых случаях к форме ДН зеркальных антенн предъявляются специальные требования. Например, антенны РЛС обнаружения обычно имеют узкую ДН в горизонтальной плоскости и специальную форму в вертикальной. Форма ДН в вертикальной плоскости определяется следующим требованием: отраженные от целей сигналы на входе приемника должны быть равны по амплитуде независимо от удаления цели (при ее постоянной высоте). Для этого мощность, излучаемая антенной в различных направлениях в вертикальной плоскости, должна изменяться по специальному закону. Рассмотрим, какую же форму должна иметь ДН в вертикальной плоскости, чтобы выполнялось это требование. При условии использования одной и той же антенны на прием и излучение мощность на входе приемника, отраженная от объекта, выражается соотношением:

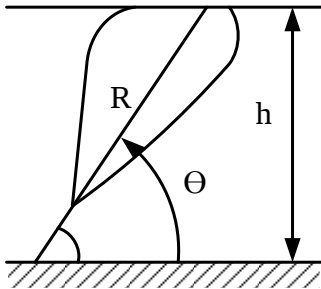


Рис. 11. К вопросу формирования ДН специальной формы

$$P_{отр} = \frac{SD^2(\theta, \varphi) \cdot P_{изл} \lambda^2}{(4\pi)^3 R^4}, \quad (2)$$

где S - площадь отражающей поверхности; $D(\theta, \varphi)$ - КНД антенны; $P_{изл}$ - излучаемая антенной мощность; R - расстояние до цели.

Обозначим высоту цели h (рис. 11). Тогда расстояние до цели

$$R = \frac{h}{\sin \theta}, \quad (3)$$

а отраженная мощность

$$P_{отр} = \frac{SD^2(\theta, \varphi) \cdot P_{изл} \sin^4 \theta}{(4\pi)^3 h^4}. \quad (4)$$

Чтобы выполнялось требование постоянства отраженного сигнала $P_{отр}$ на входе приемника независимо от угла места θ , должно удовлетворяться равенство

$$D(\theta, \varphi) = \cos^2 \theta. \quad (5)$$

Пользуясь соотношением, связывающим КНД антенны и ДН, получаем:

$$D(\theta) = D_{\max} F_E^2(\theta),$$

$$F_E^2(\theta) = C \cdot \cos \epsilon(\theta),$$

где C - постоянный коэффициент.

Таким образом, ДН по напряженности поля антенны должна описываться функцией $\cos \epsilon(\theta)$. Такая ДН называется косекансной.

Косекансную ДН можно получить разными способами. Один из них состоит в следующем. В качестве облучателя параболической антенны применяется ряд излучателей. Один из них находится в фокусе зеркала, другие выносятся из фокуса перпендикулярно к оси на разные расстояния. В результате этого ДН от разных излучателей поворачиваются относительно друг друга (рис. 12). Подбирая расстояния между излучателями и амплитуды токов излучателей, можно сделать общую ДН косекансной.

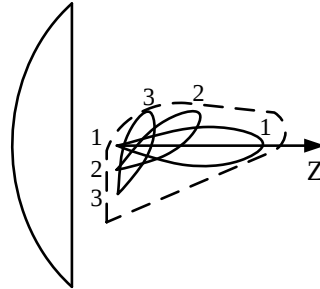


Рис. 12. Формирование ДН специальной формы с помощью системы облучателей

Другой способ получения косекансной ДН заключается в том, что половина параболического зеркала заменяется поверхностью специальной формы. Ход лучей в такой антенне показан на рис. 13.

Исследуемая в лаборатории антенна (рис. 14) представляет собой зеркало в виде цилиндра специальной формы 1, возбуждаемого сегментно-параболическим облучателем 3, переходящим в секториальный рупор 2.

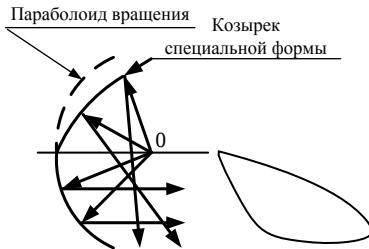


Рис. 13. Комбинированное зеркало

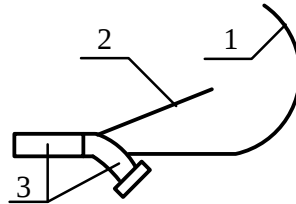


Рис. 14. Лабораторный макет

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

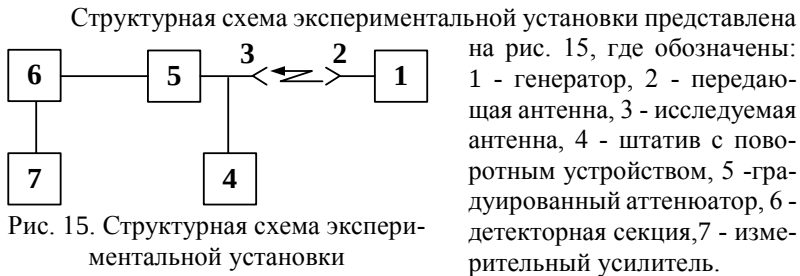


Рис. 15. Структурная схема экспериментальной установки

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Предварительный расчет

(выполняется дома при подготовке к работе)

1. Рассчитать фокусное расстояние, угол раскрытия и ширину диаграммы направленности по уровню 0,707 зеркальной антенны (параболоид вращения) со следующими параметрами: диаметр антенны $D = 300$ мм, глубина зеркала $h = 54$ мм.
2. Рассчитать кривую зависимости угла отклонения главного лепестка ДН от смещения облучателя в интервале от 0 до 30 мм.

Экспериментальная часть

1. Установить облучатель в фокус и измерить ДН. коэффициент усиления и направление главного максимума параболической антенны в Н-плоскости.
2. Измерить направление главного максимума излучения в Н-плоскости и коэффициент усиления параболической антенны в направлении главного максимума ДН при облучателе, вынесенном из фокуса зеркала в плоскости, *перпендикулярной* к оси зеркала, на 10 мм.
3. Измерить диаграмму направленности, направление главного максимума излучения в Н-плоскости и коэффициент усиления параболической антенны в направлении главного максимума ДН при облучателе, вынесенном из фокуса зеркала в плоскости, *перпендикулярной* к оси зеркала, на 30 мм.
4. Измерить ДН в Н-плоскости и коэффициент усиления параболической антенны в направлении главного максимума ДН при облучателе, вынесенном из фокуса зеркала в направлении оси зеркала (для одного значения выноса облучателя 35 мм). Сравнить полученные значения КУ, ширину главного максимума и его положения, уровни боковых

лепестков с соответствующими характеристиками, полученными в пп. 1, 2, 3.

5. Измерить коэффициент усиления и ДН в Н-плоскости антенны с зеркалом специальной формы.

Ширину измеренной ДН по уровням сигнала 0 и 0,7 сравнить с расчетной. По полученным данным рассчитать КИП раскрыва. Коэффициент усиления эталонного рупора на частоте $f = 8060$ МГц, $G = 18$ дБ.

Построить кривую зависимости угла отклонения главного лепестка ДН от смещения облучателя (диаметр зеркала 300 мм, глубина зеркала 54 мм). Сравнить с результатами эксперимента.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объясните принцип действия параболической антенны.
2. Чем определяется распределение амплитуд возбуждения поверхности раскрыва зеркала?
3. Как влияет распределение амплитуд возбуждения поверхности раскрыва на ДН антенны?
4. Как изменяется распределение фазы поля при смещении облучателя из фокуса параллельно раскрыву, вдоль оси антенны?
5. Перечислите виды фазовых искажений, возникающих в раскрыве зеркала. Как они влияют на ДН антенны?
6. Как влияет на ДН антенны "тень" от облучателя?
7. Основные виды облучателей зеркальной антенны.
8. Что такое реакция зеркала на облучатель? Перечислить способы борьбы с этим явлением.
9. Изобразить и объяснить график зависимости КПД от уровня поля на краю раскрыва.
10. Изобразить и объяснить график зависимости КИП от уровня поля на краю раскрыва.
11. Применение антенны с косекансной ДН.
12. Доказать необходимость косекансной формы ДН антенны, обеспечивающей постоянство отраженного сигнала на входе приемника станции.
13. Способы получения косекансной ДН.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974. С. 333-393.

2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: Высш. шк., 1988.

3. Власов Б.И., Берман Я. И. Проектирование высокочастотных узлов РЛС. Л.: Судостроение, 1972. Гл. X.

Лабораторная работа № 4 ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ И ИМПЕДАНСНЫЕ АНТЕННЫ

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Диэлектрические и импедансные антенны являются антеннами поверхностных волн и относятся к классу антенн осевого излучения с замедленной фазовой скоростью. Они представляют собой систему, состоящую из замедлителя и возбуждителя (рис. 1).

Назначение замедлителя состоит в том, чтобы сконцентрировать энергию, излучаемую возбуждителем, вблизи поверхности антенны (замедлителя) и заставить ее распространяться вдоль антенны в форме бегущей волны с фазовой скоростью, меньшей скорости света.

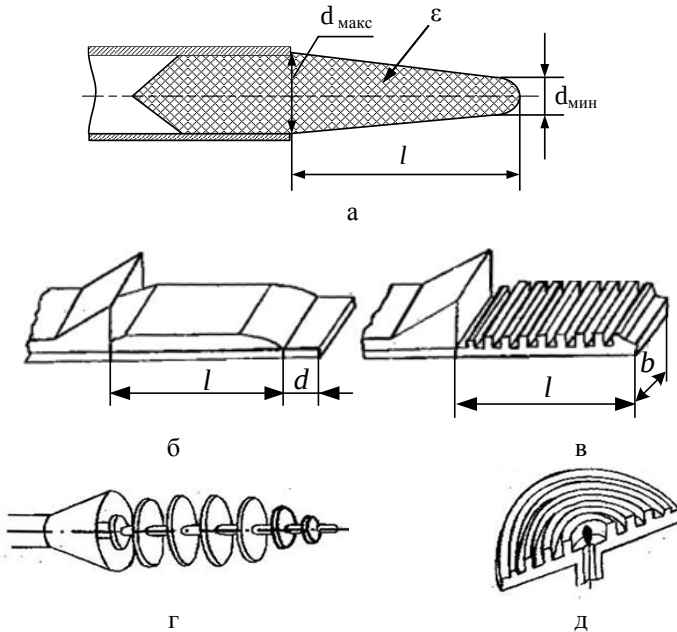


Рис.1. Разновидности антенн поверхностных волн

Волна, распространяющаяся вдоль замедлителя, является поверхностной, т.е. амплитуда ее экспоненциально убывает при удалении от замедлителя в направлении, перпендикулярном к направлению распространения волны. По форме замедлители разделяются на плоскостные, цилиндрические и стержневые диэлектрические. Роль замедлителя могут выполнять диэлектрический стержень, слой диэлектрика, расположенный на металлической пластине, а также металлические ребристые и многоштырьковые структуры (рис.1). В качестве возбуждителя могут быть использованы рупор, волновод, штырь, система щелей и другие слабонаправленные излучатели.

Рассмотрим стержневую диэлектрическую антенну. Одна из возможных конструкций стержневой диэлектрической антенны показана на рис. 1, а. Антенна состоит из диэлектрического стержня круглого или прямоугольного поперечного сечения длиной в несколько длин волн, вставленного в металлический волновод. Для анализа антенны предположим сначала, что стержень бесконечно длинный. В таком случае в диэлектрическом стержне, являющемся продолжением металлического волновода, возбуждается электромагнитная волна (родственная волнам H_{11} или H_{10} в металлических волноводах), которая распространяется вдоль стержня с фазовой скоростью, меньшей скорости света в свободном пространстве. Электрическое поле в стержне (рис. 2) имеет преимущественное направление, совпадающее с осью X . Возникающие в стержне волны вызывают поляризацию диэлектрика вдоль силовых линий электрического поля (т.е. в поперечных плоскостях стержня). Токи поляризации излучают в окружающее пространство электромагнитные волны. Поэтому каждый элемент объема стержня может рассматриваться как элементарный излучатель, а сумма полей элементарных излучателей определяет поле, созданное всей диэлектрической антенной.

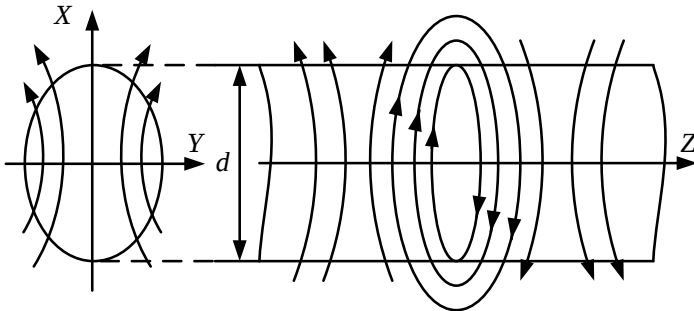


Рис. 2. Электрическое поле в диэлектрическом стержне

Разбив мысленно диэлектрическую антенну плоскостями, перпендикулярными к ее оси, на ряд бесконечно тонких дисков (рис. 3), можно рассматривать ее как непрерывную систему поперечных излучателей, расположенных в направлении оси Z .

