

Федеральное агентство по науке и инновациям
Федеральное государственное научное учреждение
Научно-исследовательский радиофизический институт

Препринт № 518

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕНН СВЧ

Методическая разработка по дисциплине
“Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ” для
проведения практических и лабораторных занятий
студентов вузов

Н. А. Дугин
Т. М. Заборонкова
Е. Н. Мясников

Нижний Новгород 2008

Дугин Н. А., Заборонкова Т. М., Мясников Е. Н. Измерение характеристик антенн СВЧ // Препринт №518. — Нижний Новгород, 2008. 68 с.

Разработано методическое пособие для проведения практических и лабораторных занятий со студентами на филиале кафедры физики Волжской государственной академии водного транспорта (ВГАВТ) по специальности 160905 “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”.

Приведено краткое изложение теоретических основ построения антенных систем частотных диапазонов от КВ до СВЧ, рассмотрены основные характеристики антенн СВЧ и методы их измерений.

Целью методического пособия является разработка заданий для выполнения лабораторных работ по разделам “Излучение электромагнитных волн” и “Антенно-фидерные устройства”, входящим в курсы “Основы электродинамики и распространение радиоволн” и “Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ”.

Лабораторная работа выполняется в рамках программы специализации студентов дневного отделения электромеханического факультета ВГАВТ на филиале кафедры физики в Научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ).

Работа выполнена при частичной поддержке проектов РФФИ №06-02-16981, №08-02-97026.

Рецензенты:

канд. физ.-мат. наук, доцент кафедры физики ВГАВТ Щедрин М. И.
канд. техн. наук, ст. преп. кафедры физики ВГАВТ Бубнов Е. Я.

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Антенны используются для излучения и приема электромагнитных волн. Излучение — процесс образования распространяющихся волн, прием — поглощение падающей электромагнитной волны. В радиодиапазоне генератор (устройство возбуждающее высокочастотные колебания) и антенна (излучающее устройство) — самостоятельные устройства, выполняющие разные функции. ВЧ генераторы возбуждают токи высокой частоты (ВЧ токи), которые модулируются сигналом, несущим информацию, и по фидерам¹ передаются в антенну. Фидерные линии практически не излучают, и служат только для передачи энергии от передатчика к антенне; создает излучение — передающая антенна. В свою очередь, проходящая электромагнитная волна возбуждает в приемной антенне ВЧ токи, которые по проводам передаются в приемник. В приемнике токи демодулируются, и из них выделяется информативный сигнал. Таким образом, назначение СВЧ антенны — преобразование ВЧ токов в энергию электромагнитного излучения и наоборот. Излучение и прием радиоволн характеризуется пространственной избирательностью. Передающие антенны способны создавать разную интенсивность излучения в разных направлениях, а приемные антенны проявляют разную чувствительность к радиоволнам, проходящим с разных направлений. В зависимости от конкретных задач к антеннам предъявляют различные требования по направленности излучения и приема. Характеристики, описывающие работу антенн, делятся на две группы: 1) характеристики, связанные с энергией ВЧ токов (мощность, входное сопротивление, резонансные частоты, полоса пропускания, коэффициент полезного действия); 2) характеристики, связанные с энергией электромагнитного излучения (диаграмма направленности, коэффициенты усиления и направленного действия, действующая длина, эффективная площадь, шумовая температура).

¹ Фидерные линии — это провода, по которым текут токи высокой частоты.

1.1. Классификация антенн

Современные антенны по своей конструкции делятся на два основных класса: проводниковые (изготовленные из проводников различных конфигураций) и дифракционные. Антенны выполняют две основные функции: преобразование энергии ВЧ токов в энергию электромагнитного поля (или наоборот) и создание определенной пространственной избирательности излучения или приема. У проводниковых антенн эти две функции совмещены между собой. Формирование пространственной избирательности у проводниковых антенн производится в зависимости от размеров излучателей, их числа и расположения, от характера системы питающих фидеров. У дифракционных антенн эти две функции разделены между собой.

1.1.1. *Проводниковые антенны* могут быть симметричными и несимметричными. К *симметричным* относятся дипольные (симметричные вибраторы), ромбические, рамочные, а также антенные решетки (состоящие из вышеперечисленных простых антенн): периодические, синфазные, антенны бегущей волны, антенны типа “волновой канал”. К *несимметричным* антеннам относятся: штыревые (несимметричные вибраторы), Г- и Т-образные, зонтичные, спиральные, однопроводные антенны бегущей волны (антенны Бевереджа).

а) Простейшей проводочной *симметричной* антенной является диполь или симметричный вибратор (см. рис. 1). Он представляет собой два провода одинаковой длины, расходящиеся из

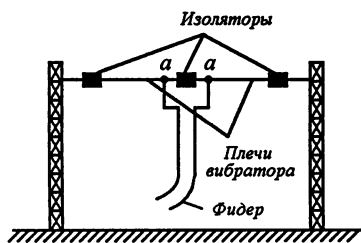


Рис. 1

точек (a, a) в противоположные стороны по прямой линии. ВЧ энергия подводится от диполя к приемнику (или от передатчика к диполю), как и во всех других случаях симметричных антенн, с помощью двухпроводной фидерной линии. Если в качестве фидера используется коаксиальный

кабель, то между антенной и кабелем встраивается устройство, согласующее коаксиальный кабель с двухпроводной линией.

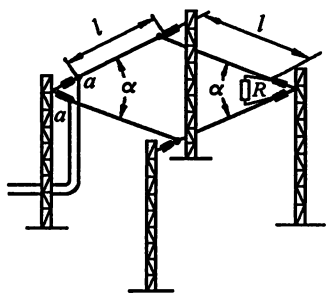


Рис. 2

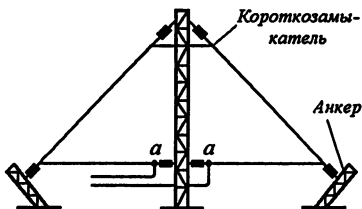


Рис. 3

На рис. 2 показана ромбическая антенна, на рис. 3 — рамочная. На рис. 3 изображена треугольная рамка, но встречаются рамки и иной геометрической формы. В отличие от ромбической, у рамочной антенны, во-первых, концы проводов замкнуты накоротко; во-вторых, электрическая длина (отношение длины провода к длине волны) мала по сравнению с электрической длиной ромбических антенн. Разновидностью рамочных антенн является соленоид, т. е. катушка из нескольких витков. Иногда в качестве антенн применяются катушки, намотанные на ферритовом стержне. Такие антенны называют ферритовыми.

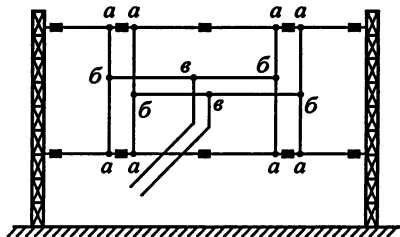


Рис. 4

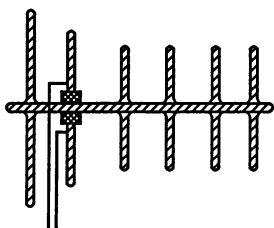


Рис. 5

Синфазная антенна (рис. 4), “волновой канал” (рис. 5), антенна бегущей волны (рис. 6) представляют собой антенные ре-

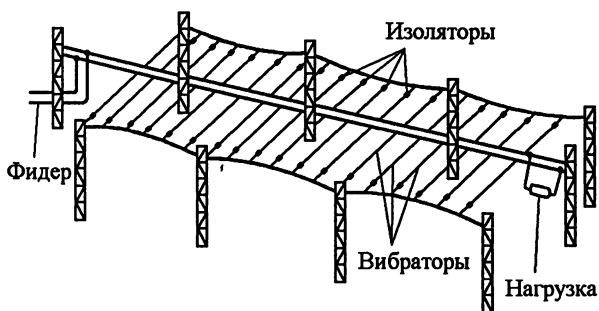


Рис. 6

сетки из симметричных вибраторов. Эти типы вибраторных решеток отличаются между собой разным взаиморасположением диполей и разной системой фидерных линий, связывающих вибраторы. У синфазной антенны вибраторы располагаются в одной плоскости и соединяются между собой, как правило, разветвляющимся фидером. У антенны “волновой канал” вибраторы также располагаются вдоль прямой линии, но, во-первых, не эквидистантно, а, во-вторых, фидер присоединяется только к одному вибратору, а остальные остаются пассивными. У антенны бегущей волны вибраторы располагаются эквидистантно вдоль прямой линии и присоединяются к общему прямолинейному фидеру. Заметим, что рассмотренные выше многовибраторные антенны рассчитаны на питание от одного источника. Наряду с ними применяются антенные решетки с автономным питанием каждого вибратора от отдельного передатчика. В этом случае для обеспечения генерации на одной частоте и фазовой коррекции передатчики синхронизируются.

б) Простейшей *несимметричной* антенной является штырь или вертикальный проводник. На рис. 7 штыревая антенна изображена в виде металлической мачты, установленной на изоляторе и присоединенной к жиле коаксиального кабеля. Антенны Г-образная (рис. 8), Т-образная (рис. 9) и зонтичная (рис. 10) состоят из вертикального проводника, называемого снижением,

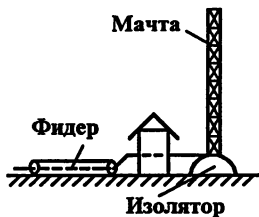


Рис. 7

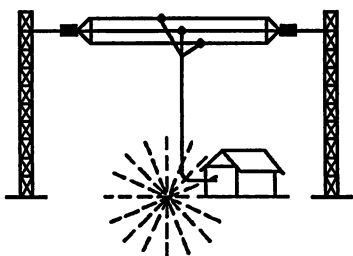


Рис. 9

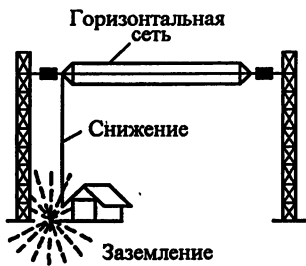


Рис. 8

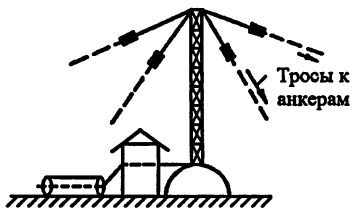


Рис. 10

и сети присоединенных к нему горизонтальных (Г- и Т-образных) или наклонных (зонтичных) проводников. Спиральная антенна (рис. 11) представляет собой провод, свернутый в спираль 2 и присоединенный к жиле коаксиального кабеля 3. Оболочка кабеля присоединяется к экрану 1, выполненному, например, в виде металлического диска, расположенного перпендикулярно оси спирали.

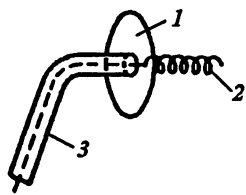


Рис. 11

Как видно из рисунков, симметричные антенны состоят из двух одинаковых частей (см. рис. 1-6), одна из которых через один провод симметричной двухпроводной линии присоединяется к зажиму передатчика (или приемника), а другая часть через такой же провод фидерной линии ко второму зажиму.

Несимметричные антенны (см. рис. 7–10) присоединяются непосредственно (или через жилу коаксиального кабеля) к одному из зажимов передатчика (или приемника). Второй зажим передатчика (приемника) присоединяется к так называемому заземлению. На передающих станциях заземление выполняется в виде густой сети проводов (порядка сотни проводов), уложенных на небольшой глубине. Длина проводов заземления примерно равна высоте мачты. Центр заземления размещается под снижением. У спиральной антенны роль заземления играет экран. Заземление является обязательной частью несимметричных проволочных антенн. Таким образом, несимметричные антенны, также как и симметричные, состоят из двух частей: собственно антенны и заземления, но в отличие от симметричных эти две части у них различны.

1.1.2. К *дифракционным антеннам* относятся: зеркальные, линзовые, волноводно-рупорные, щелевые и т. д.

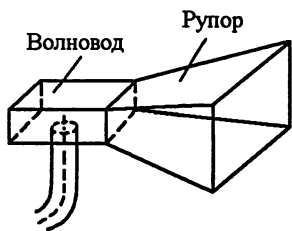


Рис. 12

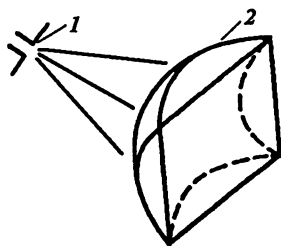


Рис. 13

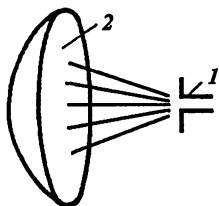


Рис. 14

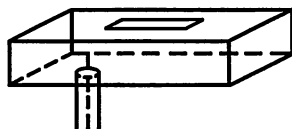


Рис. 15

Рупорные антенны, как показано на рис. 12, состоят из волновода постоянного поперечного сечения, возбуждаемого штырем, и из присоединенного к нему рупора, являющегося также волноводом, но переменного линейно увеличивающегося поперечного сечения. Линзовые (рис. 13) и зеркальные (рис. 14) антенны состоят из двух частей: облучателя 1 в виде симметричного вибратора и линзы 2 (или зеркала 2). Щелевые антенны (рис. 15) представляют собой волновод, в стенке которого прорезана узкая прямоугольная щель.