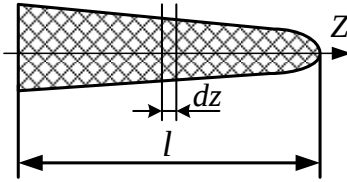


Рис. 3. Диэлектрический стержень - непрерывная антенна поперечных излучателей

Распределение амплитуд токов поляризации в направлении оси Z системы можно считать постоянным, а распределение фаз токов поляризации - изменяющимся линейно. Следовательно, диэлектрическая стержневая антенна с бесконечно длинным стержнем сводится к антенне бегу-

щей волны с замедленной фазовой скоростью, и поэтому к ней можно применить общие свойства таких антенн.

Если стержень антенны имеет конечные размеры, электромагнитная волна, дойдя до его конца, частично излучается, а частично отражается назад и распространяется в обратном направлении в форме такой же волны. Если отраженная от конца стержня волна не слишком велика, можно пренебречь ее влиянием и считать, что структура поля стержня конечных размеров такая же, как и в бесконечном.

Параметры антенны сильно зависят от величины фазовой скорости волны в диэлектрическом стержне. При фиксированной длине стержня и изменении фазовой скорости волны в нем ДН и КНД антенны изменяются так, как показано на рис. 4 и 5.

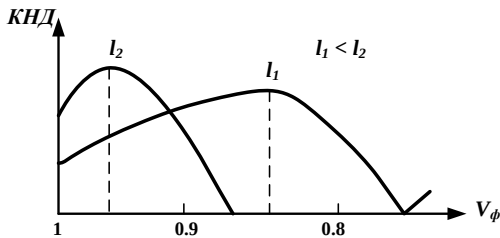


Рис. 4. Зависимость КНД от фазовой скорости

Фазовая скорость, при которой КНД достигает максимального значения, называется оптимальной. При различной длине стержня оптимальное значение скорости будет различно. Наоборот, при заданной фазовой скорости волны есть оптимальное значение длины стержня.

При заданной фазовой скорости волны есть оптимальное значение длины стержня.

Между длиной стержня L (в долях волны) и коэффициентом ξ , как для всякой антенны бегущей волны, существует оптимальное соотношение, при котором получается максимальный КНД вдоль оси антенны:

$$\xi_{\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2L} \quad \text{или} \quad L_{\text{опт}} = \frac{\lambda}{2(\xi-1)}.$$

Рассмотрим, от каких параметров зависит фазовая скорость волны в диэлектрическом стержне.

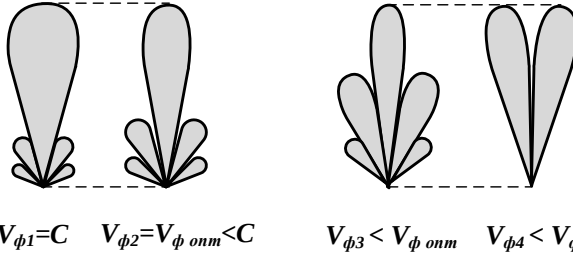


Рис. 5. Зависимость диаграммы направленности от фазовой скорости

Фазовая скорость волны в стержне определяется количеством электромагнитной энергии, переносимой волной внутри стержня, к полному количеству электромагнитной энергии, переносимой волной вдоль стержня. Зависимость отношения фазовой скорости V_{ϕ} к скорости света c от относительного диаметра d/λ показана на рис. 6.

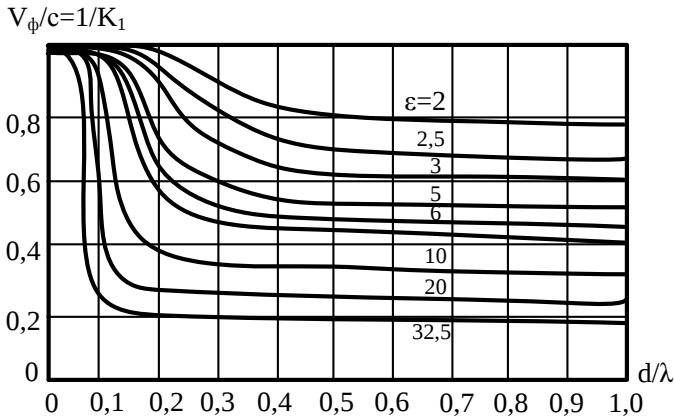


Рис. 6. Зависимость относительной фазовой скорости от относительного диаметра стержня

Как видно из графика, при малых диаметрах стержня коэффициент $K_1 = c/V_\phi$ близок к единице. По данному графику, зная соотношение V_ϕ/c , для материала с известным значением ϵ можно определить оптимальное отношение d/λ , и наоборот, при заданном d/λ можно определить $V_{\phi \text{ опт}}$.

При тонком относительно длины волны стержне большая часть энергии переносится волной в окружающем пространстве, фазовая скорость в основном определяется внешней средой и становится близкой к скорости света. Если стержень толстый относительно длины волны, большая часть энергии перемещается внутри стержня, фазовая скорость определяется внутренней средой и становится близкой к скорости света в данной среде. Таким образом, фазовая скорость волны находится в пределах $C/\sqrt{\epsilon} < V_\phi < C$.

Обычно средний диаметр стержневой диэлектрической антенны берется равным половине длины волны колебаний ($d_{cp} = 0,5\lambda$), при большем значении диаметра возможно возбуждение в стержне волн высших типов. На практике желательно начальный диаметр стержня брать большим относительно длины волны, чтобы фазовая скорость волны в нем была малой. В этом случае основная часть подводимой энергии переходит в энергию замедленной волны в стержне. В противном случае значительная часть энергии излучается непосредственно открытым концом волновода, а его ДН слишком широкая. Вместе с тем желательно диаметр стержня на его конце брать малым по сравнению с длиной волны, чтобы фазовая скорость волны приближалась к скорости света. Этим достигается согласование конца стержня со свободным пространством, и уменьшается отраженная волна, иначе создается излучение, вызываемое волной, отраженной от конца стержня. Поэтому получили распространение стержни с переменным сечением, которые, благодаря сужению их к концу, хорошо согласуются со свободным пространством. Коническая часть антенны может охватывать или всю длину антенны, или только ее часть. За расчетную величину скорости конической антенны надо брать величину, получаемую усреднением фазовой скорости по всей длине стержня. ДН диэлектрической антенны может быть представлена в форме произведения двух множителей:

$$F(\theta) = F_1(\theta)F_N(\theta). \quad (1)$$

Первый множитель является ДН одиночного элемента диэлектрического стержня, вырезанного двумя параллельными плоскостями, проходящими на расстоянии dZ друг от друга перпендикулярно к оси

стержня. Второй множитель называется множителем антенны. Он учитывает эффект, обусловленный наличием множества одинаковых излучателей. Множитель $F_1(\theta)$ с изменением θ меняется незначительно. И поэтому результирующая ДН для не очень коротких стержней практически целиком определяется множителем $F_N(\theta)$:

$$F(\theta) \approx F_N(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{\pi l}{\lambda} \left(\frac{C}{V_\phi} - \cos \theta \right) \right]}{\frac{\pi l}{\lambda} \left(\frac{C}{V_\phi} - \cos \theta \right)}. \quad (2)$$

Наряду со стержневыми антеннами поверхностных волн, существуют импедансные (рис. 1, б, в, г, д). По конструкции замедлителей импедансные антенны разделяются на плоскостные и цилиндрические. У плоскостных антенн замедлители выполняются в виде слоя высококачественного диэлектрика, расположенного на металлическом листе (рис. 1, б), или в виде слоя искусственного «диэлектрика», представляющего собой ребристую поверхность (рис. 1, в, г, д).

У цилиндрических антенн замедлителем служит металлический стержень с насаженными на него дисками (рис. 1, г).

Антенна (рис. 1, в) состоит из ребристой поверхности длиной l и шириной b , возбуждаемой пирамидальным рупором. Можно показать [1], что в такой ребристой структуре возбуждаемая рупором поверхностная волна, распространяющаяся вдоль импедансной структуры, аналогична волне в диэлектрическом стержне. Поэтому такая антенна обладает теми же свойствами, что и рассмотренная выше стержневая диэлектрическая антенна.

Механизм образования поверхностной волны следующий. При возбуждении полем вертикальной поляризации в антенне возникает волна основного типа E_{00} - плоская или цилиндрическая (рис. 7, а, б). Поверхностное сопротивление поверхностной E -волны есть отношение касательных составляющих электрического и магнитного полей на границе раздела в воздухе:

$$Z_S = \frac{E_\tau}{H_\tau} = \frac{E_z}{H_x}.$$

Для поддержания замедленной волны это сопротивление должно быть чисто реактивным и носить индуктивный характер. Фазовая скорость замедленной волны в этой антенне регулируется выбором глубины, шириной канавок и расстоянием между ними. Замедляющее действие гофров (рис. 7, в) объясняется тем, что ниже поверхности S

волна движется только в поперечном направлении (вдоль оси Y), отражаясь от дна канавки гофра, и имеет нулевую поступательную скорость вдоль оси z . Степень замедления всей волны пропорциональна той доле ее энергии, которая попадает в гофры.

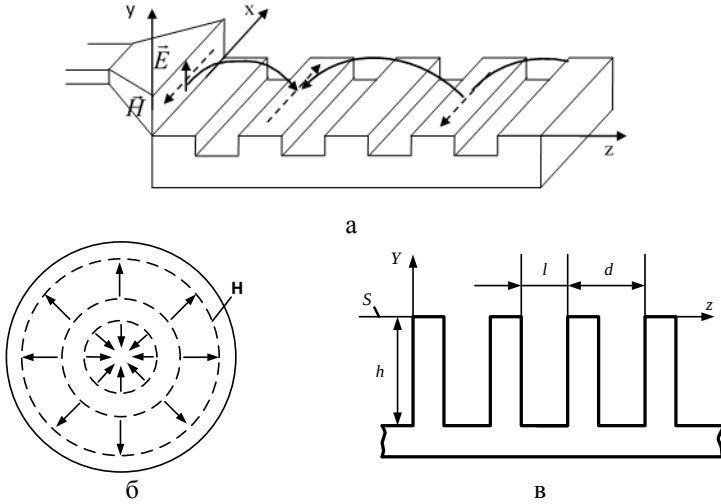


Рис. 7. Импедансная антенна: а, б - картина поля соответственно плоской и цилиндрической волны основного типа в замедляющей структуре; в - гофрированная замедляющая структура

Граница S ($y = 0$) между гофрами и свободным пространством обладает анизотропной проводимостью: токи могут течь только вдоль продольной оси z .

Каждая канавка гофра представляет собой короткозамкнутую на конце ленточную линию длиной (высотой) h с волной типа T и входным сопротивлением $iX_{\text{вх}} = iW_{\text{л}} \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot h\right)$ при идеальной проводимости металла.

Условие существования поверхностной волны $-h < \lambda/4$ или $\left(\frac{2\pi}{\lambda} \cdot h < \frac{\pi}{2}\right)$. В этом случае поверхностное сопротивление индуктивное. Учет дискретности гофрированной структуры (скачкообразное изменение фазы в соседних канавках) накладывает дополнительное ограничение $d < \frac{\lambda}{2\gamma}$ - на период структуры.

При известных параметрах замедляющей структуры фазовая скорость основной волны типа E_{00} , распространяющейся в направлении оси z , перпендикулярной к гофрам, определяется формулой

$$\frac{c}{v_{\phi}} = \gamma \approx \sqrt{1 + \left[\frac{l}{d} \cdot \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi}{\lambda} h \right) \right]^2}.$$

Здесь l – ширина канавок гофра.

Из этого выражения следует, что с увеличением глубины канавки фазовая скорость убывает и при $h = \lambda/4$ равна нулю, что соответствует срыву распространения поверхностной волны. Отношение h/λ , при котором происходит срыв, зависит от «густоты» структуры, т.е. от отношения h/d .

Так же, как и в диэлектрической антенне, для уменьшения амплитуды волны, отраженной от конца замедлителя, необходимо фазовую скорость волн в конце замедлителя приблизить к скорости света в свободном пространстве, т.е. согласовать конец замедлителя со свободным пространством. С этой целью глубина канавок по мере приближения к концу плавно уменьшается до нуля.

Импедансная антенна излучает аналогично диэлектрической антенне. Поэтому к ней могут быть применены соответствующие формулы антенн бегущей волны. ДН импедансной антенны с диэлектрическим покрытием при надлежащем согласовании с достаточной точностью определяется формулой (1). Опыт показывает, что антенна в виде слоя диэлектрика на металлической пластине обладает большими потерями, чем гребенчатая.

Заметим, что ДН импедансной антенны в сильной степени зависит от длины плоского металлического экрана, являющегося продолжением замедляющей структуры. При конечной длине экрана главный максимум ДН отклонен вверх от плоскости антенны и несколько шире, чем в случае экрана бесконечной длины. Поэтому, увеличивая длину экрана, можно прижимать ДН антенны к замедлителю.

В качестве антенн, имеющих заметную направленность в вертикальной плоскости, но не направленных в горизонтальной плоскости, могут быть использованы дисковые антенны поверхностных волн (рис. 1, д). Возбуждение такой антенны производится с помощью вертикального вибратора, расположенного вдоль оси диска. В дисковой антенне возникает цилиндрическая поверхностная волна,

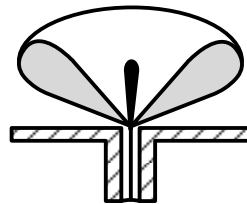


Рис.8. ДН дисковой антенны

распространяющаяся от центра к периферии. Свойства этой волны аналогичны свойствам плоской поверхностной волны, образующейся вдоль прямоугольной плоскостной антенны. Готфрированную поверхность антенны можно рассматривать как слой искусственного диэлектрика, в котором происходит уменьшение скорости распространения волн. Это замедление для канавок глубиной, меньшей чем $\lambda/4$, можно объяснить также увеличением длины пути поверхностного тока за счет проникновения его в канавки при распространении. Характерным для таких антенн является то, что максимум диаграммы направленности получается не вдоль плоскости экрана, а под небольшим углом к ней. Это отклонение луча получается вследствие явления дифракции на краях экранов ограниченных размеров. Ввиду симметрии относительно вертикальной оси электромагнитное поле не зависит от азимутальной угловой координаты. Следовательно, в горизонтальной плоскости антенна является не направленной. ДН такой антенны показана на рис. 8.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

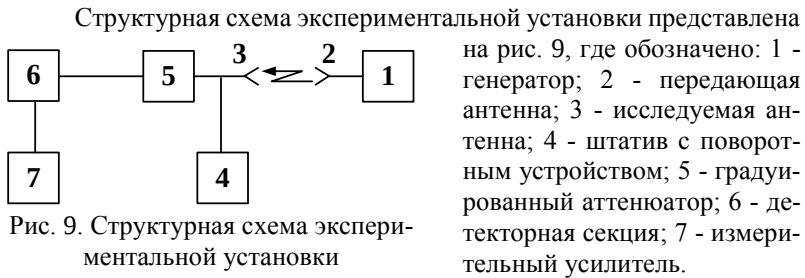


Рис. 9. Структурная схема экспериментальной установки

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Предварительный расчет

(выполняется дома при подготовке к работе)

1. Определить фазовую скорость волны в диэлектрических стержневых антеннах № 1 и № 2 ($\epsilon=2,5$; $l_1=l_2=92$ мм; $d_{1\min}=12$ мм; $d_{2\min}=17$ мм; $d_{3\max}=23,5$ мм), частота $f=9560$ МГц.

2. Рассчитать ДН и КНД диэлектрической стержневой антенны № 1.

Экспериментальная часть

1. Измерить ДН в горизонтальной плоскости диэлектрических стержневых антенн № 1 и № 2.

2. Методом сравнения с эталонным рупором измерить коэффициенты усиления диэлектрических стержневых антенн № 1 и № 2. Коэффициент усиления эталонного рупора на частоте $f = 9560$, $G = 19$ дБ.

3. Измерить диаграмму направленности в E -плоскости и коэффициент усиления дисковой антенны поверхностных волн.

4. Измерить диаграмму направленности в E -плоскости и коэффициент усиления антенны с замедлителем в виде слоя высокочастотного диэлектрика.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Объяснить принцип действия диэлектрической антенны.
2. Показать, что диэлектрическая антенна есть непрерывная антенна продольного излучения.
3. Каковы основные факторы, определяющие форму ДН диэлектрической антенны?
4. Какова структура поля в диэлектрической антенне?
5. Объяснить зависимость КНД диэлектрической антенны от диаметра стержня при фиксированной длине l и ϵ .
6. Определение оптимальных параметров диэлектрической антенны.
7. Каково распределение амплитуды и фазы поля в антенне?
8. От чего зависит амплитуда отраженной волны в диэлектрическом стержне?
9. Разновидности антенн поверхностной волны и принцип их действия.
10. Как влияют геометрические размеры замедлителя на характеристики антенны поверхностной волны?
11. По каким критериям выбирается материал диэлектрика для диэлектрических и импедансных антенн?
12. Приведите примеры практического применения диэлектрических и импедансных антенн.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988.
2. Драбкин А.Л., Зузенко В.Л., Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974.

Лабораторная работа № 5 АНТЕННЫ ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПОЛЯРИЗАЦИИ

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

В настоящее время в различных областях находят применение антенны с вращающейся поляризацией. Такие антенны возбуждают в окружающем пространстве электромагнитное поле, векторы напряженности которого $\vec{E}$ и $\vec{H}$ в точке наблюдения непрерывно меняют свою ориентацию. За период высокой частоты векторы делают полный оборот в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны (рис. 1). Так как одновременно с вращением векторов может изменяться и их длина с той же частотой, в любой точке пространства ко-

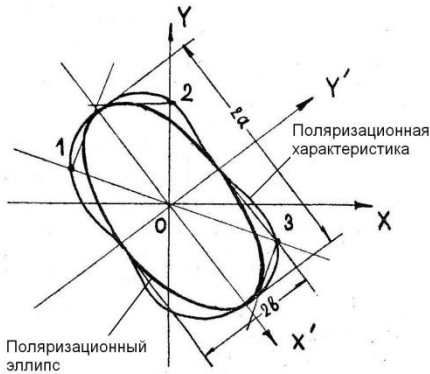


Рис. 1. Поляризационные характеристики

нец любого вектора ($\vec{E}$ или $\vec{H}$) будет вычерчивать эллипс, который называется поляризационным.

Для определения поведения векторов напряженности электромагнитного поля в любой точке пространства используются следующие параметры.

1. Частота колебания.
2. Максимальное (амплитудное значение вектора).
3. Коэффициент поляризации χ , который можно определить как отношение минимального и максимального значений напряженности электрического (магнитного) поля в рассматриваемой точке пространства. Очевидно, что коэффициент поляризации равен отношению малой и большой осей эллипса поляризации, т.е. $\chi = 2b/2a$ (рис. 1). Следовательно, коэффициент поляризации является безразмерной величиной и может принимать значения от нуля до единицы. Если в течение периода колебаний величина напряженности электрического (а значит, и магнитного) поля не меняется, эллипс поляризации превращается в окружность, коэффициент поляризации - в единицу, а волна в этом случае называется волной с круговой поляризацией. Если эллипс поляризации

вырождается в линию, коэффициент поляризации обращается в нуль, а волна называется линейно поляризованной.

4. Направление вращения векторов поля. В зависимости от направления вращения векторов различают поля правого и левого вращения. Направлением правого вращения называется такое, векторы которого вращаются по часовой стрелке для наблюдателя, смотрящего на удаляющуюся от него волну. Векторы поля левого вращения вращаются против часовой стрелки. На рис. 1 направление вращения поля правое.

5. Ориентация эллипса поляризации в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны. Ориентация определяется углом, образованным большей осью эллипса, и горизонталью, лежащей в рассматриваемой плоскости (на рис. 1 угол γ).

Последние три характеристики могут быть определены по поляризационному эллипсу и направлению вращения как вектора $\vec{E}$, так и вектора $\vec{H}$. Первые две из них в обоих случаях совпадают, последняя отличается на 90° .

Во многих случаях представляется удобным рассматривать электромагнитное поле с вращающейся поляризацией как результат суперпозиции двух взаимно перпендикулярных линейно поляризованных волн, сдвинутых по фазе. Для получения электромагнитной волны с круговой поляризацией достаточно [1] возбудить в интересующей области пространства две линейно поляризованные волны, удовлетворяющие следующим условиям в любой точке рассматриваемого пространства:

- 1) частоты колебаний обеих волн одинаковы;
- 2) направления вектора $\vec{E}$ (а значит, и вектора $\vec{H}$) первой и второй волн взаимно перпендикулярны;
- 3) амплитуды вектора $\vec{E}$ (а значит, и вектора $\vec{H}$) первой и второй волн равны;
- 4) фазы колебаний первой и второй волн отличаются на $\pm 90^\circ$.

Для создания электромагнитных волн с вращающейся поляризацией используются специальные антенны, которые называются антеннами вращающейся поляризации. Антенны, излучающие линейно поляризованные волны, называются антеннами линейной поляризации.

Рассмотрим основные способы создания антенн с вращающейся поляризацией.

Исходя из представления поля с вращающейся поляризацией в виде двух линейно поляризованных полей, можно построить антенну из двух антенн линейной поляризации, каждая из которых должна излучать волну с нужными амплитудой и фазой в заданном направлении.

Антенны могут быть различными по конструкции, если требуется высокий коэффициент поляризации только в одном направлении. Однако обычно для этих целей используются две одинаковые антенны, которые должны быть помещены в непосредственной близости друг от друга (теоретически в одной точке), одинаково ориентированы в пространстве, но развернуты относительно друг друга на 90° вокруг продольной оси.

Если одинаковые антенны питать равноамплитудными токами, сдвинутыми по фазе на 90° , то в направлении максимального излучения антенн коэффициент поляризации поля, излучаемого обеими антеннами вместе, равен единице. По мере удаления от этого направления коэффициент поляризации обычно уменьшается. В диапазоне метровых и дециметровых волн широкое применение находят взаимно перпендикулярные (скрещенные) полуволновые вибраторы (например, турникетная антенна [1]), а на сантиметровых волнах – крестообразные полуволновые щели на широкой стенке волновода. В простейшем варианте

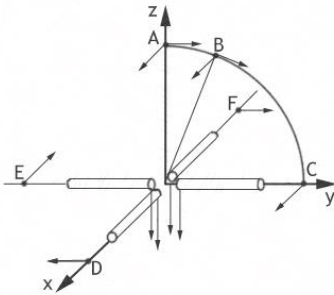


Рис. 2. Турникетный излучатель

турникетный излучатель состоит из двух симметричных электрических вибраторов, расположенных перпендикулярно друг к другу (рис. 2). Возбуждение вибраторов осуществляется токами равной амплитуды, но сдвинутыми по фазе на 90° . В точке А, лежащей на оси z (рис. 2), векторы электрического поля, излучаемого вибраторами, ортогональны друг другу, имеют равные амплитуды и сдвинуты по фазе на 90° , что обеспечивает в этой точке круговую поляризацию результирующего поля. При отклонении точки наблюдения от оси фазовые соотношения между компонентами полей сохраняются, однако амплитудные соотношения нарушаются.

Так, в точке В, лежащей в плоскости yoz (рис. 2), амплитуда компоненты поля, созданного вибратором, ориентированным вдоль оси y, уменьшается, в результате поле имеет эллиптическую поляризацию. В точках, расположенных в плоскости xoz, поляризация линейная, поскольку оба вибратора создают в этих точках только одну пространственную компоненту электрического поля, лежащую в плоскости xoz, причем в точках на оси каждого из вибраторов (точки С, D, E и F на рис. 2) поле создается только за счет излучения другого вибратора. Поляризационная характеристика такой антенны определяется по формуле:

$$\chi = \cos \theta,$$

где θ – угол между точкой наблюдения и осью Z .

В диапазоне сантиметровых и более коротких волн поляризация волны, излучаемой антенной, определяется не самой антенной, как это наблюдается у проволочных антенн, а поляризацией возбуждителя антенны (или облучателя). Поэтому одна и та же антенна может излучать сразу обе волны, необходимые для получения поля с вращающейся поляризацией. Необходимо лишь возбудить ее двумя волнами со взаимно перпендикулярными плоскостями поляризации, с равными амплитудами и разностью фаз $\pm 90^\circ$. Например, возбуждение рупорной антенны двумя нужными волнами может быть обеспечено с помощью специальной фазосдвигающей секции [1]. Фазирующие секции служат для разложения линейно поляризованного поля на две ортогональные составляющие, расположенные в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, и создания между ними требуемого фазового сдвига. Аналогичные секции могут быть применены в диэлектрических антеннах (устройство и принцип действия такой антенны уяснить самостоятельно на примере антенны, имеющейся в лаборатории). Для превращения зеркальной или линзовой антенны в антенну вращающейся поляризации достаточно применить облучатель, излучающий волну с вращающейся поляризацией (например, спиральную антенну).

Зеркальную антенну с облучателем линейной поляризации можно заставить излучать поле с вращающейся поляризацией с помощью специальных металлических поляризационных пластин шириной $\lambda/8$, которые выполняют роль фазосдвигающей секции и располагаются непосредственно на освещенной поверхности зеркала под углом 45° к плоскости поляризации волны облучателя $E_{обл}$ (рис. 3, а).