Таким образом у дифракционных антенн функцию излучения электромагнитных волн выполняет проводочный элемент (например, "штырь"), являющийся их обязательной составной частью. Вторая часть антенны — это зеркало или линза, волновод с рупором или щелью, которые придают излученной волне определенную направленность. Название "дифракционные" эти антенны получили благодаря тому, что в основе образования направленности излучения лежит явление дифракции радиоволн.

1.2. Основы теории излучения электромагнитных волн

Основными в теории излучения и распространения электромагнитных волн являются уравнения Максвелла.

Рассмотрим задачу о нахождении электромагнитного поля (\vec{E} , \vec{H}) при наличии сторонних источников — переменных во времени токов, либо движущихся зарядов. Для этого воспользуемся системой уравнений Максвелла

$$\operatorname{rot} \vec{E} = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}, \quad \operatorname{div} \vec{H} = 0, \quad (1)$$

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{j} + \epsilon_0 \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \quad \operatorname{div} \vec{E} = \frac{\rho_q}{\epsilon_0}, \quad (2)$$

где $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ [Ф/м] — диэлектрическая проницаемость вакуума, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ [Гн/м] — магнитная проницаемость ва-

куума; ρ_q, \vec{j} — плотность сторонних зарядов и токов соответственно.

1.2.1. *Волновое уравнение для векторного и скалярного потенциалов.*

Для определения полей \vec{E} и \vec{H} удобно ввести векторный \vec{A} и скалярный φ потенциалы, удовлетворяющие следующим соотношениям:

$$\mu_0 \vec{H} = \text{rot } \vec{A}, \quad \vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \text{grad } \varphi. \quad (3)$$

Очевидно, что уравнения (3) удовлетворяют первой паре уравнений Максвелла (1). Подставляя (3) во вторую пару уравнений, получим

$$\begin{aligned} \text{rot rot } \vec{A} &= \mu_0 \vec{j} - \frac{1}{c^2} \left(\frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} + \text{grad } \frac{\partial \varphi}{\partial t} \right) \\ \text{div} \left(\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \text{grad } \varphi \right) &= -\frac{\rho_q}{\varepsilon_0}. \end{aligned} \quad (4)$$

Здесь $c = \frac{1}{\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}} = 3 \cdot 10^8 \frac{\text{м}}{\text{сек}}$ — скорость света в вакууме.

Система (4) допускает решение, в результате которого уравнения для потенциалов $\vec{A}(\vec{r}, t)$ и $\varphi(\vec{r}, t)$ могут быть записаны независимо друг от друга. Для этого к системе (4) необходимо добавить следующее дополнительное уравнение, которое называется условием калибровки Лоренца

$$\frac{\partial \varphi}{\partial t} + c^2 \text{div } \vec{A} = 0. \quad (5)$$

Учитывая тождества векторного анализа

$$\text{rot rot } \vec{A} = \text{grad div } \vec{A} - \Delta \vec{A}, \quad \text{div grad } \varphi = \Delta \varphi,$$

приходим к следующим неоднородным волновым уравнениям для векторного и скалярного потенциалов

$$\Delta \vec{A} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \vec{A} = -\mu_0 \vec{j}, \quad \Delta \varphi - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2}{\partial t^2} \varphi = -\frac{\rho_q}{\varepsilon_0}, \quad (6)$$

где $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ — оператор Лапласа. В свободном пространстве при отсутствии источников ($\rho_q = 0$, $\vec{j} = 0$) функции $\varphi(r, t)$ и $\vec{A}(r, t)$ удовлетворяют однородному волновому уравнению, которое описывает сферические электромагнитные волны. В этом случае решение зависит только от скалярной координаты $r = |\vec{r}| = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$. Записав дифференциальный оператор Лапласа, входящий в (6), в сферической системе координат $\{r, \phi, \theta\}$ и положив производные по углам ϕ и θ равными нулю, получаем уравнения вида

$$\begin{aligned} \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial \vec{A}}{\partial r} \right) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{A}}{\partial t^2} &= 0, \\ \frac{1}{r^2} \frac{\partial}{\partial r} \left(r^2 \frac{\partial \varphi}{\partial r} \right) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} &= 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Далее, сделав замену переменных $\vec{\mathcal{A}} = r\vec{A}$, $\Phi = r\varphi$ приходим к волновым уравнениям:

$$\frac{\partial^2 \vec{\mathcal{A}}}{\partial r^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{\mathcal{A}}}{\partial t^2} = 0, \quad \frac{\partial^2 \Phi}{\partial r^2} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \Phi}{\partial t^2} = 0. \quad (8)$$

Следовательно, решениями уравнений (7) для векторного и скалярного потенциалов являются расходящаяся и сходящаяся сферические волны

$$\begin{aligned} \vec{A}(r, t) &= \frac{\vec{\mathcal{A}}_1(t - r/c)}{r} + \frac{\vec{\mathcal{A}}_2(t + r/c)}{r}, \\ \varphi(r, t) &= \frac{\Phi_1(t - r/c)}{r} + \frac{\Phi_2(t + r/c)}{r}. \end{aligned} \quad (9)$$

Функции, зависящие от переменной $(t - r/c)$, описывают волну, распространяющуюся в направлении \vec{r} от начала координат. Эта волна является расходящейся. Её амплитуда убывает как $1/r$, а скорость распространения равна скорости света $c = r/t$.

Вторая волна, описываемая потенциалами, зависящими от переменной $(t + r/c)$, распространяется в направлении $-r$. Данное решение имеет смысл, если существует сферическая волна, сходящаяся к началу координат. В свободном пространстве такие волны обычно отсутствуют, поэтому функции $\Phi_2(t + r/c)$ и $\vec{A}_2(t + r/c)$ следует положить равными нулю.

Потенциалы, создаваемые в точке (r, t) переменными во времени точечным зарядом $q(t)$ и элементом тока $J\vec{l}$, находящимися в точке с координатами $r = 0, t = 0$, равны

$$\varphi(r, t) = \frac{q(t - r/c)}{4\pi\epsilon_0 r}, \quad \vec{A}(r, t) = \frac{\mu_0 J\vec{l}(t - r/c)}{4\pi r}. \quad (10)$$

При $r/c \ll t$ выражение для $\varphi(r, t)$ совпадает с электростатическим потенциалом точечного заряда. При произвольных r и t потенциал $\varphi(r, t)$ определяется значениями $q(t - r/c)$ в более ранний момент времени $t' = t - r/c$. Величина $\tau = t - t' = r/c$ представляет время запаздывания сигнала. Это время необходимо, чтобы электромагнитное возмущение дошло из точки $(t = 0, r = 0)$ в точку (t, r) . Волновым фронтом называется геометрическое место точек, до которых доходит возмущение в момент времени t , т. е. сфера радиуса r .

1.2.2. *Общее решение волнового уравнения для потенциалов.*

Можно показать, что общее решение скалярного и векторного волновых уравнений (6) в прямоугольной системе координат записывается в виде:

$$\varphi(x, y, z, t) = \frac{1}{4\pi\epsilon_0} \int_{V'} \frac{\rho_q(x', y', z', t') dV'}{R},$$

$$\vec{A}(x, y, z, t) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{V'} \frac{\vec{j}(x', y', z', t') dV'}{R},$$

где $R = |\vec{r} - \vec{r}'| = \sqrt{(x - x')^2 + (y - y')^2 + (z - z')^2}$ — расстояние между элементарным зарядом $\rho_q dV'$ (или элементарным то-

ком), сосредоточенным в точке (x', y', z') , и точкой наблюдения (x, y, z) ; $t' = t - r/c$, интегрирование производится по объему V' занятому зарядами или токами.

1.3. Диполь Герца (элементарный электрический излучатель)

Под понятием диполь Герца в курсе электродинамики понимается нить с током, обладающая следующими свойствами: 1) она прямолинейна; 2) её длина l очень мала по сравнению с длиной электромагнитной волны λ ($l \ll \lambda$); 3) амплитуда и фаза тока одинаковы по всей длине. Для определенности в этом разделе рассматривается излучение элементарного тока $J(z, t) dz$, ориентированного вдоль вертикальной оси z и занимающего отрезок длины l , центр которого находится в начале координат $r = 0$, а амплитуда изменяется по гармоническому закону $J = J_0 \exp\{-i\omega t\}$. Следовательно, амплитуда и фаза тока одинаковы по всей длине диполя.

Решение для гармонического в пространстве векторного потенциала $\vec{A}(\vec{r}, t) \sim \exp\{ik\vec{r}\}$ в точке наблюдения P , находящейся на расстоянии \vec{r} от начала координат имеет вид

$$\vec{A}(\vec{r}, t) = \frac{\mu_0 \vec{e}_z}{4\pi} \int_{-l/2}^{l/2} J(z', t) \frac{\exp\{ik|\vec{r} - \vec{r}'|\}}{|\vec{r} - \vec{r}'|} dz' \simeq \quad (11a)$$

$$\simeq \frac{\mu_0 \vec{l}}{4\pi r} J_0 \exp\{-i\omega t + ikr\}. \quad (11b)$$

Здесь $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$, $r' = z'$, $\vec{l} = \vec{e}_z l$; интегрирование проводится по оси $-l/2 < z' < +l/2$ в области существования тока, $k = \frac{\omega}{c} = \frac{2\pi}{\lambda}$. При выполнении условий $l \ll r$ и $l \ll \lambda$, разностью между значениями $|\vec{r} - \vec{r}'|$ и r , а также запаздыванием тока по фазе за счет аргумента в показателе экспоненты $ik|\vec{r} - \vec{r}'|$

можно пренебречь. Используя связь между индукцией магнитного поля и векторным потенциалом, вычислим магнитное поле сферической волны

$$\vec{H} = \frac{1}{\mu_0} \operatorname{rot} \vec{A} = \vec{e}_\phi \cdot \frac{(J_0 l) k}{r} \left(\frac{1}{kr} - i \right) \sin \theta \cdot \exp\{-i\omega t + ikr\}. \quad (12)$$

При вычислении $\operatorname{rot} \vec{A}$ было использовано тождество векторного анализа

$$\operatorname{rot} \left(\frac{J\vec{l}}{r} \right) = \frac{1}{r} \operatorname{rot} (J\vec{l}) + \left[\operatorname{grad} \frac{1}{r} \times J\vec{l} \right],$$

в котором

$$\operatorname{rot} (J\vec{l}) = ikJ [\vec{l} \times \vec{e}_r], \quad \operatorname{grad} \frac{1}{r} = -\frac{1}{r^2} \cdot \vec{e}_r,$$

здесь $\vec{e}_r = \vec{r}/r$ — единичный вектор в направлении \vec{r} ; \vec{e}_ϕ — единичный вектор в направлении азимутального угла ϕ в сферической системе координат (r, θ, φ) .

Выражение для электрического поля элементарного вибратора в свободном пространстве может быть найдено из первого уравнения второй пары уравнений Максвелла (2)

$$\begin{aligned} \vec{E} &= \frac{1}{i\omega\epsilon_0} \operatorname{rot} \vec{H} = \frac{(J_0 l) k}{r} \frac{1}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} \times \\ &\times \left[\vec{e}_r \left(\frac{2i}{k^2 r^2} + \frac{2}{kr} \right) \cos \theta + \vec{e}_\theta \left(\frac{i}{k^2 r^2} + \frac{1}{kr} - i \right) \sin \theta \right] \times \\ &\times \exp\{-i\omega t + ikr\}. \end{aligned} \quad (13)$$

Далее множитель $e^{-i\omega t}$, показывающий, что рассматриваются монохроматические колебания во времени, будем опускать.

Поле диполя Герца условно делится на три зоны: ближнюю, или зону индукции ($kr \ll 1$), дальнюю, или зону излучения ($kr \gg 1$), и промежуточную зону ($kr \sim 1$). В зоне индукции составляющие поля главным образом определяются слагаемыми

с наибольшей степенью $\frac{1}{kr}$. Следовательно, электрическое поле меняется обратно пропорционально третьей степени расстояния r , что соответствует электрическому полю статического диполя), а магнитное поле обратно пропорционально второй степени расстояния r (соответствует магнитному полю, создаваемому элементом постоянного тока). Отметим, что в ближней зоне поле диполя Герца квазистационарно. Электрические и магнитные поля имеют между собой сдвиг фаз $\pi/2$ (т.е. находятся в квадратуре).

Далее учтем, что на больших расстояниях от источника $r \rightarrow \infty$ электромагнитную волну можно рассматривать как локально плоскую и использовать следующие соотношения между напряженностями электрического и магнитного полей

$$\vec{H} = \frac{ikJ_0}{4\pi r} [\vec{l} \times \vec{e}_r], \quad \vec{E} = R_{\text{в}} [\vec{H} \times \vec{e}_r], \quad (14)$$

где $R_{\text{в}} = \sqrt{\mu_0/\epsilon_0} = 120\pi$ (Ом) — волновое сопротивление вакуума. Обратим внимание на то, что в волновой зоне вектор \vec{E} имеет только компоненту E_{θ} , магнитное поле имеет только азимутальную компоненту H_{ϕ} . При вычислении соотношений (14) мы пренебрегли слагаемыми, которые содержат поправки по параметру $\frac{1}{(kr)^m}$ со степенями m , большими единицы.