Волну облучателя можно представить в форме двух линейно поляризованных волн $E_{\parallel}$ и $E_{\perp}$ с равными амплитудами и взаимно перпендикулярными плоскостями поляризации. Электромагнитные поля этих волн в любой точке пространства колеблются в фазе, поэтому в сумме они дают линейно поляризованное поле. Если фазу одной из волн при отражении от зеркала изменить на 90° по сравнению с фазой второй, они дадут в сумме волну с вращающейся поляризацией. Необходимый сдвиг на 90° осуществляется при отражении поляризационными пластинами следующим образом. Так как расстояние между пластинами делается меньше $\lambda/2$, волна $E_{\parallel}$ распространяется между ними не

может и, следовательно, отражается от внутренних торцов поляризационных пластин (линия $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ на рис. 3, б).

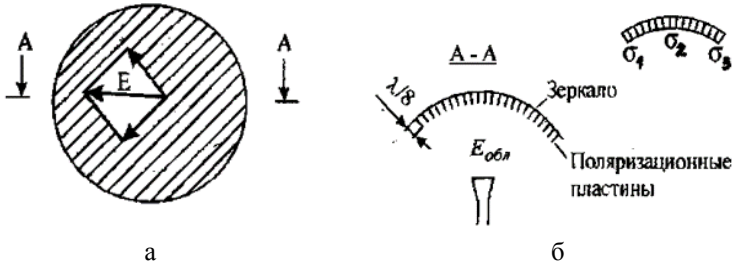


Рис. 3. Поляризационная решетка

На волну $E_{\perp}$ поляризационные пластины не влияют, так как вектор E этой волны перпендикулярен к пластинам. Поэтому волна $E_{\perp}$ отражается от поверхности зеркала, проходя путь на $\lambda/4$ больше, чем волна $E_{\parallel}$. Это обеспечивает нужный фазовый сдвиг. Если расстояние между пластинами лежит в пределах от $\lambda/2$ до λ , то ширина поляризационной пластины меняется [1].

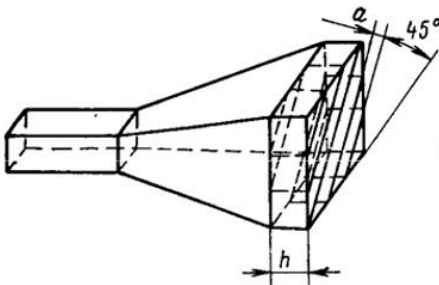


Рис. 4. Рупорная антенна с поляризационной секцией

Аналогичные фазосдвигающие решетки могут применяться в других антеннах СВЧ с вращающейся поляризацией (см., например, рупорную антенну, используемую в данной работе, рис. 4). Линейно поляризованная волна, попадая на пластины под углом в 45° , разбивается на две составляющие, которые будут распространяться между пластинами с различными фазовыми скоростями, что соответственно на выходе из поляризационной секции приведёт к сложению волн, имеющих разность фаз друг относительно друга в 90° . При этом результирующий вектор будет вращаться в пространстве, образуя поле с круговой поляризацией.

Существуют антенны, всегда (в силу своего принципа действия) излучающие поле с вращающейся поляризацией. Примером таких антенн может служить спиральная антенна [1].

Спиральная антенна представляет собой проводник с бегущей волной электрического тока, свитый в виде спирали (рис. 5). Основные параметры, характеризующие спираль: D - диаметр спирали, S - шаг спирали, $l = \sqrt{(\pi D)^2 - S^2}$ - длина витка спирали, N - число витков.

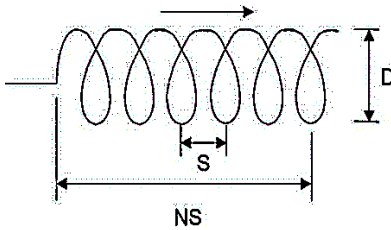


Рис. 5. Схема цилиндрической спиральной антенны

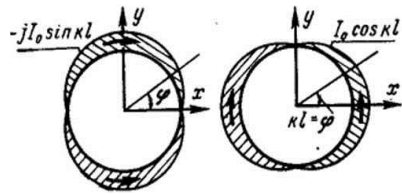


Рис. 6. Распределение тока в витке спирали

Формирование поля круговой поляризации в спиральной антенне осуществляется следующим образом. В спирали возникает бегущая волна электрического тока, и антенна излучает максимум мощности вдоль своей оси в сторону движения волны тока. Чтобы яснее понять принцип действия цилиндрической спиральной антенны, представим ее в виде плоских круглых витков диаметром $D = \lambda/\pi$, расположенных по оси на расстояниях s один от другого и питаемых последовательно однопроводным фидером (рис. 5). Ток в каждом витке оказывается распределенным по закону $I_0 e^{-jkl}$, где I_0 - величина тока в начале витка; $k = 2\pi/\lambda$; l - длина витка. По периметру витка при $D = \lambda/\pi$ укладывается точно одна длина волны, поэтому распределение тока вдоль витка $I_0 e^{-jkl} = I_0 \cos(kl) - I_0 \sin(kl)$ представляет собой наложение двух стоячих волн, сдвинутых по фазе на 90° , амплитуда одной из которых меняется вдоль витка по закону косинуса, а другой — по закону синуса (рис. 6). Получаются четыре изогнутых полуволновых вибратора, попарно колеблющихся в фазе: одна пара вибраторов ориентирована вдоль оси y и излучает максимум мощности в направлении оси z с вектором напряженности электрического поля, совпадающим с осью y ; другая пара вибраторов ориентирована в направлении оси x и излучает максимум мощности также в направлении оси z , но вектор напряженности электрического поля совпадает уже с осью x . Поскольку пары вибраторов колеблются со сдвигом фаз, равным 90° , излучаемое в направлении оси z поле имеет круговую поляризацию. Под некоторым углом

к оси z поляризация поля эллиптическая, а в плоскости xy поляризация поля линейная.

В некоторых случаях возникает необходимость использовать поле (следовательно, и антенны) с вращающейся поляризацией. Например, в спутниковой радиосвязи радиоволны в процессе распространения пронизывают ионосферу, находящуюся в магнитном поле Земли. В результате происходит вращение плоскости поляризации линейно поляризованной волны (эффект Фарадея). В результате рассогласования поляризации волны, пришедшей в точку приема, и поляризации приемной антенны происходит потеря энергии. Следует отметить, что плоскостью поляризации линейно поляризованной электромагнитной волны, проходящей через заданную точку пространства, называется плоскость, содержащая в себе направление распространения и вектор напряженности электрического поля данной волны в рассматриваемой точке. Плоскостью поляризации антенны, проходящей через заданную точку, называется плоскость поляризации волны, излучаемой ею в режиме передачи, в рассматриваемой точке.

Рассмотрим другой пример. Пусть необходимо установить радиосвязь между наземным пунктом и летящим снарядом, который вращается вокруг продольной оси. Предположим, что такая линия связи обслуживается приемной и передающей антеннами с линейной поляризацией излучения. Известно, что антенна наилучшим образом принимает электромагнитную волну (т.е. передает в сопротивление нагрузки сигнал максимальной мощности) в том случае, когда плоскость поляризации приемной антенны, проходящая через точку расположения передающей антенны, и плоскость поляризации принимаемой волны, проходящая через приемную антенну, совпадают. Говорят, что в этом случае приемная антенна согласована с принимаемой волной по поляризации. Если эти плоскости не совпадают, мощность принимаемого сигнала уменьшается (кажущийся коэффициент усиления приемной антенны будет меньше истинного). Если названные плоскости взаимно перпендикулярны, приема вообще не будет (кажущийся коэффициент усиления приемной антенны равен нулю). Так как в рассматриваемом случае передающая антенна вращается, а приемная - неподвижна, в некоторые моменты связь будет нарушаться. Совершенно аналогично будет работать рассматриваемая линия связи, если антенна на снаряде будет приемной, а на земле передающей.

Если в качестве передающей антенны использовать антенну вращающейся поляризации, то перебоев связи не будет, так как волна с вращающейся поляризацией эквивалентна двум линейно поляризованным волнам с взаимно перпендикулярными плоскостями поляризации,

и, следовательно, плоскости поляризации обеих волн не могут быть одновременно перпендикулярны к плоскости поляризации приемной антенны. Однако в этом случае в любой момент будет приниматься лишь часть энергии падающей волны с вращающейся поляризацией, которая переносится линейно поляризованной волной, плоскость поляризации которой в данный момент совпадает с плоскостью поляризации приемной антенны. Энергия, переносимая второй линейно поляризованной волной, плоскость поляризации которой в данный момент перпендикулярна к плоскости поляризации приемной антенны, приниматься не будет. Внешне это проявляется в уменьшении кажущегося коэффициента использования площади раскрыва приемной антенны линейной поляризации в поле волны с вращающейся поляризацией. Если падающая волна поляризована по кругу, кажущийся коэффициент усиления приемной антенны линейной поляризации уменьшается в два раза по сравнению с истинным. Это существенный недостаток линий связи, у которых одна антенна имеет вращающуюся поляризацию, вторая - линейную.

Для устранения отмеченного недостатка надо обе антенны (и передающую, и приемную) сделать антеннами вращающейся поляризации. Чтобы выяснить, как следует выбирать параметры антенн в таких случаях, ниже сформулированы условия согласования приемной антенны с принимаемой волной по поляризации в общем случае. Мощность принимаемого сигнала будет максимальной (кажущийся коэффициент усиления приемной антенны равен истинному), если выполнены следующие условия согласования по поляризации.

1. Направление вращения векторов поля принимаемой антенны совпадает с направлением вращения векторов поля приемной антенны, которое она излучает будучи поставленной в режим передачи.

2. Коэффициенты поляризации приемной антенны и принимаемой волны одинаковы. Коэффициентом поляризации антенны называется коэффициент поляризации поля, излучаемого ею в режиме передачи в направлении максимального излучения.

3. Плоскость поляризации приемной антенны совпадает с плоскостью поляризации принимаемой волны, проходящей через приемную антенну. Плоскостью поляризации волны с вращающейся поляризацией называют плоскость, проходящую через направление распространения волны и направление большой оси эллипса поляризации (направление, в котором вектор напряженности электрического поля имеет максимальное значение). Если волна поляризована по кругу, то любая плоскость, проходящая через направление распространения волны, будет плоскостью поляризации. В этом случае условие выполняется всегда.

Если коэффициенты поляризации обеих антенн равны нулю, то мы возвращаемся к рассмотренному случаю двух антенн линейной поляризации. В таком случае первые два условия выполнены всегда. Если коэффициент поляризации одной из антенн равен нулю, переходим ко второму из рассмотренных случаев.

Чтобы в рассматриваемой линии связи условия согласования приемной антенны с принимаемой волной по поляризации не нарушились при вращении снаряда, надо сделать коэффициенты поляризации обеих антенн равными единице.

Из сказанного ясно, что антенны вращающейся поляризации в некоторых случаях совершенно необходимы, причем желательно иметь антенны с максимально возможным коэффициентом поляризации. В линии связи обе антенны должны иметь одно направление вращения поля.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

На рис. 7 приведена структурная схема экспериментальной установки, где: 1 - генератор; 2 - штатив с поворотным устройством и указателем положения; 3 - скрутка волноводная для поворота плоскости поляризации на 90° ; 4 - градуированный аттенуатор; 5 - детектор с винтом частотной настройки 5а; 6 - усилитель низкой частоты с вольтметром (см. правила пользования усилителем); 7 - эталонная рупорная антенна линейной поляризации ($G = 18,6$ дБ, $f = 8500$ МГц); 8 - эталонная рупорная антенна вращающейся поляризации ($G = 18,6$ дБ, $f = 8500$ МГц, $\alpha = 0,75$); 9 - исследуемая диэлектрическая антенна вращающейся поляризации $f = 8500$ МГц, $\alpha = 2,65$); 10 - исследуемая спиральная антенна $f = 8500$ МГц).

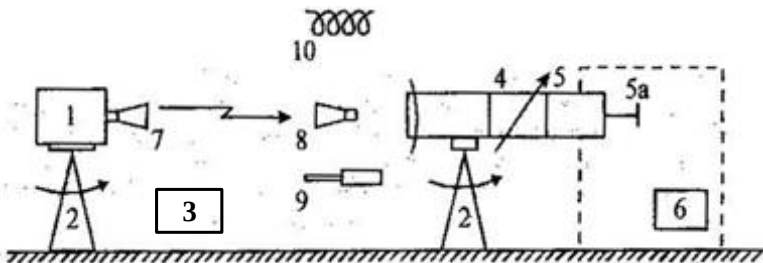


Рис. 7. Схема экспериментальной установки

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Предварительный расчет

(выполняется дома при подготовке к работе)

1. Рассчитать поляризационную характеристику турникетной антенны из двух полуволновых вибраторов в плоскости, проходящей через ось одного из вибраторов, и направление максимального излучения.

2. Рассчитать ширину пластин поляризационной решетки, работающей на частоте 8500 МГц. Расстояние между пластинами $0,75 \lambda$.

Экспериментальная часть

1. Измерить зависимость напряжения на входе приемника от угла поворота приемной антенны вокруг ее продольной оси в трех случаях:

а) приемная и передающая антенны с линейной поляризацией излучения (рупоры);

б) приемная антенна с вращающейся поляризацией излучения (рупор), передающая - с линейной;

в) обе антенны с вращающейся поляризацией излучения (рупоры).

2. Измерить коэффициент поляризации поля, возбуждаемого в направлении максимального излучения спиральной антенной.

3. Подключить к передатчику диэлектрическую антенну. Измерить ее поляризационную характеристику (зависимость коэффициента поляризации поля излучения от направления в пространстве на точку наблюдения) в пределах основного лепестка ДН (см. приложение).

В процессе этих измерений положения аттенюаторов и входных делителей усилителя не изменять. Сравнить и объяснить полученные зависимости.

По результатам измерений п. 1 рассчитать коэффициенты поляризации полей, возбуждаемых в направлении максимального излучения рупора линейной поляризации и рупора вращающейся поляризации.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое коэффициент поляризации электромагнитного поля?
2. Как измерить коэффициент поляризации поля?
3. В каких случаях в технике необходимо использовать электромагнитные волны с вращающейся поляризацией?

4. При каких условиях линейная суперпозиция двух волн линейной поляризации дает поле с круговой поляризацией?
5. Способы построения антенн вращающейся поляризации.
6. Что такое поляризационная диаграмма антенны?
7. Устройство и принцип действия турникетной антенны.
8. Поляризационная диаграмма турникетной антенны.
9. Устройство и принцип действия поляризационной решетки.
10. Назовите условия согласования по поляризации.
11. Устройство и принцип действия волноводной фазирующей решетки.
12. Устройство и принцип действия спиральной антенны.
13. Недостатки линий радиосвязи, в которых одна антенна (приемная или передающая) является антенной вращающейся поляризации, а другая - линейной поляризации.

1. Драбкин А.Л., Зуенко В.Л. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974. С. 309 - 333.

Лабораторная работа № 6 ВОЛНОВОДНО-ЩЕЛЕВЫЕ АНТЕННЫ

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Волноводно-щелевая антенна представляет собой систему щелей, возбуждаемых общим волноводом. Чаще всего используются полуволновые резонансные щели, прорезанные в прямоугольном волноводе с волной H_{10} . Для того чтобы щель эффективно излучала, она должна пересекать линии поверхностного тока. На рис. 1 показаны эпюры распределения поверхностных токов на внутренних стенках волноводов с волной H_{10} .

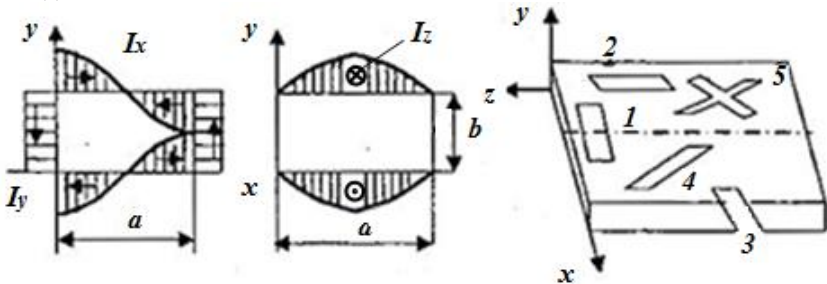


Рис. 1. Распределение поверхностных токов прямоугольного волновода с волной H_{10} . Типы щелей

На этом же рисунке показаны различные типы щелей. Поперечная щель 1 пересекает продольные токи I_z . Интенсивность ее возбуждения будет максимальной, когда щель расположена в середине широкой стенки. Продольная щель 2 пересекает поперечные токи I_x . Ее излучение возрастает с приближением к краю широкой стенки волновода, где поперечный ток I_x достигает максимума. Располагая эту щель по разные стороны от оси волновода, можно изменять фазу излучаемого поля на π , изменяется направление поверхностных токов, пересекающих щель. Наклонная щель 3 на узкой стенке возбуждается поперечными токами. Интенсивность возбуждения этой щели зависит от угла наклона. Наклонно смещенная щель 4 пересекает продольные и поперечные токи. Следовательно, интенсивность излучения зависит как от величины смещения, так и от угла наклона. Все рассмотренные щели излучают поле линейной поляризации с вектором E , перпендикулярным к оси щели. При необходимости излучения волн круговой поляризации используют крестообразные щели 5. Положение центра щелей выбирается таким образом, чтобы токи I_x и I_z имели одинаковую величину. Наличие фазового сдвига на $2/\pi$ обеспечивает излучение поля круговой поляризации.

Многощелевые волноводные антенны применяют для получения узких ДН. Если все щели возбудить синфазно, то максимум главного лепестка будет ориентирован перпендикулярно к оси решетки. Причем ДН будет широкой в плоскости, перпендикулярной к продольной оси волновода, а в содержащей ось волновода плоскости – узкой и тем уже, чем больше длина антенны.

При синфазном возбуждении щелей расстояние между ними выбирается равным λ_B или $\lambda_B/2$. Обычно такие антенны работают в режиме стоячих волн, для обеспечения которого в конце волновода помещается короткозамыкающий поршень (рис. 2, а). Его положение должно быть таким, чтобы щели находились в пучностях поверхностных плотностей электрического тока. Такие антенны называются резонансными и являются узкополосными.

Лучшими диапазонными свойствами обладают нерезонансные антенны. Характерной особенностью этих антенн является то, что у них щели располагаются на расстоянии, несколько большем или меньшем λ_B или $\lambda_B/2$, а в конце волновода устанавливается согласованная нагрузка (рис. 2, б), в которой поглощается 5 - 10 % мощности. Максимум ДН такой антенны отклонен от перпендикуляра к оси решетки.

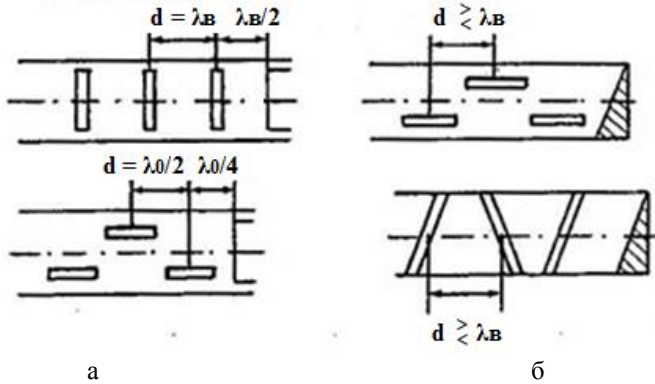


Рис. 2. Типы волноводно-щелевых антенных решеток

Следует иметь в виду, что при расстояниях между щелями $d > \lambda_B$ в ДН возникают дифракционные лепестки. Устраняют их различными способами. В частности, продольные щели на широкой стенке располагаются в "шахматном" порядке, поперечные щели на узкой стенке имеют противоположный наклон, над поперечными щелями в широкой стенке могут быть расположены пластины, имеющие размер вдоль оси волновода $\sim \lambda_0/2$. Эти приёмы позволяют уменьшить расстояние между щелями и тем самым устранить дифракционные лепестки.

Для расчета ДН антенны в плоскости, проходящей через ось волновода, используют общую формулу

$$F(\theta) = F_1(\theta)F_N(\theta),$$

где $F_1(\theta)$ – ДН одиночной щели с односторонним излучением (этот множитель слабо влияет на общую ДН); $F_N(\theta)$ – множитель решетки. Для равноамплитудных щелей

$$F_N(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}\left(\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta) - \Delta\psi\right)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2}\left(\frac{2\pi}{\lambda}d \sin(\theta) - \Delta\psi\right)\right]},$$

где λ – длина волны;

d – расстояние между щелями;

θ – угол относительно нормали к оси решетки.

Фазовый сдвиг определяется следующими соотношениями: $\Delta\psi = 0$ – для резонансной антенны; $\Delta\psi = 2\pi d/\lambda_B$ – для нерезонансной антенны. Причем дополнительный сдвиг фаз на π будет только в том случае, если в антенне соседние щели прорезаны по разные стороны от оси волновода (для продольных щелей, расположенных на широкой

стенке) или имеют противоположный наклон (для поперечных щелей, расположенных на узкой стенке волновода). Направление главного максимума определяется из условия:

$$\sin(\theta_{MAX}) = \Delta\psi\lambda / 2\pi d,$$

откуда следует, что при изменении частоты положение максимума ДН нерезонансной антенны будет изменяться. Это обстоятельство лежит в основе построения волноводно-щелевых антенн с частотным сканированием.

Любая излучающая щель нагружает волновод и влияет на режим его работы. При рассмотрении реакции щели на волновод последний заменяют эквивалентной двухпроводной линией, а каждой щели ставят в соответствие некоторую схему замещения. Наиболее простыми схемами замещения обладают резонансные поперечные и продольные щели.

Поперечная щель в широкой стенке волновода прерывает линии продольных поверхностных токов, что приводит к появлению скачка напряжения в том сечении эквивалентной линии, где включена щель. Следовательно, узкой поперечной щели соответствует схема замещения в виде сосредоточенного последовательного сопротивления (рис. 3). Теоретический анализ показывает, что величина нормированного сопротивления определяется выражением:

$$r = 0,523 \left(\frac{\lambda_B}{\lambda} \right)^3 \frac{\lambda^2}{ab} \cos^2 \left(\frac{\pi\lambda}{4a} \right) \sin^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right),$$

где x_0 – расстояние от центра щели до края широкой стенки волновода (рис. 3).



Рис. 3. Эквивалентные схемы щелей в прямоугольном волноводе

Продольная щель прерывает линии поперечных электрических токов. Это приводит к появлению скачка тока в том сечении эквивалент-

ной двухпроводной линии, где включена щель. Следовательно, продольной щели наиболее соответствует схема замещения в виде сосредоточенной шунтирующей проводимости. Величина нормированной проводимости:

$$g = 2,09 \frac{a\lambda_B}{b\lambda} \cos^2 \left(\frac{\pi\lambda}{4\lambda_B} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi x_0}{a} \right).$$

Для резонансных волноводно-щелевых антенн с целью обеспечения согласования с питающим волноводом проводимости (в случае продольных щелей) или сопротивления (в случае поперечных щелей) выбираются из условий: $\Delta\psi = 0$ или $r = 1/N$, где N – число щелей в волноводе.

Однако режим хорошего согласования в случае резонансной антенны сохраняется в узкой полосе частот, поскольку он соответствует случаю, когда волны, отраженные от короткозамыкающего поршня и щелей, на входе антенны равны по величине и противофазны. Уже при небольшом изменении частоты волны, отраженные от отдельных щелей, имеют различный фазовый сдвиг, суммарная волна, отраженная от щелей, резко изменяет амплитуду и фазу: общий коэффициент отражения увеличивается. Примерная зависимость КСВ на входе резонансной антенны показана на рис. 4, а.

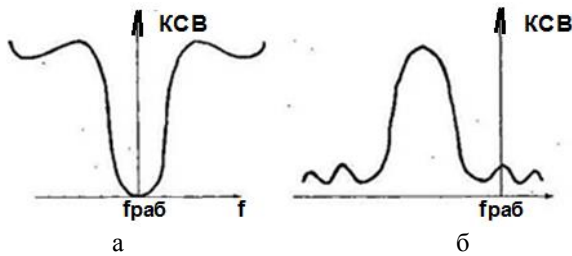


Рис. 4. Частотная зависимость КСВ на входах волноводно-щелевых антенных решеток

В нерезонансной антенне вместо короткозамыкающего поршня используется широкополосная поглощающая нагрузка. Расстояние между щелями не равно λ_B или $\lambda_B/2$. Следовательно, если рабочая частота $f_{раб}$ достаточно далека от резонансной, на которой $d = \lambda_B$ или $d = \lambda_B/2$, то коэффициент отражения на входе нерезонансной антенны будет мал и его величина слабо зависит от частоты. Примерная зависимость КСВ на входе нерезонансной антенны показана на рис. 4,

б. Таким образом, по входным характеристикам нерезонансная антенна может быть сделана достаточно широкополосной.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

В работе измеряют ДН волноводно-щелевых антенн на установке, схема которой приведена на рис. 5.

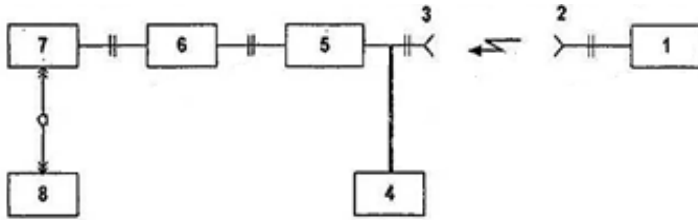


Рис. 5. Структурная схема экспериментальной установки

В состав экспериментальной установки входят: генератор 1, передающая антенна 2, исследуемая антенна 3, поворотное устройство 4, фильтр 5, аттенюатор 6, детекторная головка 7, измерительный усилитель 8.

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Предварительный расчет

(выполняется дома при подготовке к работе)

Рассчитать смещение главного максимума ДН в зависимости от частоты для нерезонансной антенны в диапазоне 9700 - 10300 МГц с интервалом в 150 МГц (расстояние между щелями 20 мм, размеры волновода 23×10 мм).