Итак, основным свойством электромагнитного излучения диполя Герца является следующее: создаваемое переменным током электромагнитное поле пропорционально первой степени параметра $1/r$. Оно убывает с расстоянием значительно медленнее, чем квазистатическое электрическое поле точечного заряда, которое пропорционально $\propto 1/r^2$, и квазистатическое магнитное поле рамки с током ($\propto 1/r^3$).

Таким образом, в зоне излучения компоненты поля определяются слагаемым с наименьшей степенью $\frac{1}{kr}$. Для составляю-

щих поля в зоне излучения имеют место следующие выражения:

$$E_{\theta} = -i \frac{30 k I_0 l}{r} \sin \theta \cdot e^{ikr}, \quad H_{\varphi} = \frac{E_{\theta}}{120 \pi}, \quad (15)$$

$$E_r \approx E_{\varphi} \approx 0, \quad H_r \approx H_{\theta} \approx 0.$$

Из приведенных формул видно, что электрическое поле диполя Герца в зоне излучения характеризуется амплитудой равной $|E_{\theta}| = \frac{30 k I_0 l \sin \theta}{r}$, фазой $\arg E_{\theta} = \frac{\pi}{2} - kr$ и линейной поляризацией $\vec{E} = E(r) \sin \theta \cdot \vec{e}_{\theta}$. Поэтому, как правило, для зоны излучения приводится лишь значение электрического поля, поскольку в этой зоне \vec{E} отличается от \vec{H} лишь множителем $R_{\text{в}} = 120 \pi$.

1.4. Поле излучения симметричного вибратора конечной длины

Симметричный вибратор является простейшей антенной, а также составным элементом многих сложных антенных систем. Он представляет собой прямолинейный цилиндрический проводник конечной длины $2l$ и радиуса a , запитываемый в центре генератором высокой частоты (см. рис. 16). Присоединение ВЧ генератора к антенне производится посредством двухпроводного фидера. Под воздействием генератора в вибраторе возникают электрические токи.

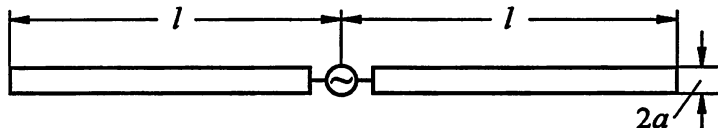


Рис. 16

Как указывалось выше, у антенн малых размеров (например, диполь Герца) в зависимости от расстояния различают

зоны: ближнюю ($kr \ll 1$), промежуточную ($kr \approx 1$) и дальнюю ($kr \gg 1$). Для антенн конечных размеров (с длиной порядка λ и больше) принята следующая терминология: 1) ближняя зона ($kr \ll 1$); 2) промежуточная зона, или зона Френеля, где $\frac{kl^2}{2r} \lesssim 2\pi$, но $\frac{kl^3}{2r^2} \ll 2\pi$; 3) зона Фраунгофера, где $\frac{1}{2} \frac{kl^2}{r} \ll 2\pi$.

Распределение тока вдоль симметричного вибратора может быть определено, например, методом теории длинных линий. В предположении синусоидального распределения тока (которое близко к реальному) вдоль вибратора, ориентированного вдоль оси z ,

$$I = I_0 \sin k(l - |z|), \quad (16)$$

в зоне Фраунгофера из формулы (11а) может быть получено следующее выражение для поля симметричного вибратора:

$$\vec{E} = -i \frac{30 k I_0 \sin \theta e^{ikr} \vec{e}_\theta}{r} \int_{-l}^l \sin k(l - |z'|) e^{-ikz' \cos \theta} dz', \quad (17)$$

где $r = \sqrt{x^2 + y^2 + z^2}$ — расстояние от центра вибратора до точки наблюдения (x, y, z) , θ — угол между направлением тока в вибраторе и вектором \vec{r} , $2l$ — длина вибратора.

Заметим, что при написании этого выражения предполагалось, что на очень больших расстояниях (где имеет место условие $\frac{1}{2} \frac{kl^2}{r} \ll 2\pi$) в формуле (11а) можно положить $r' \approx r - z' \cos \theta$. Это приближение означает, что лучи, идущие из разных точек антенны в точку приема, считаются параллельными. Выполняя интегрирование в (17) получаем:

$$\begin{aligned} \vec{E} &= E(r) \vec{e}_\theta \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta}; \\ E(r) &= i \frac{60 I_0}{r} e^{ikr}. \end{aligned} \quad (18)$$

Поле симметричного вибратора, расположенного в плоскости перпендикулярной к оси OZ (вдоль оси OX), определяется

выражением вида:

$$\vec{E} = E(r) \left[\vec{e}_\theta \frac{\cos(kl \sqrt{1 - \cos^2 \theta \cos^2 \varphi}) - \cos kl}{\cos \theta \cos \varphi} + \right. \\ \left. + \vec{e}_\varphi \frac{\cos(kl \cos \varphi) - \cos kl}{\sin \varphi} \right]. \quad (19)$$

Два взаимно перпендикулярных вибратора, ориентированных один вдоль оси Z , а другой по оси X и питаемые в квадратуре образуют турникетную антенну. Из приведенных выражений видно, что поле излучения в такой антенне является сложной функцией сферических координат θ , φ , однако в зоне Фраунгофера зависимость от расстояния r одинакова у всех антенн, и такая же как у сферической волны.

Компоненты электрического поля E_θ и E_φ в зоне Фраунгофера в общем случае можно представить в виде:

$$E_\theta = E(r) f_1(\theta, \varphi) e^{i\Phi_1(\theta, \varphi)}, \\ E_\varphi = E(r) f_2(\theta, \varphi) e^{i\Phi_2(\theta, \varphi)}. \quad (20)$$

Функции от угловых координат θ и φ вида $f(\theta, \varphi) e^{i\Phi(\theta, \varphi)}$ называются диаграммами направленности соответствующих составляющих поля. При этом функции $f(\theta, \varphi)$ называются амплитудными, а аргументы $\Phi(\theta, \varphi)$ — фазовыми диаграммами направленности.

1.5. Диаграмма направленности симметричного вибратора

Из выражения (18) следует, что диаграмма направленности симметричного вибратора описывается функцией:

$$f_{\text{св}}(\theta, \varphi) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta} \quad (21)$$

(индекс “св” обозначает “симметричный вибратор”). При этом в плоскости $\theta = \pi/2$ диаграмма направленности $f_{\text{св}}\left(\frac{\pi}{2}, \varphi\right) = 1 - \cos kl = \text{const}$, т. е. имеет вид круга, также как и у диполя Герца.

При $kl \ll 1$ (вибратор малой электрической длины), в результате разложения числителя выражения (21) в ряд по степеням kl и пренебрежения высшими степенями разложения, получаем:

$$f_{\text{св}}(\theta) = \frac{(kl)^2}{2} \sin \theta, \quad E \approx -i \frac{30 kl}{r} I_{\text{вх}} \sin \theta e^{ikr}, \quad (22)$$

где $I_{\text{вх}} = I_0 \sin kl \approx I_0 kl$ — ток на входных зажимах вибратора. Легко видеть, что поле излучения вибратора длиной $2l$ при $kl \ll 1$ совпадает с полем излучения диполя Герца длиной l , у которого ток равен $I_{\text{вх}}$.

Из формулы (21) нетрудно получить, что диаграмма направленности полуволнового вибратора ($2l = \lambda/2$) и волнового вибратора ($2l = \lambda$) соответственно записываются в виде:

$$f_{\text{св}}(\theta, \varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \Bigg|_{kl=\frac{\pi}{2}}, \quad (23)$$

$$f_{\text{св}}(\theta, \varphi) = 2 \frac{\cos^2\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \Bigg|_{kl=\pi}. \quad (24)$$

В обоих случаях диаграмма направленности $f_{\text{св}}$ монотонно возрастает от нулевого до некоторого максимального значения (см. рис. 17, а). Таким образом, при всех значениях θ форма диаграммы направленности сохраняется одинаковой (в виде восьмерки), при этом с увеличением kl лепестки сужаются.

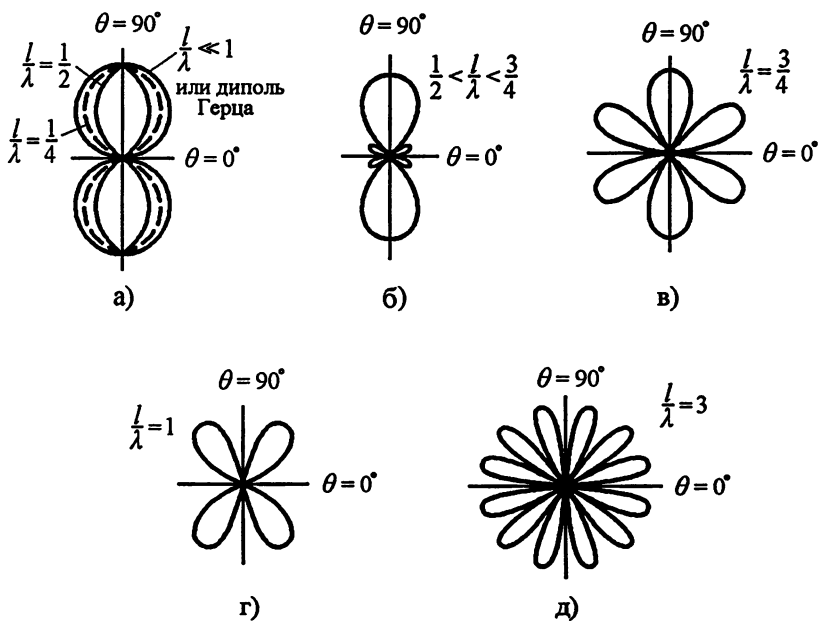


Рис. 17

При $2l = \frac{3}{2}\lambda$ и $2l = 2\lambda$ из формулы (21) для диаграммы направленности соответственно получаем выражения

$$f_{\text{св}}(\theta, \varphi) = \frac{\cos\left(\frac{3\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \Bigg|_{kl = \frac{3\pi}{2}}, \quad (25)$$

$$f_{\text{св}}(\theta, \varphi) = -2 \frac{\sin^2(\pi \cos \theta)}{\sin \theta} \Bigg|_{kl = 2\pi}. \quad (26)$$

Эти функции представлены на рис. 17, в и 17, г. Сужение основного лепестка диаграммы направленности приводит к усилению направленности излучения (см. рис. 17, а), появление дополнительных лепестков характеризует ослабление направленности

излучения (рис. 17, б, в, г). Такой ход зависимости диаграммы направленности от электрического размера антенны l/λ можно объяснить тем, что при $2l \lesssim \lambda$ ток во всех точках вибратора имеет почти одинаковую фазу, а при $2l > \lambda$ на вибраторе появляются участки противоположной фазы. На рис. 17, д изображена диаграмма направленности симметричного вибратора при $kl = 6\pi$. В каждом квадранте три лепестка примерно одинакового уровня, при этом основной лепесток (при $\theta = 90^\circ$) отсутствует.

Отметим, что если бы удалось избежать на вибраторе участков с противофазным током, то направленность излучения симметричного вибратора продолжала бы расти с увеличением параметра l/λ . Для получения острой диаграммы направленности наиболее целесообразным оказалось применять систему из вибраторов, имеющих длину каждого не более одной длины волны, и обеспечивать их синфазность параллельным питанием. Такая система вибраторов называется синфазной антенной (см. рис. 4). Диаграмма направленности $f(\theta)$ волнового синфазного вибратора записывается в виде:

$$f(\theta, \varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}{\sin \theta} \frac{\sin(\pi n \cos \theta)}{\sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)}, \quad (27)$$

где n — число вибраторов.

1.6. Мощность и сопротивление излучения. Входное сопротивление

1.6.1. Мощность излучения.

Расчет мощности излучения производится на основе теоремы Пойнтинга: мощность подводимая к антенне от генератора расходуется на тепловые потери, реактивную мощность запасенную в объеме V и мощность выходящую из объема V .

Теорема имеет следующую математическую формулировку:

$$\int_V (\vec{E}^{\text{ст}} \vec{j}^*) dV = \int_V \frac{j^2}{\sigma} dV - 2i\omega \int_V \left(\frac{\mu H^2}{2} + \frac{\varepsilon E^2}{2} \right) dV + \int_s [\vec{E} \times \vec{H}^*]_n ds. \quad (28)$$

Индексы V и s у интегралов означают соответственно интегрирование по объему и по поверхности, окружающей рассматриваемый объем, индекс n — проектирование на нормаль к поверхности s , $\vec{E}^{\text{ст}}$ — напряженность стороннего электрического поля, \vec{j} — плотность тока, σ — проводимость, значок * — комплексно-сопряженная величина.

Интеграл в левой части равенства равен мощности подводимой к рассматриваемому объему (к антенне), а интегралы в правой части показывают на что тратится подводимая мощность и отвечают соответственно: мощности джоулевых потерь, реактивной мощности электрических и магнитных полей, мощности излучения. Будем считать провода антенны идеальными проводниками ($\sigma \rightarrow \infty$), а изоляторы, используемые в антенне, идеальными диэлектриками ($\vec{j} = 0$), тогда вещественную часть соотношения (28) можно записать в виде:

$$\text{Re} \int_V (\vec{E}^{\text{ст}} \vec{j}^*) dV = \text{Re} \int_s [\vec{E} \times \vec{H}^*]_n ds. \quad (29)$$

Из (29) следует, что мощность излучения антенны может быть вычислена двумя способами: использование интеграла, стоящего в левой части (29), — это расчет по методу наводимых ЭДС; использование интеграла, стоящего в правой части, — это расчет по методу, основанном на применении вектора Пойнтинга. Оба метода эквивалентны и приводят к одинаковому результату. Как правило, в случае простейших антенн предпочтение отдается методу вектора Пойнтинга, в случае более сложных антенн — методу наводимых ЭДС.