Экспериментальная часть

1. На частоте 10000 МГц измерить ДН:

- а) резонансной антенны с поперечными щелями;
- б) резонансной антенны с накладками.

2. Для нерезонансной антенны с продольными щелями определить смещение максимума ДН для частот: 9700, 10000, 10300 МГц. Для этого выполнить следующее:

- а) установить антенну, перпендикулярно направленную на генератор, зафиксировать это положение на шкале лимба;
- б) после установки соответствующей частоты на генераторе определить отклонение главного максимума от нормали к оси решетки.

Примечание. Расчетные и экспериментальные кривые смещения максимума ДН изобразить на одном графике, причем угол отклонения луча на частоте 10 ГГц принять за 0° .

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Принцип работы волноводно-щелевых антенн. Излучающие и неизлучающие щели.
2. Как рассчитываются ДН многощелевых антенн?
3. Как зависят ДН многощелевых антенн от расстояния между излучателями?
4. Каковы ожидаемые ДН антенн, измеряемые в данной работе (для резонансной антенны с поперечными щелями расстояние между щелями $d = 1,33\lambda$, для резонансной антенны с накладками $d = 0,8\lambda$)?
5. Как зависят от частоты ДН резонансной и нерезонансной волноводно-щелевых антенн?
6. Как определяется поляризация излучения волноводно-щелевой антенны?
7. Поле какой поляризации излучает волноводно-щелевая антенна с наклонными щелями на узкой стенке волновода?
8. Поле какой поляризации излучает волноводно-щелевая антенна с крестообразными щелями на широкой стенке волновода?
9. Какими факторами определяется ДН волноводно-щелевой антенны в плоскости, перпендикулярной к оси волновода?
10. Изобразить распределение тока на стенках волновода при его возбуждении волной H_{10} .
11. Принцип прорезания щелей на стенках волновода.
12. Как можно изменить интенсивность возбуждения продольной и поперечной щелей, прорезанных в широкой стенке волновода?
13. Как возбудить продольную щель, прорезанную в широкой стенке волновода?
14. Нарисовать и объяснить эквивалентную схему продольной резонансной щели на широкой стенке волновода с волной H_{10} .
15. Нарисовать и объяснить эквивалентную схему поперечной резонансной щели на широкой стенке волновода с волной H_{10} .
16. Как изменяются в зависимости от частоты КСВ резонансной и нерезонансной волноводно-щелевых антенн?
17. Где длина волны больше: в волноводе или в открытом пространстве? Поясните формулой.
18. Какую функцию выполняют накладки на поперечные щели?
19. Как наличие накладок влияет на УБЛ?
20. Как влияет количество щелей на УБЛ? Какого уровня УБЛ можно достичь, меняя количество щелей?
21. Каким образом можно добиться снижения УБЛ?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Инструкция к прибору Р2-61.
2. Лавров А. С., Резников Г.Е. Антенно-фидерные устройства. М: Сов.радио, 1974. С. 191-197.
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1974. С. 310 - 316.

Лабораторная работа № 7 СИНФАЗНАЯ РЕШЕТКА И МЕТОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЕМ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫ В ПРОСТРАНСТВЕ

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Часто для решения технических задач требуются антенны, имеющие узкую ДН или большой КНД. Для того чтобы создать узкую ДН и большой КНД, необходимо размеры излучающей поверхности антенны делать значительно большими длины волны используемых колебаний (примером могут служить зеркальные и линзовые антенны). Узкую ДН и большой КНД можно создать и с помощью слабонаправленных излучателей, между которыми распределяется подводимая от генератора мощность. Антенны, состоящие из нескольких отдельных излучателей, называются антенными решетками. В настоящее время антенные решетки – наиболее распространенный класс антенн, элементами в которых могут быть как слабонаправленные излучатели (металлические вибраторы, щели, рупоры, диэлектрические стержни и др.), так и узконаправленные излучатели.

Поля этих излучателей интерферируют в пространстве, при этом в одних направлениях суммарное поле усиливается, а в других – ослабляется. Результирующая ДН системы зависит от расположения излучателей в пространстве, а также от амплитуд и фаз токов в этих излучателях.

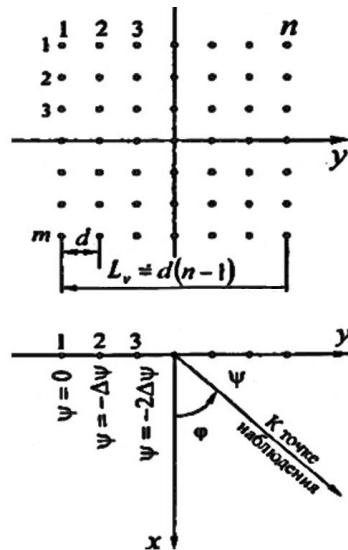


Рис.1. Антенная решетка

Решетки обладают рядом интересных и полезных свойств. Кроме возможности получения узкой ДН и большого КНД, они дают возможность, например, изменять положение ДН в пространстве без изменения положения самой решетки и отдельных ее частей (электрическим способом). Остронаправленные электрически сканирующие антенны позволяют осуществлять быстрый (безынерционный) обзор пространства, установку луча в заданную точку пространства, сопровождение цели и т.д.

Решетка называется равномерной, если токи ее излучателей имеют одинаковую амплитуду, синфазной – если токи ее излучателей синфазны, эквидистантной – если излучатели расположены на равном расстоянии друг относительно друга.

Рассмотрим основные свойства равномерной решетки (рис. 1, излучатели на рисунке условно изображены точками).

Излучатели могут быть любыми, но считаем, что все они одинаковы и одинаково ориентированы в пространстве. Будем считать, что фазы токов всех излучателей, находящихся в любом одном столбце, одинаковы, а фазы токов излучателей разных столбцов различны – при увеличении номера столбца на единицу фаза токов излучателей уменьшается на $\Delta\psi$. В этом случае фаза токов излучателей в направлении оси Y изменяется по линейному закону. Согласно *теореме перемножения диаграмм направленности* для системы одинаковых излучателей ДН такой решетки можно представить в форме произведения двух множителей [1], одним из которых является ДН одного излучателя решетки F_{E1} , а второй сомножитель F_{EN} – множитель решетки. Множитель представляет собой ДН этой же решетки, но состоящей из не направленных излучателей. Множитель решетки будет зависеть только от расположения излучателей и не будет зависеть от свойств используемых излучателей (их ДН и других параметров):

$$F_{E_{\text{реш}}} = F_{E1} \cdot F_{EN}.$$

Множитель решетки в плоскости XY определяется следующей формулой:

$$F_{ENXY} = \left[\sin \frac{n}{2} (kd \sin \phi - \Delta\psi) \right] / n \left[\sin \frac{1}{2} (kd \sin \phi - \Delta\psi) \right]. \quad (1)$$

Типичная диаграмма направленности рассматриваемой решетки приведена на рис. 2. Часто длина решетки L_v бывает значительно больше длины волны. При этом ДН множителя решетки оказывается более узкой, чем ДН одного излучателя. Кроме того, направления максимального излучения ДН излучателей и множителя решетки обычно

либо совпадают, либо близки друг к другу. Поэтому ДН одного излучателя можно пренебречь. Ширина диаграммы направленности по нулевому уровню Φ_0 и уровень боковых лепестков β (относительная высота самого большого, в данном случае первого бокового лепестка) в соответствии с формулой (1) определяются следующими равенствами:

$$\Phi_0 = 115^\circ \frac{\lambda}{nd}; \quad \beta = \frac{1}{n \sin(3\pi / 2n)}. \quad (2)$$

Формулы (2) показывают, что с уменьшением длины волны, а также при увеличении длины решетки в направлении оси Y (увеличения числа излучателей или расстояния между излучателями) ширина ДН решетки в плоскости XY непрерывно уменьшается, стремясь к нулю. Уровень боковых лепестков ДН в плоскости XY зависит от числа излучателей в направлении оси Y и уменьшается при увеличении числа излучателей, стремясь к 0,212 (рис. 3).

Максимум ДН образовывается в том направлении ($\varphi_{\max}$), где поля, излучаемые всеми излучателями, складываются в фазе (рис. 4). В этом направлении разность фаз полей излучателей в точке наблюдения, обусловленная разностью фаз токов излучателей $\Delta\psi$, компенсируется разностью хода от излучателей до точки наблюдения.

Сказанное позволяет определить направление максимального излучения [его нетрудно рассчитать по формуле (1)]:

$$\varphi_{\max} = \arcsin\left(\frac{\lambda\Delta\psi}{2\pi d}\right). \quad (3)$$

В других направлениях поля, излучаемые разными излучателями, приходят в точку наблюдения с разными фазами. Поэтому результирующее поле оказывается меньше, чем в направлении максимального излучения.

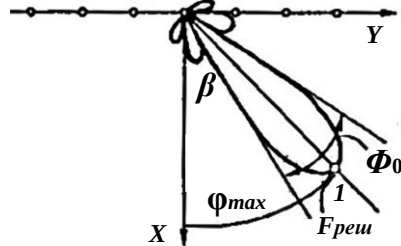


Рис. 2. Направление максимального излучения

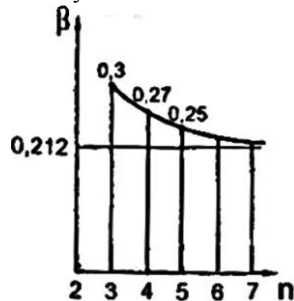


Рис. 3. Уровень боковых лепестков

Формула (3) показывает, что направление максимального излучения зависит от разности фаз токов соседних излучателей $\Delta\psi$. При синфазном питании излучателей ($\Delta\psi = 0$) направление максимального излучения (рис. 5) перпендикулярно к плоскости решетки ($\psi_{\max} = 0$).

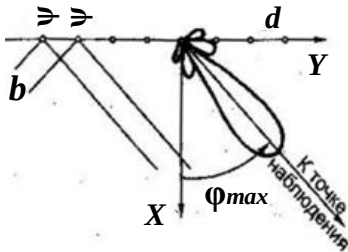


Рис. 4. Расчет направления максимального излучения

При увеличении разности фаз от 0 до $2\pi d / \lambda$ направление максимального излучения плавно поворачивается от нормали ($\psi_{\max} = 0$) до касательной к плоскости решетки ($\psi_{\max} = 90^\circ$).

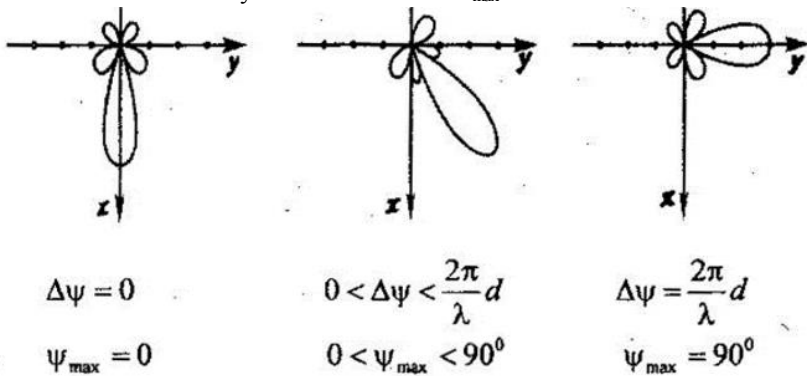


Рис. 5. Управление диаграммой электрическим способом

Нетрудно понять, что если расстояние между излучателями решетки достаточно велико, то в пространстве будет несколько направлений, в которых поля, излучаемые разными излучателями, будут складываться в фазе (рис. 6). На рис. 6, а сказанное продемонстрировано на примере синфазной решетки. В таком случае (рис. 6) в диаграмме направленности множителя решетки будет несколько лепестков, по величине равных единице. Все такие лепестки, кроме основного (существующего при любых расстояниях между излучателями), называются дифракционными максимумами. Из рис. 6 следует, что в ДН множителя

синфазной решетки дифракционные максимумы появляются в тот момент, когда расстояние между излучателями становится равным длине волны λ .

При дальнейшем увеличении расстояния между излучателями они будут приближаться к основному лепестку. Положение дифракционных максимумов определяется следующими равенствами:

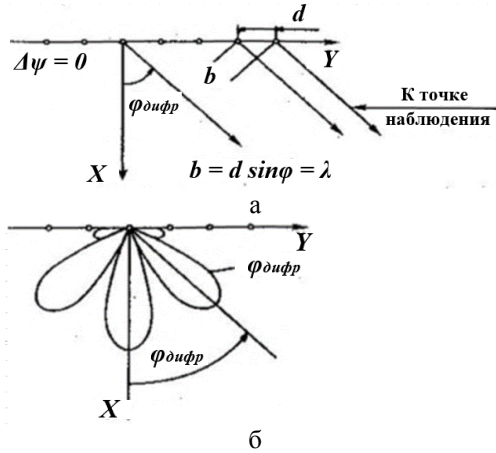


Рис. 6. Расчет направления дифракционных лепестков

$$b = d \sin \varphi_{\text{дифр}, p} = \pm \lambda p;$$

$$\varphi_{\text{дифр}, p} = \pm \arcsin \left(\frac{\lambda}{d} p \right), \quad (4)$$

где p - номер дифракционного лепестка ($p = 1, 2, 3 \dots$).

До тех пор пока дифракционные максимумы находятся за пределами основного лепестка ДН одного излучателя

$$\left| \varphi_{\text{дифр}, 1} \right| < \left| \varphi_{0\text{изл}} \right|,$$

в ДН решетки их не будет, так как они уничтожаются при перемножении диаграмм (рис. 7). В ДН решетки дифракционные максимумы начнут появляться после того, как они «войдут» в основной лепесток ДН одного излучателя (рис. 8). Основываясь на сказанном, определяем расстояние между излучателями синфазной решетки d_{opt} , при котором в ее диаграмме направленности начинают появляться дифракционные лепестки:

$$\left| \varphi_{\text{дифр}, 1} \right| = \left| \varphi_{0\text{изл}} \right|;$$

$$d_{\text{opt}} = \frac{\lambda}{\sin \varphi_{0\text{изл}}}. \quad (5)$$

При увеличении расстояния между излучателями решетки ширина ее ДН уменьшается, что приводит к увеличению КНД решетки.

Однако это происходит только до тех пор, пока в ДН решетки не появляются дифракционные максимумы, т.е. примерно до тех пор, пока расстояние между излучателями меньше определенного равенством (5).

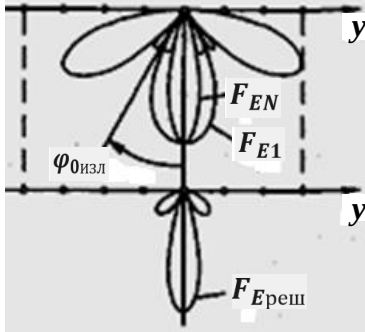


Рис. 7. Дифракционные лепестки за пределами основного лепестка диаграммы излучателей

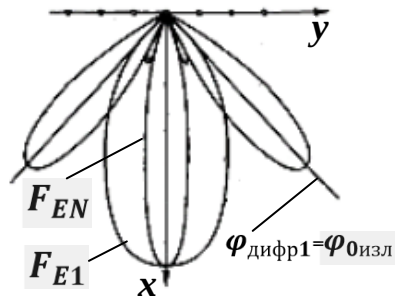


Рис. 8. Расчет оптимального расстояния между излучателями

При дальнейшем увеличении расстояния между излучателями появление дифракционных максимумов приводит к уменьшению КНД. Таким образом, при расстоянии между излучателями, определенном приблизительно с помощью равенства (5), КНД синфазной решетки достигает максимального значения. Поэтому это расстояние называется оптимальным.

Свойство ДН решетки изменять положение максимума в пространстве при изменении разности фаз токов ее излучателей [см. формулу (3)] широко используется на практике для изменения направления максимального излучения антенны без ее поворота (электрическим способом). Из сказанного следует, что для изменения направления максимального излучения решетки достаточно изменить нужным образом разность фаз токов $\Delta\psi$. Величину разности фаз $\Delta\psi$, необходимую для ориентации максимума диаграммы решетки в заданном направлении, можно рассчитать по формуле (3). Если в решетке осуществляется управление положением ДН электрическим способом, к ширине ДН ее излучателей и расстоянию между ними необходимо предъявлять следующие требования.

1. ДН излучателей решетки электрическим качанием луча должны быть значительно шире сектора, в пределах которого осуществляется перемещение ДН решетки электрическим способом (рис. 9). В противном случае основной лепесток ДН множителя решетки при от-

клонении луча будет выходить за пределы основного лепестка ДН одного излучателя, что вызовет снижение главного максимума и резко увеличит уровень боковых лепестков. В нормальных условиях максимальное отклонение ДН решетки от нормали к ее поверхности не должно превышать половины ширины ДН ее излучателей по мощности по уровню 0,5, т.е.

$$\varphi_{\max\max} = \varphi_{0,5\text{изл}} ,$$

где $\varphi_{\max\max}$ - максимальное отклонение луча решетки от нормали к ее плоскости.

2. Расстояние между излучателями решетки с электрическим качанием луча должно быть меньше оптимального. В противном случае при отклонении луча дифракционные лепестки множителя решетки будут входить в основной лепесток ДН

излучателей, что приведет к росту боковых лепестков ДН решетки (рис. 10). Максимально допустимое расстояние между излучателями решетки с электрическим качанием луча ориентировочно можно рассчитать по формуле:

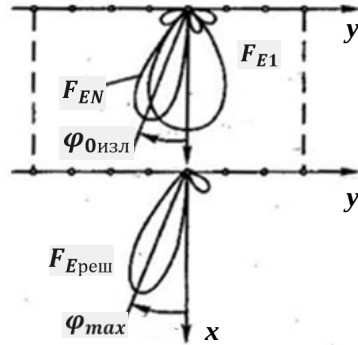


Рис. 9. Требования к ширине ДН излучателей

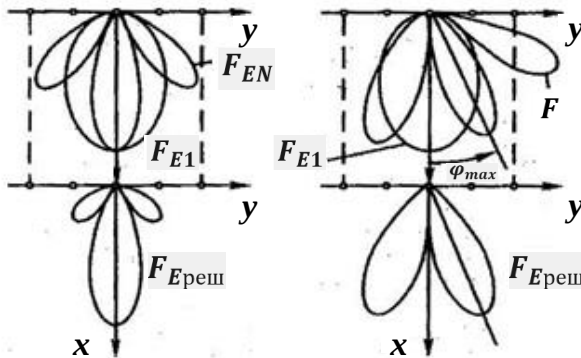


Рис. 10. Требования к расстоянию между излучателями

$$d_{\max} = \frac{\lambda}{\sin \varphi_{0\text{изл}} + \sin \varphi_{\max\max}} . \quad (6)$$

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

Структурная схема экспериментальной установки показана на рис. 11: 1 - генератор с передающей антенной (частота генератора 8,8 ГГц); 2 - штатив для приемной антенны с поворотным устройством

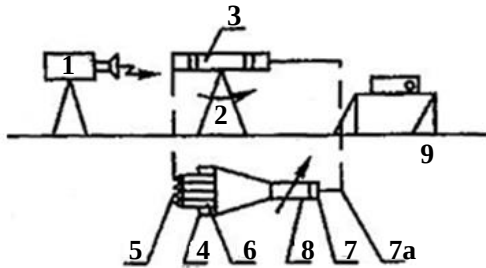


Рис. 11. Структурная схема экспериментальной установки

и указателем положения; 3 - рупор, распределяющий энергию между излучателями решетки; 4 - согласованные нагрузки; 5 - диэлектрические антенны - излучатели испытуемой решетки; 6 - фазовращатели исследуемой решетки; 7 - детектор с винтом частотной настройки 7а; 8 - градуированный переменный аттенюатор; 9 - усилитель низкой частоты.

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Предварительный расчет

(выполняется при подготовке к работе)

1. Рассчитать ширину ДН на нулевом уровне и направления дифракционных лепестков синфазной решетки из двух излучателей, расположенных на расстоянии $5,4 \lambda$.

2. Рассчитать оптимальное расстояние между излучателями синфазной решетки из диэлектрических антенн, ширина ДН которых 44° на нулевом уровне.

3. Рассчитать, на какой угол повернется ДН решетки из диэлектрических антенн с оптимальным расстоянием между излучателями, если разность фаз токов соседних излучателей сделать равной 100° .

Экспериментальная часть

1. Собрать синфазную решетку с расстоянием между излучателями $5,4 \lambda$. При этом на стенде должно остаться два крайних излучателя, фазовращатели установлены в положения, соответствующие нулевому сдвигу фаз. К оставшимся открытыми частям распределительной системы подключить согласованные нагрузки. Измерить ДН этой решетки и объяснить ее особенности.

2. Собрать синфазную решетку с оптимальными расстояниями между излучателями. Для этого установить дополнительно средний (третий) излучатель. Измерить ДН решетки.

3. В решетке, собранной ранее, при выполнении п. 2 (три излучателя: крайние и средний), установить фазы токов крайних излучателей $\pm 100^\circ$. Измерить ДН и объяснить ее особенности.

4. Установить еще два излучателя (второй и четвёртый) в решетку, сделав фазы их токов $\pm 50^\circ$. Измерить ДН.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Что такое решетки излучателей?
2. Какие излучатели могут быть элементами решетки?
3. Теорема перемножения диаграмм направленности.
4. Что такое множитель решетки?
5. Принцип управления ДН решетки электрическим способом.
6. Что такое оптимальное расстояние между излучателями?
7. Какое требование предъявляется к ширине ДН излучателей решетки с электрическим управлением ДН? Почему?
8. Какое требование предъявляется к расстоянию между излучателями решетки с электрическим управлением ДН? Почему?
9. Как рассчитать фазы токов излучателей решетки по заданной ориентации основного лепестка ДН и расстоянию между излучателями?
10. Как измерить ДН решетки излучателей?
11. Что такое решетка излучателей? Является ли решеткой система излучателей разных типов? Разноориентированных излучателей?
12. Перечислите способы управления положением главного лепестка диаграммы направленности. Кратко поясните каждый из них.

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. С. 292-298.

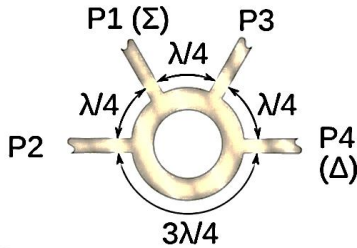
Лабораторная работа № 10 **МОСТОВЫЕ УСТРОЙСТВА**

ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Мостовые устройства СВЧ являются частным случаем направленных ответвителей, в которых поля в выходных плечах имеют равные амплитуды и постоянный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот.

На рис. 1 – 4 изображены мостовые устройства разных конструкций. Роль реактивных элементов в этих случаях играют отрезки линий соответствующих длин.

На рис. 1 показан волноводный кольцевой мост. Предположим, что мощность поступает в плечо P1 и делится пополам. Волна, распро-



страняющаяся в левой части кольца, проходит до точки присоединения плеча P4 расстояние $\Delta l_{1-4-3} = \lambda$, (λ – длина волны в линии). По правой части кольца волна проходит до плеча P4 расстояние $\Delta l_{1-2-3} = \lambda/2$, т.е. к

Рис. 1. Волноводный кольцевой мост точке присоединения этого плеча обе волны приходят в противофазе. Аналогично можно показать, что как в плечо P2, так и в плечо P3 при подключении к ним согласованных нагрузок (это условие считается выполненным и в предыдущем рассмотрении) поступает половина мощности, подаваемой в плечо, причём напряжения в плечах P2 и P3 будут иметь одинаковую фазу, так как расстояния от плеча 1 до точек P2 и P3 одинаковы. С другой стороны, при подаче мощности в плечо P4 она делится пополам между плечами P2 и P3, напряжения в этих плечах будут противофазны, в плечо P1 мощность в этом случае поступать не будет.

Устройство, изображённое на рис. 2, а, также обладает мостовыми свойствами. Это так называемый двойной волноводный тройник. Как видно из рисунка и названия, он образован присоединением к волноводу 1 - 2 плеч Е и Н, т.е. является комбинацией двух обычных тройников.

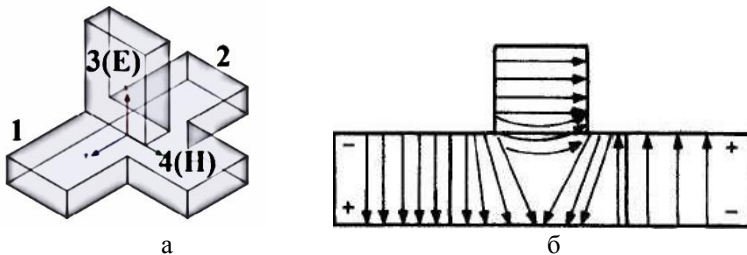


Рис. 2. Двойной волноводный тройник:

а – общий вид;

б – распределение силовых линий при питании Е-плеча

Рассмотрим отдельно соединение в плоскостях Е и Н. На рис. 2, б показана приближённая картина электрического поля в плоскости Е. При подаче мощности в плечо 3 (Е-плечо, разностное плечо) она делится пополам между плечами 1 и 2, а поля в них противофазны. Мощность, подаваемая в плечо 4 (Н-плечо, суммирующее плечо), делится между плечами 1 и 2 пополам, но поля в них в этом случае будут синфазны (разумеется, на равном или кратном λ расстоянии от плоскости симметрии). При симметрии плеч 1 и 2 плечи 3 и 4 будут развязаны.