Определим мощность излучения симметричного вибратора по методу вектора Пойнтинга:

$$P_{\text{св}} = \operatorname{Re} \int_s [\vec{E} \times \vec{H}^*]_n = \oint_s \vec{S} ds, \quad \vec{S} = [\vec{E} \times \vec{H}^*]_n. \quad (30)$$

Выбирая в качестве поверхности интегрирования сферу большого радиуса с центром в средней точке вибратора, получаем:

$$P_{\text{св}} = \int_0^\pi d\varphi \int_0^\pi S r^2 \sin \theta d\theta = 60 I_0^2 \int_0^\pi f_{\text{св}}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta. \quad (31)$$

Входящая в формулу (31) величина $S = \frac{E^2}{R_{\text{в}}}$ есть мощность излучения единицы площади фронта волны и называется интенсивностью излучения. (Напомним, что $R_{\text{в}} = 120 \pi \text{ Ом}$.)

1.6.2. Сопротивление излучения.

Отношение мощности излучения к квадрату амплитуды тока называется сопротивлением излучения:

$$R = \frac{P_{\text{св}}}{I_0^2} = 60 \int_0^\pi f_{\text{св}}^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta. \quad (32)$$

Сопротивление излучения симметричного вибратора, вычисленное по формуле (32) с использованием выражения (21), записывается в виде:

$$R = 60 [C + \ln(2kl) - \operatorname{ci}(2kl)] + 30 [C + \ln(kl) - 2 \operatorname{ci}(2kl) + \operatorname{ci}(4kl)] \cos(2kl) + 30 [\operatorname{si}(4kl) - 2 \operatorname{si}(2kl)] \sin(2kl), \quad (33)$$

где $C = 0,577$ — постоянная Эйлера; si и ci — соответственно интегральные синус и косинус

$$\operatorname{si} = - \int_x^\infty \frac{\sin t}{t} dt, \quad \operatorname{ci} = - \int_x^\infty \frac{\cos t}{t} dt.$$

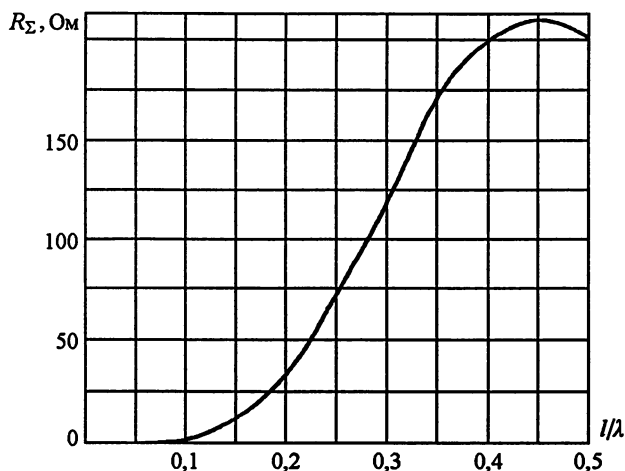


Рис. 18

На рис. 18 приведена зависимость сопротивления излучения от параметра l/λ . Обратим внимание, что сопротивление излучения полуволнового ($2l = \lambda/2$) и волнового ($2l = \lambda$) вибраторов соответственно равны: $R \simeq 73 \text{ Ом}$, $R \simeq 200 \text{ Ом}$.

В случае $kl \ll 1$ принято определять сопротивление излучения как отношение мощности излучения к квадрату тока на входе вибратора:

$$R_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{вх}}}{I_{\text{вх}}^2} = 20(kl)^2. \quad (34)$$

Учитывая связь между $I_{\text{вх}}$ и I_0 , можно получить, что

$$R_{\text{вх}} = \frac{R}{\sin^2 kl}. \quad (35)$$

Величина входного импеданса $Z_{\text{вх}}$ симметричного вибратора может быть рассчитана по методу длинных линий с учетом затухания; при $l \leq \lambda/4$:

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} - iX_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} - iW_0 \text{ ctg } kl. \quad (36)$$

Здесь $W_0 = 120 \left[\ln \left(\frac{l}{a} \right) - 1 \right]$ — эквивалентное волновое сопротивление симметричного вибратора, a — радиус вибратора.

1.6.3. Действующая длина.

Заменим симметричный вибратор длины $2l$ эквивалентной антенной длины l_g с однородным распределением амплитуды тока по всей его длине, равным величине тока на входе симметричного вибратора (см. рис. 16). В качестве условия эквивалентности принимается равенство полей вибратора и эквивалентной антенны в направлении главного максимума излучения $\theta = \pi/2$. Действующей длиной симметричного вибратора называется длина l_g такой эквивалентной антенны. Вычисляя поле излучения симметричного вибратора в направлении максимума, получаем выражение для действующей длины симметричного вибратора в виде:

$$l_g = \frac{2(1 - \cos kl)}{k \sin kl}. \quad (37)$$

Введем выражение для нормированной диаграммы направленности:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f_{\text{св}}(\theta, \varphi)}{f_{\text{св}}\left(\frac{\pi}{2}, \varphi\right)} = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos kl}{\sin \theta (1 - \cos kl)}. \quad (38)$$

Максимальное значение $F(\theta, \varphi)$ равно единице, поэтому это выражение и получило название нормированной диаграммы направленности составляющих поля. Пользуясь выражениями для действующей длины l_g (37) и для нормированной диаграммы направленности $F(\theta, \varphi)$ (38) можно написать поле излучения любой антенны в унифицированной форме:

$$E_\theta = -i \frac{30 k I_{\text{вх}} l_g}{r} F(\theta, \varphi) e^{ikr}. \quad (39)$$

2. ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ АНТЕННЫ

2.1. Диаграмма направленности антенны

В разделе 1.4 было введено понятие диаграммы направленности для составляющих поля $F(\theta, \varphi)$.

Диаграммой направленности антенны (ДН) по мощности называется распределение по угловым координатам излучаемого антенной (либо поглощаемого ею из падающей плоской волны) плотности потока мощности. Наглядное представление о направленности излучения антенны дает графическая зависимость характеристик излучения (модуля комплексной амплитуды или потока мощности) от угловых координат.

Диаграмма направленности нормируется так, что либо величина функции $f(\theta, \varphi)$ (см. (38)) в некотором главном направлении (обычно в направлении максимума) полагается равной единице, т. е. $F(\theta_0, \varphi_0) = 1$, либо полная излученная мощность полагается равной единице, т. е. $\int_{4\pi} F d\Omega = 1$.

В диаграмме направленности обычно выделяют главный лепесток, в котором концентрируется основная часть мощности, излучаемой антенной, и боковые и задние лепестки. Главный лепесток характеризуется либо угловой шириной на уровне половинной мощности $\Delta\theta_{0,5}$, либо угловой шириной между первыми нулями $\Delta\theta_{\text{гл}} \cong 2\Delta\theta_{0,5}$. Величину $\Delta\theta_{0,5}$ в градусах можно оценить по приближенной формуле

$$\Delta\theta_{0,5} \approx 70 \lambda/d \text{ [град]},$$

где λ — длина волны; d — диаметр раскрыва.

2.2. Коэффициент рассеяния

Коэффициент рассеяния β_Ω характеризует долю мощности, излучаемой антенной вне какого-либо телесного угла Ω . Внутри

телесного угла Ω излучается, таким образом, доля мощности $(1 - \beta_\Omega)$, связанная с диаграммой направленности соотношением

$$1 - \beta_\Omega = \int_{\Omega} F d\Omega / \int_{4\pi} F d\Omega,$$

отсюда

$$1 - \beta_{\Omega_i} = (1 - \beta_\Omega) \frac{\int_{\Omega_i} F d\Omega}{\int_{\Omega} F d\Omega}.$$

Если Ω охватывает главный лепесток диаграммы, то $\beta_\Omega = \beta_{\text{гл}} = \beta_6 + \beta_3$, где β_6 и β_3 — соответственно доли мощности, излученные антенной по боковым и задним лепесткам. Несмотря на то, что в используемых антеннах уровень боковых и задних лепестков обычно бывает весьма мал (порядка $10^{-3} \div 10^{-7}$ от максимального уровня), доля мощности, излучаемая по этим лепесткам, оказывается существенной и составляет от 20 до 40%. Это связано с тем, что боковые и задние лепестки занимают практически весь телесный угол 4π , что значительно больше телесного угла главного лепестка. Рассчитано, что коэффициент рассеяния $\beta_{\text{гл}}$ для синфазного раскрыва изменяется от 17% при равномерном облучении зеркала до 4% при спадании уровня освещения к краям на 10 Дб и до 2,3% при нулевом освещении краев.

Указанные значения получены исходя из амплитудного распределения поля в раскрыве антенны, в них не учтены: рассеяние энергии облучателя, кроссполяризация, рассеяние мощности в задних лепестках диаграммы, экранировка раскрыва облучающим устройством и рассеяние мощности из-за неровностей поверхности антенны. Перечисленные факторы могут значительно увеличивать коэффициент рассеяния реальных антенн.

Если предположить, что боковые и задние лепестки распределены в пространстве изотропно и имеют постоянный уро-

вень a , то очевидно, что

$$1 - \beta_{\text{гн}} \simeq \frac{1}{1 + a\mathcal{D}_{\text{гн}}}, \quad (40)$$

где

$$\mathcal{D}_{\text{гн}} = 4\pi F_{\text{max}} \left/ \int_{\Omega_{\text{гн}}} F d\Omega \right.$$

— коэффициент направленного действия относительно главного лепестка диаграммы, характеризующий направленные свойства антенны.

2.3. Коэффициент направленного действия

Коэффициентом направленного действия (КНД) \mathcal{D} называется отношение интенсивности излучения S (величины вектора Пойнтинга) в направлении главного максимума излучения к среднему значению интенсивности излучения по всем направлениям:

$$\mathcal{D} = \frac{S_{\text{max}}}{\frac{1}{4\pi r^2} \oint_s S ds}. \quad (41)$$

Используя выражение для вектора Пойнтинга S (30) формулу (41) можно переписать в виде:

$$\mathcal{D} = \frac{r^2 E_{\text{max}}^2}{3P}, \quad (42)$$

где E_{max}^2 — квадрат действующего значения напряженности электрического поля в направлении максимума излучения, P — мощность излучения.

КНД приближенно можно рассчитать через ДН антенны

$$\mathcal{D}_{\text{max}} = 4\pi k_{\text{п}} / \Delta\theta_{0,5} \Delta\varphi_{0,5}, \quad (43)$$

где $k_{\text{п}}$ — коэффициент использования поверхности, учитывающий, что часть мощности уходит в боковые и задние лепест-

ки ДН, а апертура облучается неравномерно. Можно определить КНД также путем сравнения с изотропным излучателем: КНД — величина, показывающая во сколько раз мощность, излучаемая изотропной антенной, должна быть больше мощности, излучаемой данной антенной при равенстве полей, возбуждаемых ими в определенном направлении. Таким образом, КНД показывает выигрыш по мощности по отношению к изотропному излучателю, который получается в направлении главного максимума за счет концентрации излучения в этом направлении.

На рис. 19 изображена зависимость КНД от параметра l/λ для случая синусоидального распределения тока вдоль симметричного вибратора. Из рисунка видно, что при длине $l \lesssim 0,7\lambda$ (см. рис. 17) происходит уменьшение КНД, связанное с возникновением противофазных токов.

Симметричный вибратор — это слабонаправленная антенна, его КНД мал. Значения КНД для разных антенн, заключены в пределах от 1,5 (элементарный вибратор) и 1,64 (полуволновой вибратор) до 10^8 (зеркальные антенны с большим отношением d/λ). В настоящее время используются синфазные антенны, имеющие КНД порядка $10^4 \div 10^5$ и больше.

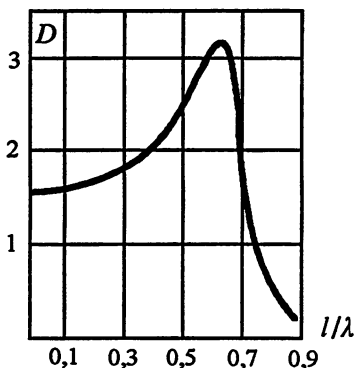


Рис. 19

Из (40) видно, что в случае остронаправленных антенн достаточно совершенно незначительного уровня боковых и задних лепестков, чтобы существенно уменьшить долю мощности, излучаемой в направлении главного лепестка. Например, при $D_{\text{гн}} = 10^3$ и $a = 10^{-4}$ получено, что $(1 - \beta_{\text{гн}}) = 0,9$, т. е. в направлении боковых и задних лепестков излучается 10% мощности.

2.4. Коэффициент усиления. Коэффициент полезного действия

Для учета джоулевых потерь вводится понятие коэффициента усиления антенны.