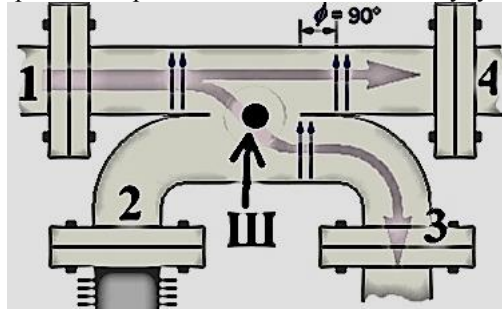


Рис. 3. Волноводно-щелевой мост

Волноводно-щелевой мост образуется из двух прямоугольных волноводов, связанных через широкую щель в общей узкой стенке (рис. 3). Предположим, что мощность от генератора подается в плечо 1; в этом плече возбуждается волна основного типа H_{10} . В сечении волноводов, где общая для двух волноводов узкая стенка обрывается, возникают волны H_{10} и H_{20} . Мощность в плече 2 не распространяется.

Скорости распространения волн H_{10} и H_{20} на участке, общем для обоих волноводов, различны, и при распространении в прямом направлении волна H_{20} обгоняет волну H_{10} . Пусть длина щели в общей стенке такова, что разность фаз волн H_{10} и H_{20} в конце щели равна 90° (рис. 3). В этом случае мощность будет передаваться как в плечо 4, так и в плечо 3; фазовые соотношения ясны из рисунка. Поместив в точку Ш емкостной штырь, можем изменить электрическую длину щели для волны H_{10} , в то время как для H_{20} эта длина будет неизменной, штырь расположен в точке с нулевой напряженностью электрического поля волны H_{20} .

Все описанные выше устройства подчиняются принципу взаимности.

Наиболее полно свойства мостовых устройств могут быть охарактеризованы с помощью матрицы рассеяния. Все рассмотренные

устройства являются восьмиполосниками, а в общем случае их матрица рассеяния содержит шестнадцать элементов:

$$\langle S \rangle = \begin{vmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{vmatrix}.$$

Однако обычно рассматриваются согласованные взаимные устройства без потерь, причём плоскости отсчёта в плечах выбираются таким образом, чтобы коэффициенты матрицы были вещественными. Матрица рассеяния двойного тройника будет иметь следующий вид:

$$\langle S \rangle = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}.$$

Следовательно, в двойном тройнике плечи Е и Н, а также 1 и 2 не связаны между собой.

С помощью матрицы рассеяния можно показать, что если, скажем, к плечам 1 и 2 подключить нагрузки с коэффициентами отражения R_1 и R_2 , коэффициент связи плеч 3 и 4 по мощности

$K_{12} = \frac{1}{4} (|R_1|^2 - |R_2|^2)$. Это можно использовать для сравнения модулей коэффициентов отражения (входных сопротивлений) различных нагрузок, например, при настройке какого-либо устройства СВЧ (рис. 4).

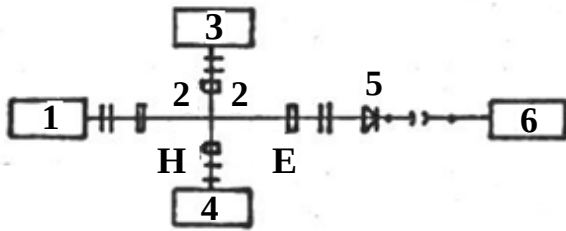


Рис. 4. Схема измерения коэффициента отражения

На рисунке обозначено: 1 – СВЧ генератор; 2 – двойной волноводный тройник; 3 – нагрузка с коэффициентом отражения R_1 ; 4 – нагрузка с коэффициентом отражения R_2 ; 5 – детекторная секция; 6 – индикатор.

Если $R_1 = 0$, т.е. нагрузка согласована, мощность в плече Е будет пропорциональна $|R_2|^2$, что позволяет настраивать СВЧ-узел, подключенный к плечу 2, просто по минимуму показаний приборов.

Мостовые устройства широко применяются в радиотехнических устройствах, где выполняют следующие функции:

- деление СВЧ-мощности на равные части или в заданном соотношении без нарушения согласования;
- получение двух сигналов с заданной разностью фаз;
- сложение двух сигналов на общей нагрузке;
- возбуждение антенны с круговой поляризацией;
- построение на СВЧ балансных смесителей и фазовых детекторов;
- создание фазовращателей с плавным или скачкообразным изменением фаз.

Мостовые устройства применяются и как составные элементы антенных коммутаторов. На рис. 5 показана схема питания моноимпульсной антенны. Здесь с помощью двух кольцевых мостов обеспечивается моноимпульсное возбуждение плоской четырехэлементной антенной решетки. При подаче сигнала на вход 1 с помощью кольцевого моста I возбуждаются в противофазе A_1 и A_2 элементы антенной решетки и образуется разностная ДН в вертикальной плоскости (рис. 6, а).

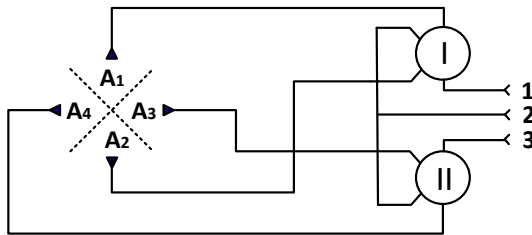


Рис. 5. Схема питания моноимпульсной антенны

При подаче сигнала на вход 2 через кольцевой мост II оказываются противофазно возбужденными излучатели A_3 и A_4 , что дает разностную диаграмму в горизонтальной плоскости.

Наконец, при подаче сигналов на вход 3 они проходят через оба кольцевых моста и все 4 излучателя оказываются возбужденными синфазно с одинаковой амплитудой. При этом получается суммарная ДН и излучение происходит в направлении нормали к плоскости решетки (рис. 6, б).

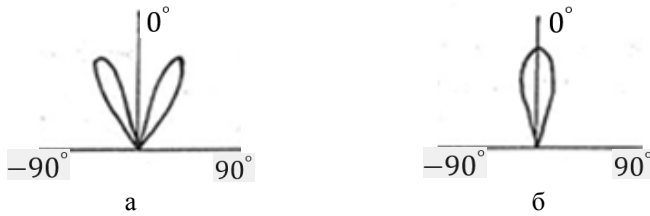


Рис. 6. Диаграммы направленности моноимпульсной антенны:
а – разностная; б – суммарная

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА

В комплект экспериментальной установки входят:

- генератор ГЗ- 14А;
- усилитель типа У2-4 (28ИМ);
- двойной волноводный тройник;
- щелевой мост;
- согласованные нагрузки – 2 шт.;
- детекторная секция;
- установка для снятия зависимости мощности в плечах Е и Н

от фазы поля, возбуждающего плечи 1 и 2, схема которого приведена на рис. 7.

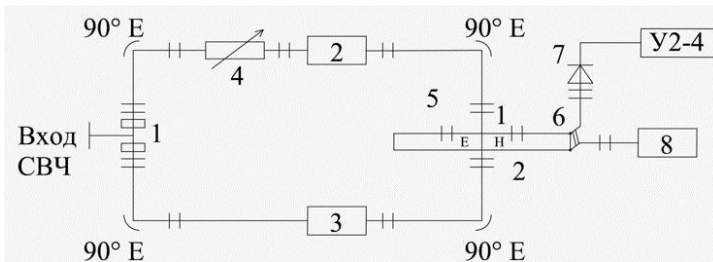


Рис.7. Схема установки для снятия зависимости мощности в плечах Е и Н от фазы поля, возбуждающего плечи 1 и 2:

- 1 – двойной волноводный тройник; 2 – калибровочный фазовращатель;
3 – компенсирующий фазовращатель; 4 – аттенуатор; 5 – исследуемый двойной тройник; 6 – волноводный переключатель; 7 – детекторная секция; 8 – согласованная нагрузка

ПРОГРАММА РАБОТЫ

Включить и настроить приборы.

1. Определить развязку между плечами Е и Н двойного тройника, для чего выполнить следующее:

а) к плечам 1 и 2 подключаются согласованные нагрузки; сигнал от генератора поступает в плечо Е, а к плечу Н подключается детекторная секция;

б) измерить уровень сигнала в плече Н при подаче в плечо Е максимальной мощности от генератора, результаты занести в табл. 1 (затухание аттенуатора на генераторе α_{EH} и показания измерительного усилителя U);

в) присоединить детекторную секцию непосредственно к генератору и, введя затухание аттенуатором генератора (≈ -70 дБ), получить такой же уровень сигнала U . Результаты измерения $\alpha_{\text{прямое}}$ занести в табл. 1. Рассчитать развязку α .

Таблица 1

Измерение развязки двойного волноводного тройника

$f, \text{МГц}$	$U, \text{мкВ}$	$\alpha_{EH}, \text{дБ}$	$\alpha_{\text{прямое}}, \text{дБ}$	$\alpha, \text{дБ}$
9400				
9600				

2. Сравнить сигналы в плечах I и II двойного волноводного тройника при питании Е и при питании Н плеча результаты занести в табл. 2, 3.

Таблица 2

Сравнение сигнала в первом и втором плечах при питании
через плечо Е

$f, \text{МГц}$	$U, \text{мкВ}$	плечо1, дБ	плечо2, дБ	$\Delta_{12}, \text{дБ}$
9400				
9600				

Таблица 3

Сравнение сигнала в первом и втором плечах при питании
через плечо Н

$f, \text{МГц}$	$U, \text{мкВ}$	плечо1, дБ	плечо2, дБ	$\Delta_{12}, \text{дБ}$
9400				
9600				

3. Исследовать свойства щелевого моста (рис. 3) по аналогии со свойствами двойного волноводного тройника:

а) определить развязку между плечами 1 и 2 волноводно-щелевого моста, результаты занести в табл. 4;

Таблица 4

Измерение развязки между 1-м и 2-м плечами

$f, \text{МГц}$	$U, \text{мкВ}$	$\alpha_{12}, \text{дБ}$	$\alpha_{\text{прямое}}, \text{дБ}$	$\alpha, \text{дБ}$
9400				
9600				

б) сравнить сигналы в плечах 3 и 4 при подаче сигнала от генератора в плечо 1 и определить развязку между 1 и 2 щелевого моста, результаты занести в табл. 5.

Таблица 5

Сравнение сигнала в третьем и четвертом плечах при питании через плечо 1

$f, \text{МГц}$	$U, \text{мкВ}$	плечо3, дБ	плечо4, дБ	$\Delta_{34}, \text{дБ}$
9400				
9600				

4. Настроить схему для исследования зависимости мощности в плечах Е и Н от фазы поля, возбуждающего плечи 1 и 2. В работе используются фазовращатели, градуировка которых производится на определенной частоте, поэтому в процессе выполнения работы необходимо следить за тем, чтобы частота генератора соответствовала указанной на градуировочной кривой фазовращателя (9500 МГц). С помощью аттенуатора и компенсирующего фазовращателя получить в плече Е исследуемого тройника минимально возможный сигнал. При этом калиброванный фазовращатель должен быть в нулевом положении.

Снять зависимости мощности в плечах Е и Н от фазы поля, возбуждающего плечи 1 и 2 двойного тройника. Изменяя фазу калиброванного фазовращателя от 0 до 180 ° через 20 °, измеряем сигнал в плечах Е и Н, переключая их с помощью волноводного коммутатора.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Свойства кольцевого моста.
2. Свойства двойного Т-образного моста.
3. Свойства щелевого моста.
4. Почему кольцевой мост – более узкополосное устройство, чем согласованный двойной Т-образный мост?
5. Применение двойного Т-образного моста для построения балансного смесителя и фазового детектора.

6. Кольцевой мост в качестве антенного коммутатора непрерывного режима.
7. Использование мостовых устройств для запитки моноимпульсной антенны.
8. Как осуществляется согласование двойного Т-образного моста?
9. Как осуществляется настройка щелевого моста?
10. Антенный коммутатор балансного типа.
11. Пояснить физический смысл элементов матрицы рассеяния.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Семенов Н.А. Техническая электродинамика. М.: Связь, 1973. С. 410-415, 421-424.
2. Бова И.Т., Лайхтман И.Б. Измерение параметров волноводных элементов. Киев: ГИТЛ, 1964. С.82-96.
3. Ширман Я.Д. Радиоволноводы и объёмные резонаторы. М.: Связьиздат, 1959.
4. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. Изд. 2-е. М.: Высшая школа, 1970. Т. 1.

ПРИЛОЖЕНИЕ

РАБОЧИЕ ЧАСТОТЫ ЛАБОРАТОРНЫХ УСТАНОВОК

Лабораторная работа 2	9 677 МГц
Лабораторная работа 3	8 060 МГц
Лабораторная работа 4	9 560 МГц
Лабораторная работа 5	8 500 МГц
Лабораторная работа 6	10 000 МГц (от 9 700 до 10 300 МГц)
Лабораторная работа 7	8 800 МГц
Лабораторная работа 10	9 500 МГц (от 9 400 до 9 600 МГц)

Содержание

Лабораторная работа № 1	1
Лабораторная работа № 2	11
Лабораторная работа № 3	25
Лабораторная работа № 4	36
Лабораторная работа № 5	46
Лабораторная работа № 6	56
Лабораторная работа № 7	63
Лабораторная работа №10	71
ПРИЛОЖЕНИЕ	79