Коэффициентом усиления G называется отношение интенсивности излучения антенны в направлении главного максимума к средней интенсивности, которая имела бы место, если бы излучалась вся поступающая от передатчика мощность P_0

$$G = \frac{[\vec{E} \times \vec{H}^*]_{n, \max}}{\frac{1}{4\pi r^2} P_0} \quad (44)$$

или

$$G = \eta D, \quad (45)$$

где η — коэффициент полезного действия антенны.

Понятие коэффициента полезного действия (КПД) вводится потому, что не вся подводимая мощность излучается антенной. Под КПД понимается отношение мощности излучения P к полной мощности P_0 , подводимой к антенне: $\eta = \frac{P}{P_0}$.

Таким образом G учитывает КПД антенны. По определению G — величина, показывающая, во сколько раз мощность, подводимая к изотропной антенне без потерь, должна быть больше мощности, подводимой к реальной антенне, чтобы были равны возбуждаемые ими в направлении (θ, φ) электрические и магнитные поля.

Если воспользоваться унифицированной формулой для электрического поля (39), то можно получить следующую общую формулу для коэффициента усиления:

$$G = \frac{30 k^2 I_g^2}{R_{вх}}. \quad (46)$$

Приведенная формула справедлива для антенн любой конструкции.

Таким образом, при определении коэффициента усиления G сравниваются мощности, подводимые к изотропной и рассматриваемой антенне, в то время как при определении КНД сравниваются излучаемые ими мощности.

2.5. Эффективная площадь

Под эффективной площадью антенны понимается площадь поверхности со свойствами абсолютно черного тела, установленной перпендикулярно к направлению распространения волны и поглощающей мощность, равную мощности, поглощаемой антенной в оптимальном режиме работы:

$$\sigma_{\text{эф}} = \frac{l_g^2 30 \pi}{R_{\text{вх}}} . \quad (47)$$

Оптимальным режимом работы антенны называется режим, при котором во входной цепи приемника выделяется наибольшая мощность сигнала. Для этого необходимо, чтобы: 1) главный максимум диаграммы направленности антенны совпадал с направлением прихода волны; 2) сопротивление приемника было согласовано с входным импедансом антенны: $R_{\text{пр}} = R_{\text{вх}}$, $X_{\text{пр}} = -X_{\text{вх}}$, где $R_{\text{пр}}$ и $X_{\text{пр}}$ — активное и реактивное сопротивления приемника соответственно. В оптимальном режиме мощность, принимаемая антенной, $P_{\text{опт}} = \frac{E^2 l_g^2}{4 R_{\text{вх}}} .$

Эффективная площадь приемной антенны $\sigma_{\text{эф}}$ связана с коэффициентом направленного действия соотношением:

$$\sigma_{\text{эф}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D . \quad (48)$$

Отношение эффективной площади к геометрической площади раскрыва антенны называется коэффициентом использования поверхности ($k_{\text{п}} = \sigma_{\text{эф}}/\sigma_{\text{г}}$), значение которого обычно лежит в пределах 0,4–0,7.

Коэффициент использования можно представить в виде произведения апертурного коэффициента использования g , учитывающего неравномерность распределения амплитуды поля E в раскрыве,

$$g = \left| \int_{\sigma_r} E d\sigma \right|^2 / \sigma_r \int_{\sigma_r} E^2 d\sigma$$

на величину $(1 - \beta_{гп})$, т. е. $k_{п} = g(1 - \beta_{гп})$.

Коэффициент использования в общем виде можно записать как:

$$k_{п} = g\eta_1 \eta_2 \eta_3,$$

где η_1 — коэффициент, учитывающий рассеяние облучателя, т. е. излучение части энергии облучателя вне телесного угла, охватывающего зеркало; η_2 — коэффициент, учитывающий рассеяние энергии опорами и облучателем; η_3 — коэффициент, учитывающий уменьшение КНД из-за погрешности изготовления поверхности зеркала:

$$\eta_3 = \exp \left\{ - \left(\frac{4\pi\sigma}{\lambda} \right)^2 \right\},$$

где σ — среднеквадратичное отклонение действительной поверхности зеркала от расчетной (например, при $\sigma = 0,04 \lambda$ КНД падает на 20%).

Экспериментальный и теоретический анализ показывает, что для больших зеркал, диаметр которых составляет $(500 \div \div 1000) \lambda$, максимальный коэффициент использования достигает величины 0,55 при уровне облучения края 10 дБ и угловом раскрыве 100° , а при уровне облучения края 20 дБ максимальный $k_{п} \simeq 0,45$. В многозеркальных антеннах принципиально при малом рассеянии может быть получен высокий коэффициент использования $k_{п} \sim 0,6 \div 0,7$.

2.6. Шумовая температура антенны

При работе антенны в реальных условиях кроме полезного сигнала принимается фоновое электромагнитное излучение, содержащее шумовую компоненту.

Уровень шумовых ЭДС определяется так называемой шумовой температурой T_a , измеряемой в градусах Кельвина. Существуют две группы мешающих ЭДС: 1) внутренние источники, создающие помехи в результате флуктуаций плотности электронного газа при его тепловом движении в проводниках антенны (источники шумов); 2) внешние источники, создающие около антенны поле помех (источники помех).

2.6.1. ЭДС источников шумов определяются на основе формулы Найквиста

$$\bar{\mathcal{E}}^2 = 4\kappa T \Delta f R_{\text{вх}}, \quad (49)$$

где $\bar{\mathcal{E}}^2$ — среднеквадратичное значение ЭДС, возникающей на зажимах пассивного двухполюсника, имеющего температуру T и активную составляющую входного сопротивления $R_{\text{вх}}$, определяющую джоулевы потери; Δf — ширина полосы пропускания, $\kappa = 1,38 \cdot 10^{-23} \frac{\text{Дж}}{\text{град}}$ — постоянная Больцмана. При подключении ЭДС к согласованной нагрузке в ней будет выделяться мощность шумов:

$$\Delta P = \kappa T_0 \Delta f. \quad (50)$$

Рассматривая антенну как пассивный двухполюсник, получаем, что согласно формуле Найквиста источники шумов создадут на зажимах антенны ЭДС ($\bar{\mathcal{E}}_{\text{ш}}^2$), и антенна, при подключении её к входу согласованного приемника, выделит в его цепи мощность шумов

$$\Delta P_{\text{ш}} = \frac{\bar{\mathcal{E}}_{\text{ш}}^2}{4R_{\Sigma \text{вх}}} = \kappa T_0 \Delta f (1 - \eta). \quad (51)$$

Здесь $R_{\Sigma \text{вх}}$ — полное активное входное сопротивление антенны и фидерной линии, T_0 — физическая температура антенны, η —

КПД антенно-фидерной системы. Сравнивая формулы (50) и (51) получаем, что антенна эквивалентна двухполоснику, находящемуся при шумовой температуре

$$T_{\text{ш}} = (1 - \eta) T_0. \quad (52)$$

Уменьшение $T_{\text{ш}}$ возможно путем уменьшения физической температуры T_0 антенны и фидерного тракта, и повышения КПД системы η .

2.6.2. Внешними источниками помех являются: грозовые разряды или источники атмосферных помех, включение и выключение аппаратуры — источники индустриальных помех, излучение Солнца и звезд — космические помехи, тепловое излучение Земли и атмосферы — источники тепловых помех. Формально мощность помех принято выражать формулой аналогичной (50)

$$\Delta P_{\text{п}} = \kappa T_{\text{п}} \Delta f, \quad (53)$$

где $T_{\text{п}}$ — компонента шумовой температуры антенны, обусловленная действием источников помех. Таким образом, шумовая температура антенны $T_{\text{а}}$ равна

$$T_{\text{а}} = T_{\text{ш}} + T_{\text{п}}. \quad (54)$$

Величина второй компоненты шумовой температуры $T_{\text{п}}$ существенно зависит от ширины и направления главного лепестка диаграммы направленности. Чем уже лепесток, тем меньше шумовая температура антенны. Важно также, чтобы направление главного лепестка не попадало в область теплового излучения земли и более нагретых слоев воздуха. Например, в северном полушарии наиболее благоприятный район для функционирования антенны — направление на полярную звезду. Наклонение главного лепестка к горизонтальному направлению приводит к повышению шумовой температуры.

2.7. Поляризационные характеристики антенн

Симметричные вибраторы, синфазные антенны, антенны типа “волновой канал” и многие другие являются антеннами линейной поляризации и излучают волны линейной поляризации.

В некоторых случаях применение находят волны круговой (или эллиптической) поляризации. У этих антенн векторы поля излучения вращаются в плоскости фронта волны, делая полный оборот за один период колебаний. Следует различать правополяризованные (вектор поля вращается по часовой стрелке, если смотреть на излученную волну в направлении распространения) и левополяризованные (против часовой стрелки) волны.

Турникетные антенны в режиме передачи излучают в разных направлениях волны разной поляризации: линейную, эллиптическую или круговую.

2.8. Один из способов учета влияния Земли

При радиопередачах на большие расстояния волн КВ диапазона происходит отражение волн от ионосферы. Обычно КВ антенны подняты на некоторую высоту над поверхностью Земли. Поэтому в точку ионосферы, от которой происходит отражение радиоволн, приходит два луча: прямой от антенны и отраженный от поверхности Земли (проходит от антенны до земли и от земли до указанной точки ионосферы). Поле излучения КВ антенн определяется с учетом волны, отраженной от поверхности земли. Этот учет производится путем добавления к реальной антенне второй такой же, но расположенной на расстоянии зеркального отражения относительно поверхности Земли с током равным произведению тока в реальной антенне на коэффициент отражения от поверхности земли (соответствующий коэффициент Френеля). Коэффициенты Френеля зависят от параметров

почвы, угла падения волны и её поляризации. При горизонтальной поляризации поля излучения коэффициенты Френеля мало меняются при изменении угла падения и имеют значение по модулю близкое к единице, а по аргументу — близкое к 180° . Поэтому учитывая, что КВ антенны как правило имеют горизонтальную поляризацию, в инженерной практике принято полагать, что наряду с реальной антенной имеется вторая антенна, расположенная на расстоянии зеркального изображения относительно поверхности земли, и возбуждаемая противофазным током той же амплитуды, как и у реальной антенны.

Влияние земной поверхности также проявляется в изменении сопротивления излучения и входного сопротивления антенн. Эти изменения принято рассчитывать как влияние пассивной противофазной антенны, расположенной со стороны земли на расстоянии зеркального отражения от её поверхности.

3. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АНТЕНН

Антенные устройства применяются для обмена информацией посредством свободно распространяющейся электромагнитной волны: в радиосвязи, радиовещании, телевидении, радиолокации и т. д. Схема радиоканала обмена информации “через эфир” (см. рис. 20) включает в себя: передающую и приемную аппаратуру; соответствующего типа антенны; среду, в которой находятся антенны, и распространяется радиоволна (трасса распространения). Среда обычно является атмосферой, расположенной над поверхностью земли.

При проектировании радиоканала производится его расчет. Исходными данными являются: расстояние между передающей и приемной антеннами, характер трассы, т. е. условия распространения радиоволн, рабочая частота, форма радиосигнала. В

результате расчета определяются необходимая мощность передатчика, чувствительность приемника, характеристики антенны. Применительно к схеме на рис. 20 задачей теории антенн является отыскание электромагнитного поля, возникающего в среде под действием ЭДС. Заметим, что знание ближнего (индукционного) и дальнего (излучения) электромагнитного полей достаточно для вычисления характеристик антенн. Действительно, касательная составляющая магнитного поля у поверхности провода антенны равна плотности тока на этой поверхности и позволяет определить полный ток, протекающий по проводам, а по напряженности электрического поля в промежутке между зажимами антенн может быть вычислено напряжение. По полю на больших расстояниях можно определить характеристики направленности антенны.

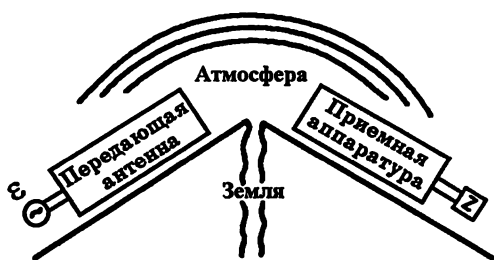


Рис. 20

Заметим, что если схема подключения передатчика к передающей антенне и приемника к приемной антенне совпадают, то справедлив принцип взаимности, согласно которому характеристика направленности, волновое сопротивление и другие характеристики передающей антенны остаются теми же, если её сделать приемной антенной. Отсюда следует, что любая антенна может быть использована как приемная, так и передающая.

3.1. Методы измерения диаграммы направленности антенны

3.1.1. Метод вышки.

Метод измерений с использованием поля излучения вспомогательной антенны, расположенной в дальней зоне, в антенных измерениях является самым традиционным и наиболее распространенным. Применяется он, как правило, для измерения характеристик антенн, расположенных на поворотных устройствах. Испытуемая и вспомогательная антенны расположены на некотором удалении друг от друга на высотах, обеспечивающих прямую видимость и отсутствие вблизи от линии связи мешающих объектов. Взаимное расположение антенн выбирается с учетом уменьшения влияния отражений от земли. При этом либо вспомогательная, либо испытуемая, либо обе антенны сразу располагаются на опорно-поворотных устройствах, мачтах или вышках. Это дало основание данному методу измерений по излучению вспомогательной антенны в дальней зоне для простоты условно именовать “методом вышки”.

Этому методу свойственно использование монохроматического, свипируемого или квазимонохроматического, т. е. узкополосного, сигнала, модулированного регулярной или случайной функцией. Если условие дальней зоны не выполняется, вводятся соответствующие поправки.

Метод вышки используется в широком диапазоне геометрических и электрических размеров антенн и применяется как на открытых площадках, так и в помещениях, в том числе в лабораторных условиях.

Как правило, метод вышки подразумевает использование метода измерений в дальней зоне. Однако для больших антенн размещение вышки на расстоянии дальней зоны $R = 2d^2/\lambda$ становится затруднительным по техническим и организационным причинам. В этом случае приходится располагать опорно-поворотные устройства на меньших, по сравнению с условной границей дальней зоны, расстояниях. Методы измерений в зоне

Френеля (или в ближней зоне) получили значительное развитие.

Метод вышки обладает целым рядом достоинств. Он наиболее обеспечен в аппаратурном отношении, поскольку здесь используются приборы широкого применения. Вспомогательная антенна, как правило, передающая, расположена на своем поворотном устройстве и может быть закреплена неподвижно. Это дает возможность визировать измеряемую антенну на излучатель достаточно простыми средствами. Условия измерений (кроме погодных) с течением времени практически не меняются. Генератор, установленный рядом со вспомогательной антенной, может излучать сигнал любой формы и уровня. Всё это обеспечивает простоту организации и проведения измерительных работ, стабильность и надежность получаемых результатов.

Метод вышки в дальней зоне наиболее распространен при разработке облучающих устройств крупногабаритных антенн, испытаниях антенн на моделях, исследованиях антенн не слишком больших (по сравнению с длиной волны) размеров.

3.1.2. Облетный метод.

В ряде случаев, особенно при исследовании характеристик антенн КВ и УКВ диапазонов, антенные измерения обычными методами невозможны. Крупногабаритные наземные стационарные антенны для оценки потенциальных характеристик, исследования положения лепестков диаграммы в пространстве и их формы требуют установки вспомогательной антенны на летательном аппарате — самолете или вертолете. К облетному методу относятся также измерения параметров наземных антенн с помощью искусственных спутников Земли (ИСЗ) и, наоборот, исследование антенн, установленных на ИСЗ, с помощью наземной аппаратуры.

В отличие от всех других методов измерений в облетном методе используется подвижная вспомогательная антенна, перемещающаяся в пространстве по траектории, которая может

быть задана только в определенном интервале возможных значений относительно требуемых. Поэтому в данном методе проблема определения положения вспомогательной (или измеряемой — для бортовых антенн) антенны становится и сложной, и крайне необходимой. При этом требуется определить все три координаты — как угловые, так и наклонную дальность. Для определения положения летательных аппаратов используются различные средства высокоточных траекторных измерений, в том числе радиотехнические, оптические и навигационные (космические навигационные системы типа ГЛОНАСС/GPS). Обычно радиотехнические средства используют или активные РЛС, или станции слежения за маяком, установленным на аппарате.

Сложность высокоточного измерения положения вспомогательной антенны в пространстве, организационно-технические трудности, связанные с обеспечением полетов по заданным траекториям, большой объем необходимых измерений, а также работ по обработке результатов делают облетный метод одним из самых дорогостоящих и технически сложных.

3.1.3. Радиоастрономический метод.

Относительно простым и экономичным способом измерений параметров антенн является радиоастрономический метод, использующий радиоизлучение дискретных космических источников, координаты которых, а следовательно, и положение в пространстве относительно измеряемой антенны, хорошо известны. В качестве таких источников излучения используются Солнце, Луна, некоторые планеты и такие радиоисточники, как радиогалактики, квазары, остатки взрывов сверхновых звезд.

Реализация радиоастрономического метода измерения диаграммы направленности, а также коэффициента усиления антенны, поясняется блок-схемой (рис. 21).

Основным требованием при применении этого метода является высокая чувствительность приемной аппаратуры из-за крайне слабых сигналов от внеземных естественных объектов.

Наиболее мощным космическим радиоисточником является Солнце, но его угловые размеры (около половины градуса) позволяют измерять с достаточной точностью только ДН антенн шириной $\geq 0,5^\circ$. Небольшое уширение измеренной диаграммы направленности по сравнению с истинной корректируется расчетным путем. Следует учитывать также, что излучение Солнца в радиодиапазоне крайне нестабильно.

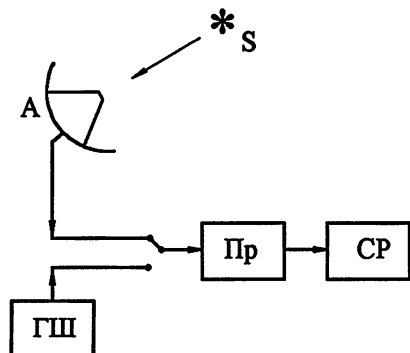


Рис. 21. Блок-схема установки для измерения ДН и коэффициента усиления по радиоизлучению космических дискретных источников. S — источник радиоизлучения, A — приемная антенна, ГШ — эталонный генератор шума, Пр — радиометр (типа ПК7-17), СР — система регистрации.

Измерения диаграммы направленности по радиоисточнику удобно проводить вблизи его кульминации — максимального возвышения над горизонтом при минимальной скорости движения по одной из двух угловых координат горизонтальной системы, а именно по углу места. При этом за счет движения радиоисточника по другой координате — азимуту A — прописывается диаграмма направленности радиотелескопа, выставленного по азимуту на некоторое фиксированное значение $A = A_0$ с упреждением относительно начального положения радиоисточника (измерение “на прохождение источника”).

3.1.4. Измерение диаграммы направленности в лабораторных условиях.

Диаграмму направленности измеряют обычно в двух взаимно перпендикулярных плоскостях, проходящих через направление максимального излучения антенны и ориентированных так, чтобы вектор \vec{E} , излучаемого антенной поля находился в одной из них, называемой E -плоскостью, а вектор \vec{H} — в другой, называемой H -плоскостью. Такие две плоскости называют главными. Знания диаграмм направленности в двух главных плоскостях обычно достаточно для представления диаграммы направленности в пространстве.

Для измерения диаграммы направленности требуется наличие двух антенн — приемной и передающей, причем приемная антенна вращается вокруг своей оси по азимуту в горизонтальной плоскости.

Для измерения диаграммы направленности в вертикальной плоскости обе антенны поворачивают на 90° так, чтобы горизонтальной стала другая главная плоскость. В вертикальной плоскости диаграммы направленности обычно не измеряют, так как при этом возникают большие искажения, вызываемые полем волны, отраженной от земли или пола помещения, где расположена установка.

Высота h поднятия антенн над землей или полом помещения должна быть выбрана так, чтобы направление, в котором отраженная от земли или пола волна приходит к приемной антенне, совпадало с направлением нулевого излучения передающей антенны. При измерении диаграммы направленности антенн СВЧ это требование будет выполнено с достаточной степенью точности при

$$h = \frac{\lambda_0 R}{\sqrt{d^2 + \lambda_0^2}}.$$

Здесь λ_0 — рабочая длина волны в воздухе, R — расстояние между антеннами, d — размер раскрыва передающей антенны.

Расстояние R между антеннами должно быть достаточно большим, чтобы приемная антенна находилась в дальней зоне, то есть в зоне излучения передающей антенны. Вместе с тем необходимо учитывать излучаемую мощность, чувствительность приемного устройства и требование синфазного возбуждения испытываемой антенны в плоскости её раскрыва. Это требование выполняется тем лучше, чем больше расстояние R , так как по мере удаления от передающей антенны сферическая волна в пределах раскрыва приемной антенны приближается к плоской волне.

Для того, чтобы с достаточной степенью точности считать приемную антенну синфазно возбужденной, наибольший сдвиг фазы поля в её раскрыве не должен превышать $\frac{\pi}{4}$. Отсюда можно приближенно считать, что расстояние между антеннами должно быть порядка

$$R \approx \frac{(d_1 + d_2)^2}{\lambda_0},$$

где d_1 и d_2 — размеры передающей и приемной антенн. Однако в лабораторных условиях удовлетворить это требование не всегда удастся. Так, например, при измерении диаграммы направленности параболической антенны с диаметром раскрыва $d_2 = 50$ см при такой же передающей антенне на волне $\lambda_0 = 3$ см получается $R \approx 33$ м.

Расстояние между антеннами приходится выбирать меньшим, не учитывая возникающие при этом искажения диаграммы направленности испытываемой антенны. При уменьшении расстояния R увеличивается несинфазность поля у раскрыва приемной антенны, что приводит к ухудшению её направленных свойств. В этом случае истинная диаграмма направленности будет несколько уже, чем измеренная при заведомо малом расстоянии.

3.2. Измерение коэффициента усиления

Непосредственные измерения коэффициента усиления антенны возможны в случае, когда она формирует луч, оторванный от земли и местных предметов. Как правило, это имеет место в диапазоне частот свыше 1 ГГц. В противном случае коэффициент усиления приходится определять косвенно, тщательно измеряя диаграммы для вычисления коэффициента направленного действия (КНД), а также определяя каким-либо способом КПД антенны.

Непосредственные измерения коэффициента усиления могут выполняться двумя группами методов. К первой группе относятся абсолютные методы, позволяющие измерять коэффициент усиления исследуемой антенны, не прибегая к предварительным измерениям коэффициентов усиления других антенн. Другая группа объединяет относительные методы, в которых сравнивают коэффициенты усиления измеряемой и эталонной антенн. Абсолютные методы из-за большой сложности, обычно, используются для калибровки первичных эталонных антенн. При относительных методах, широко применяемых на практике, используются эталонные антенны, сравнение которых с первичным эталоном производится службой стандартизации изготовителей. Как правило, в качестве эталонов выбираются легко поддающиеся расчету рупорные пирамидальные антенны, расчетный коэффициент усиления которых проверяется при экспериментальных измерениях несколькими способами. К таким эталонным антеннам относится рупорная антенна Пб-23А, используемая в данной лабораторной работе.

Абсолютные методы измерений. При абсолютных методах измерений используется уравнение связи между двумя антеннами с согласованной поляризацией, расположенными в дальней зоне друг друга. Пусть передающая антенна A_1 удалена на расстояние R от приемной антенны A_2 (рис. 22). В передающую антенну от генератора поступает мощность P_1 . Приемник, под которым понимается любое устройство, позволяющее

измерить данный уровень мощности сигнала, фиксирует мощность P_2 . Коэффициенты усиления антенн A_1 и A_2 равны G_1 и G_2 соответственно.

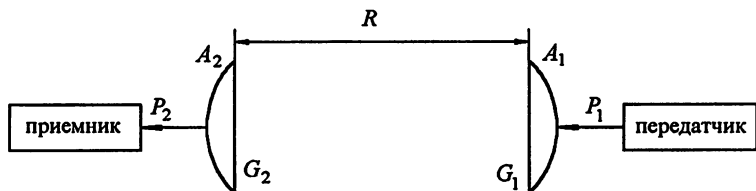


Рис. 22. Схема измерения коэффициента усиления методом двух антенн ($G_1 = G_2$)

Плотность потока мощности, излучаемой антенной A_1 , в окрестности антенны A_2 равна

$$\Pi = P_1 G_1 / (4\pi R^2).$$

Антенной A_2 принимается мощность $P_2 = \Pi \sigma_{\text{эф}}$, где $\sigma_{\text{эф}}$ — эффективная площадь антенны, связанная с её коэффициентом усиления соотношением (47) $\sigma_{\text{эф}} = \lambda^2 G_2 / 4\pi$ (здесь принимаем КПД $\eta_1 = \eta_2 = 1$). Таким образом, коэффициент передачи мощности от антенны A_1 к антенне A_2 составляет

$$\zeta = P_2 / P_1 = G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2. \quad (55)$$

Соотношение (55) является исходным для определения коэффициента усиления. Если обе антенны идентичны и их коэффициенты усиления можно считать одинаковыми, из (55) следует

$$G = (4\pi R / \lambda) \sqrt{P_2 / P_1}. \quad (56)$$

Этот метод называется методом двух антенн.

При наличии в тракте передающей антенны контрольной точки (в которой контролируется уровень мощности сигнала), подключенной к основному тракту через прецизионный аттенюатор и направленный ответвитель, отношение P_2/P_1 в (56) определяется с учетом переходного ослабления ответвителя по разности показаний аттенюатора при измерении мощности в передающей антенне и при установке в контрольной точке уровня сигнала, равного сигналу на входе приемника (рис. 23).

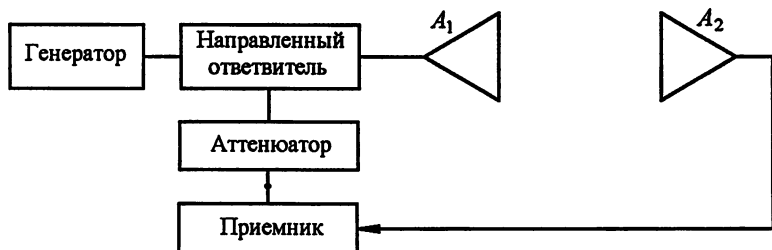


Рис. 23. Схема измерения коэффициента передачи

Если усиления антенн A_1 и A_2 различны и неизвестны, используют дополнительную антенну A_3 (рис. 24), с помощью которой производят два дополнительных измерения, с тем чтобы получить для трех неизвестных три уравнения. При этом в приведенном на рис. 22 стенде антенну A_3 поочередно заменяют вначале на исследуемую A_2 , а затем и на передающую A_1 (см. рис. 24). Верхний индекс у $P_2^{(3)}$ на рис. 24в соответствует измеренной мощности в исследуемой антенне при подключении в качестве передающей антенны A_3 , через которую передается мощность $P_3^{\text{пер}}$. Из трех результатов измерений следует

$$\begin{aligned}
 P_2/P_1 &= G_1 G_2 (\lambda/4\pi R)^2; & P_3/P_1 &= G_1 G_3 (\lambda/4\pi R)^2; \\
 P_2^{(3)}/P_3^{\text{пер}} &= G_2 G_3 (\lambda/4\pi R)^2. & & (57)
 \end{aligned}$$

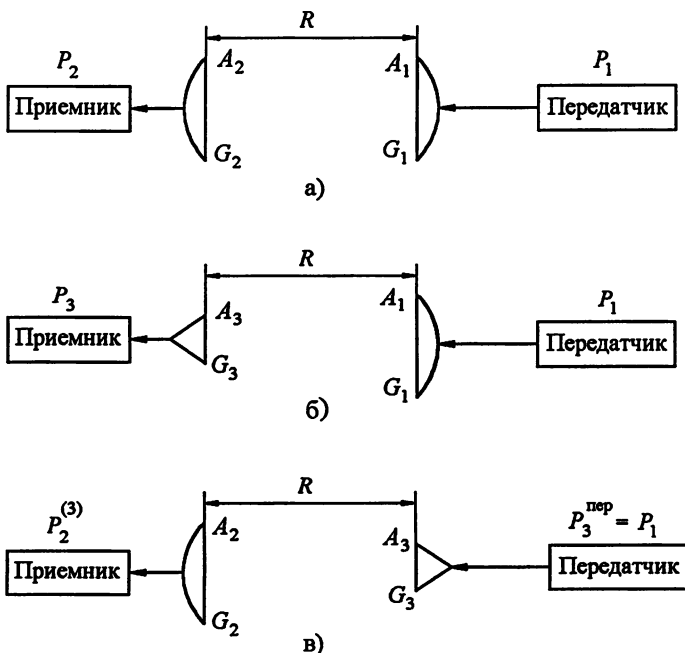


Рис. 24. Схема измерения коэффициента усиления методом трех антенн

Если обозначить $\zeta_1 = P_2/P_1$; $\zeta_2 = P_3/P_1$ и $\zeta_3 = P_2^{(3)}/P_3^{(пер)}$, то искомые значения коэффициентов усиления равны:

$$\begin{aligned}
 G_1 &= (4\pi R/\lambda) \sqrt{\zeta_1 \zeta_2 / \zeta_3}; & G_2 &= (4\pi R/\lambda) \sqrt{\zeta_1 \zeta_3 / \zeta_2}; \\
 G_3 &= (4\pi R/\lambda) \sqrt{\zeta_2 \zeta_3 / \zeta_1}. & & (58)
 \end{aligned}$$

В том случае, когда при подключении антенны A_3 вместо антенны A_1 тракт снова согласован, можно считать, что излученная мощность осталась неизменной.

Данный метод измерения коэффициента усиления называется методом трех антенн.

В стендах, предназначенных для аттестации антенн, большое внимание уделяется согласованию в антенных трактах всех

элементов, влияющих на измеряемые уровни мощности сигналов. При необходимости имеющиеся рассогласования следует учитывать. Так, если коэффициент отражения антенны в некотором сечении тракта равен Γ_1 , а коэффициент отражения приемника (передатчика) в этом же сечении равен Γ_2 , то мощность, принятая приемником (либо переданная в антенну), уменьшится в M раз, т. е. $P' = PM$, где

$$M(\Gamma_1, \Gamma_2) = (1 - |\Gamma_1|^2) (1 - |\Gamma_2|^2) / |1 - \Gamma_1 \Gamma_2|^2. \quad (59)$$

Аналогично учитываются и омические потери в линии, а также потери за счет рассогласования поляризацій антенн.

К абсолютным методам калибровки усиления антенн относится радиометрический метод, использующий радиоизлучение “черных” (абсолютно поглощающих радиоизлучение) дисков.

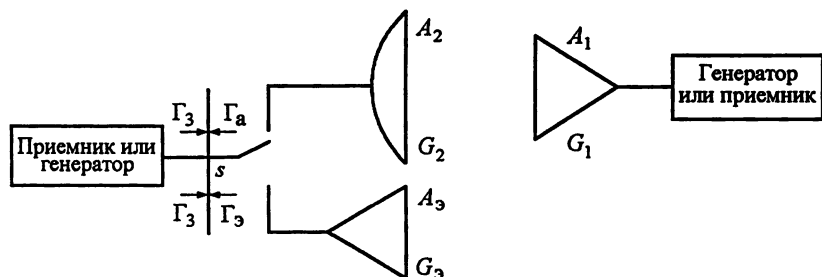


Рис. 25

Относительные методы измерений. В этих методах производится сравнение усилений испытуемой и эталонной антенн. Относительные измерения коэффициента усиления (рис. 25) могут проводиться в режиме как приема, так и излучения. В первом случае к вспомогательной антенне A_1 подсоединяется генератор; измеряемая A_2 и эталонная A_3 антенны поочередно подсоединяются к приемнику. В режиме излучения к измеряемой, а затем к эталонной антеннам подключается генератор, а к вспомогательной — приемник. В последнем случае

упрощается согласование антенн с трактом после их замены. В отличие от абсолютных методов в относительном не накладывается строгих ограничений на согласование тракта вспомогательной антенны, особенно при измерениях в режиме приема, когда условия работы тракта вспомогательной антенны с заменой антенн не меняются. Под генератором в приведенной схеме для измерений в режиме излучения понимается комплекс аппаратуры, содержащий кроме самого источника радиоизлучения приборы для измерения частоты и уровня мощности сигнала, а также согласующие устройства. Приемником при достаточном уровне мощности сигнала может служить простейший индикатор, включающий в себя аттенюатор, детекторную головку и измеритель постоянного тока.

Определение коэффициента усиления относительным методом также основано на использовании формулы (55) для коэффициента передачи между раскрытками. С учетом потерь на рассогласование M_a испытуемой антенны и M_o эталонной измеренная мощность в каждом случае составляет

$$P_a = P_0 M_a G_1 G_a (\lambda/4\pi R)^2; \quad P_o = P_0 M_o G_1 G_o (\lambda/4\pi R)^2, \quad (60)$$

где

$$\begin{aligned} M_a &= (1 - |\Gamma_a|^2) (1 - |\Gamma_3|^2) / |1 - \Gamma_a \Gamma_3|^2; \\ M_o &= (1 - |\Gamma_o|^2) (1 - |\Gamma_3|^2) / |1 - \Gamma_o \Gamma_3|^2; \end{aligned} \quad (61)$$

Γ_3 , Γ_a и Γ_o — коэффициенты отражения от приемника, испытуемой и эталонной антенн в сечении z тракта.

Из (60) получаем

$$G_a = G_o (P_a/P_o) (M_o/M_a), \quad (62)$$

где

$$M_o/M_a = (1 - |\Gamma_o|^2) |1 - \Gamma_a \Gamma_3|^2 / (1 - |\Gamma_a|^2) |1 - \Gamma_o \Gamma_3|^2. \quad (63)$$

Когда приемник (или генератор в случае измерений в режиме излучения) согласован с линией и $\Gamma_3 = 0$,

$$\begin{aligned} M_0/M_a &= (1 - |\Gamma_0|^2) / (1 - |\Gamma_a|^2) = \\ &= (P_{\max 0} P_{\min 0} / P_{\max a} P_{\min a})^{1/2}, \end{aligned} \quad (64)$$

где P_{\max} и P_{\min} — максимум и минимум (по мощности) стоячей волны, измеренные в линии. В качестве примера приведем методику измерения коэффициента усиления в режиме излучения для не слишком больших антенн, когда в стенд (рис. 25) в точке z вставлена измерительная линия с индикатором поля. Расстояние между испытуемой и вспомогательной антеннами принимается равным $R \geq 2d^2/\lambda$, где d — максимальный размер раскрыва испытуемой антенны. Высота расположения антенн над землей выбирается из условия

$$h = (R/2) \operatorname{tg} [\arcsin (1,6 \lambda/d)].$$

К выходному фланцу измерительной линии подсоединяется испытуемая антенна A_2 . Передающая и приемная антенны визируются до получения максимальных показаний приемника, которые фиксируются в единицах мощности P_a . Далее определяется коэффициент отражения от антенны A_2 , для чего с помощью измерительной линии отмечается в единицах мощности максимум $P_{\max a}$ и минимум $P_{\min a}$ стоячей волны в тракте. Испытуемая антенна заменяется эталонной, и проводятся аналогичные измерения величин P_0 , $P_{\max 0}$, $P_{\min 0}$. Коэффициент усиления находится по формуле

$$G_a = G_0 (P_a/P_0) [P_{\max 0} P_{\min 0} / P_{\max a} P_{\min a}]^{1/2}. \quad (65)$$

Коэффициент усиления эталонной антенны должен быть сравним с коэффициентом усиления испытуемой антенны (по крайней мере, не отличаться от него более чем в 4–5 раз).

Одна из основных погрешностей измерений коэффициента усиления вызвана отражениями от земли. При отношении уровней отраженного и прямого лучей -40 дБ погрешность не превышает $0,1$ дБ, при -20 дБ — 1 дБ.

Измерение КНД. Измерение КНД, как правило, требуется в случае слабонаправленных, главным образом связанных и навигационных антенн, на характеристики которых значительно влияют форма и материал поверхности объекта, на котором эти антенны устанавливаются. В этом случае используется метод сравнения. При наземных измерениях объект или его модель с установленной антенной закрепляется на поворотном столе. После измерения диаграммы направленности в выбранном направлении измеряется уровень принятого исследуемой антенной сигнала, который сравнивается с уровнем сигнала в приемнике при подключении к нему эталонной антенны. Для исключения погрешностей определения КНД эталонной антенны в качестве таковой можно использовать антенну, идентичную испытуемой, но установленную на проводящем теле, форма которого (например, сфера) позволяет достаточно точно теоретически рассчитать КНД эталонной антенны \mathcal{D}_0 . КНД испытуемой антенны

$$\mathcal{D} = \mathcal{D}_0 (P_a/P_0), \quad (66)$$

где P_a и P_0 — мощности, выделяемые на нагрузках испытуемой и эталонной антенн соответственно.

Более часто КНД рассчитывают по результатам измерений диаграмм направленности (см. п.2.3). Если измерено плоское сечение диаграммы, можно определить “плоский” КНД, соответствующий этому сечению:

$$\mathcal{D}_1 = 2\pi F(\theta) / \int_{-\pi}^{\pi} F(\theta) d\theta.$$

На практике часто оказывается достаточным оценить значение полного КНД через значения двух “плоских” КНД, определенных по двум ортогональным сечениям диаграмм направленности \mathcal{D}_1 и \mathcal{D}_2 . Более тщательные оценки КНД предполагают измерения объемных диаграмм.

4. ИЗМЕРЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ РУПОРНЫХ АНТЕНН

4.1. Состав лабораторной установки

В состав лабораторной установки для исследования параметров антенн входят:

- радиометр (измеритель параметров антенн модуляционный) ПК7-17 (диапазон частот $1,07 \div 2,14$ ГГц) или ПК7-21 (диапазон частот $8,15 \div 12,42$ ГГц),
- генератор стандартных сигналов Г4-78 (диапазон $1,16 \div 1,78$ ГГц) или Г4-1116 (диапазон $9,0 \div 12,7$ ГГц),
- приемная и передающая рупорные антенны П6-23А,
- рупорная антенна (облучатель зеркальной антенны) на 1,6 или 10 ГГц,
- система регистрации данных, в состав которой входят усилитель постоянного тока (УПТ), электронный самописец PCS 100 (АЦП), ЭВМ (или другое индикаторное устройство).

В состав радиометра ПК7-17 (21) входят:

- блок высокой частоты (БВЧ), предназначенный для приема входных сигналов на два идентичных входных разъема, модуляции, фильтрации и преобразования ВЧ сигнала на промежуточную частоту 60 МГц,
- блок индикации (БИ), включающий тракт измеряемого сигнала от оконечных каскадов усиления до цифрового индикаторного табло и разъема для вывода результатов измерений на внешнее регистрирующее устройство;
- блок управления (БУ), предназначенный для управления блоком ВЧ.

Из узлов и блоков собираются необходимые схемы измерения. Питание от сети переменного тока 220 В, 50 Гц; время прогрева 15 мин.

При работе с приборами можно пользоваться техническими описаниями и инструкциями по эксплуатации.

Принцип действия прибора ПК7-17.

Для измерения слабых шумовых и синусоидальных сигналов использован модуляционный метод приема. Сущность его заключается в следующем (см. рис. 26). Измеряемый сигнал на входе приемника модулируется с частотой, задаваемой генератором опорного напряжения. Модуляция состоит в попеременном подключении ко входу прибора измеряемого сигнала и сигнала известной величины (так называемого опорного сигнала). В качестве источника опорного уровня в данном случае используется сам модулятор, который в закрытом состоянии (т. е. в полупериод, когда он не пропускает сигнал) излучает в сторону выхода сигнал с шумовой температурой, равной его физической температуре, т. е. около 300 К (так называемая согласованная нагрузка (СН)).

Высокочастотная часть прибора построена по схеме супергетеродинного приемника и включает в себя: смеситель, гетеродин и усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Промодулированный сигнал, а также собственные шумы прибора после преобразования в смесителе на промежуточную частоту (ПЧ) и усиления на этой частоте поступают на квадратичный детектор, на выходе которого содержится как немодулированный шум, так и составляющая с частотой модуляции, пропорциональная мощности измеряемого сигнала. Эту составляющую можно выделить, т. к. спектральная плотность её на частоте модуляции значительно больше спектральной плотности немодулированного шума прибора, хотя амплитуда её может быть много меньше уровня шума. Выделение составляющей с частотой модуляции осуществляется путем синхронной фильтрации и синхронного преобразования этой составляющей в постоянное напряжение. Затем сигнал дополнительно фильтруется с помощью фильтра постоянного тока и полученное постоянное напряжение индицируется на выходе прибора.

Таким образом, прибор измеряет разность уровней измеряемого и опорного сигналов и при известной величине опорного

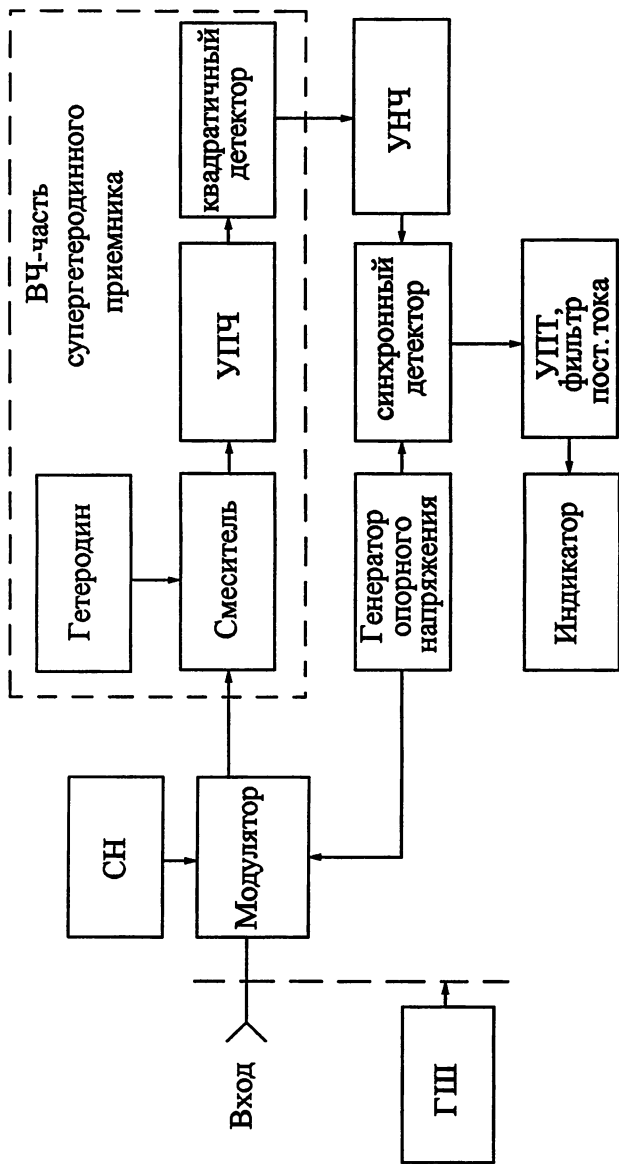


Рис. 26

уровня дает возможность определить абсолютную величину измеряемого сигнала.

Калибровка чувствительности прибора осуществляется с помощью генератора шума (ГШ) с известной шумовой температурой.

4.2. Экспериментальная часть

Задание 1. Техника безопасности при проведении лабораторной работы

Ознакомиться с правилами по технике безопасности при работе на установках с напряжением до 1000 В и инструкцией по ТБ при работе с радиоприборами ПК7-17, Г4-78, АЦП (по ТО).

ВНИМАНИЕ!

1. Запрещается эксплуатация приборов без заземления.
2. ПРИ СБОРКЕ И РАЗБОРКЕ СВЧ КАНАЛОВ ТУМБЛЕР СВЧ ГЕНЕРАТОРА Г4-78 ДОЛЖЕН БЫТЬ ВЫКЛЮЧЕН.
3. При проведении измерений ЗАПРЕЩАЕТСЯ находиться между приемной и передающей антеннами.

Задание 2. Калибровка приборов измерительной установки

Соединить генератор Г4-78 с передающей антенной П6-23А, приемную антенну П6-23А со входом ВЧ-блока радиометра ПК7-17 коаксиальными кабелями, индикатор ПК7-17 с УПТ, АЦП и индикаторным прибором согласно структурной схеме рис. 27, где Г — генератор, $A_{\text{и}}$ — испытуемая (приемная) антенна, $A_{\text{п}}$ — передающая антенна, $A_{\text{э}}$ — эталонная антенна.

Провести подготовку приборов к работе (п.9 Инструкции по эксплуатации. Примечание: регулировки на задней панели блоков не требуют установки по описанию).

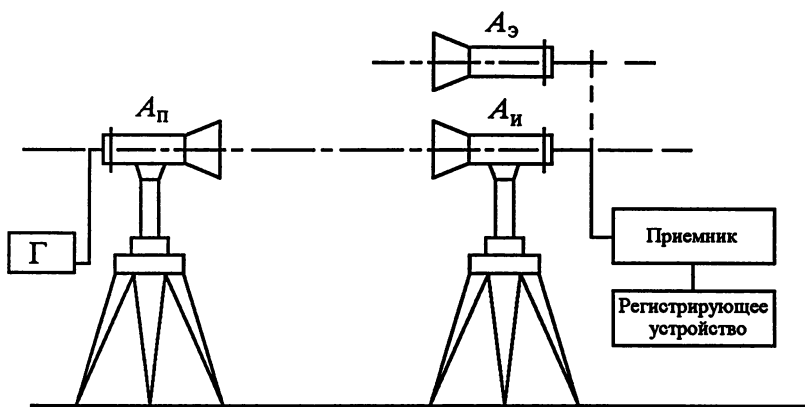


Рис. 27

Исходное положение органов управления.

Блок индикации:

1. Тумблер "Сеть" — выкл.
2. Тумблер "Индикация" — "3" (выбор числа индицируемых разрядов).
3. Тумблер "0" — выкл. (установка нуля цифрового вольтметра).
4. Переключатель "Частота запуска Hz" — "0.2" (выбор режима работы цифрового вольтметра).
5. Тумблер "Линейн-Лог" — "Линейн" (выбор амплитудной характеристики УНЧ).
6. Переключатель "Постоянная времени S" — "1" (изменение постоянной времени приемника).
7. "Калибровка" — ручки "грубо" и "точно": изменение усиления соответственно широкополосного усилителя (ШПУ) и УПТ.
8. "Внеш. прибор" — ручки "ноль" и "выход": установка нуля и усиления выходного сигнала на внешний прибор.
9. "Контроль" — микроамперметр для контроля выходного сигнала и источников питания, переключатель для выбора контролируемого параметра — "вых".

10. “Громкость” — ручка изменения усиления слухового канала — в среднем положении.
11. “Ослабление dB” — переключение аттенюаторов НЧ и ПЧ: “ПЧ” — 0 dB, “НЧ” — 20 dB.

Отсчет результатов измерений ведется по индикаторному табло в цифровой форме.

Проверка положения элементов задней панели — только наличие заземления.

Блок управления:

1. Тумблер “Сеть” — выкл.
2. Тумблер “Полоса” — “шир”: переключение полосы пропускания УПЧ.
3. Тумблер “Модул. ВЧ” — “вкл”: выключение модулятора СВЧ.
4. Тумблер “Кэф. шума” — выкл. (контроль коэффициента шума).
5. Переключатель “Компенсация” — “откл” (ручки “грубо” и “точно” — введение в тракт добавочного шума и изменение его уровня).
6. “Контроль” — переключатель и микроамперметр для контроля напряжений источника питания, токов диода смесителя, токов встроенного ГШ, термостабилизации и модулятора. Положение — “диод 1”.
7. “Подстройка” — ручка точной настройки прибора на частоту сигнала.
8. “Частота” — кнопки с положениями “меньше” и “больше” для перестройки частоты прибора по рабочему диапазону.
9. Тумблер “Настройка” — “медл” и “быстро”: для переключения скорости перестройки частоты.
10. “Переключатель СВЧ” — кнопочный переключатель и индикаторные диоды для управления положением СВЧ переключателя: на два входных разъема, согласованную нагрузку (СН) и генератор шума (ГШ).

11. “Индикация” — кнопочный переключатель для выбора вида измеряемой прибором величины и её индикации на цифровом табло.

Проверка положения элементов задней панели — только наличие заземления.

Блок ВЧ:

Допускается подключение соединительных коаксиальных кабелей от антенны к одному из входов на боковых стенках блока: “Вход 1” или “Вход 2”.

На цифровом табло передней панели контролируется частота принимаемого сигнала.

В состав ВЧ-блока входят следующие основные узлы:

- переключатель СВЧ для коммутации сигналов на входе прибора;
- модулятор для модуляции измеряемого сигнала;
- электронные коммутаторы для управления переключателем СВЧ;
- вентиль для обеспечения развязки между смесителем и модулятором и между гетеродином и смесителем;
- ВЧ часть супергетеродинного приемника, включающая часть тракта ПЧ со ступенчатым аттенюатором;
- встроенный ГШ, подключенный к переключателю СВЧ через фиксированный аттенюатор 15 дБ;
- широкополосный генератор для введения в тракт ПЧ сигнала добавочного шума;
- электронный термометр для определения температуры СН.

Генератор стандартных сигналов (Г4-78):

1. Тумблер “Сеть” — выкл.
2. Значение частоты на цифровом табло — 1660 МГц.
3. Значение амплитуды выходного сигнала (начальное) по цифровому табло — 90 дБ.

Задание 3. Измерение диаграмм направленности антенн

Схема лабораторной установки для измерения диаграмм направленности антенны показана на рис. 28, где Γ — генератор, $A_{\text{и}}$ — испытываемая (приемная) антенна, $A_{\text{п}}$ — передающая антенна.

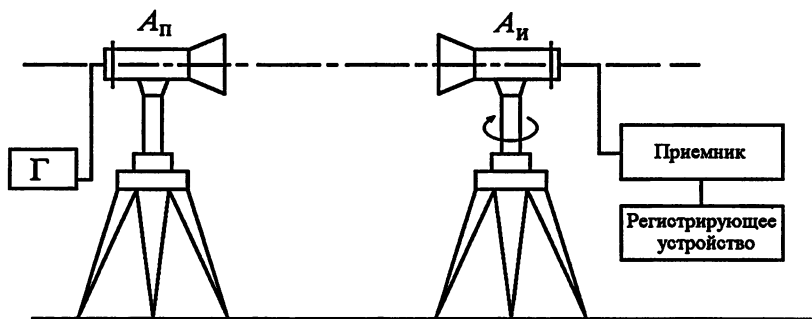


Рис. 28

Приемная антенна устанавливается относительно передающей так, чтобы энергия, принимаемая ею, была максимальна. Правильная ориентировка приемной антенны производится по максимуму показаний индикатора приемного устройства.

При измерении диаграммы направленности антенны рекомендуется следующая последовательность действий.

1. Собрать приемную и передающую части установки. Включить генератор и приемник, дать им прогреться в течение 15 минут.

2. Зная тип и размеры антенн в установке, определить расстояние между ними, необходимое для качественного измерения диаграммы направленности.

3. Если в установку включены согласующие устройства и элементы настройки, произвести настройку и согласование по максимуму показаний индикатора приемного устройства.

4. По максимуму показаний индикатора приемного устройства установить антенны так, чтобы их главные максимумы диаграмм направленности были ориентированы навстречу друг другу вдоль общей оси.

5. Регулировкой чувствительности индикатора или мощности генератора установить максимальное показание индикатора приемного устройства.

6. Вращая испытываемую антенну, измерить зависимость напряжения от угла поворота. Отсчет углов поворота производить от направления главного максимума диаграммы направленности. Количество отсчетных точек должно быть достаточным для уверенного построения диаграммы направленности в пределах главного лепестка и двух боковых. Обязательно отмечать направления максимумов и минимумов диаграммы.

7. Измерить ДН в H -плоскости, для чего повернуть обе антенны на 90° и повторить измерения.

Предварительный теоретический расчет диаграммы направленности испытываемой антенны упрощает её экспериментальное исследование и исключает возможность появления грубых ошибок.

Задание 4. Измерение коэффициента усиления

4.1. Метод эталонной антенны (метод сравнения)

Метод сравнения исследуемой антенны с эталонной является наиболее простым методом экспериментального определения коэффициента усиления антенн. В качестве эталона используется антенна, коэффициент усиления которой заранее известен: G антенны П6-23А на частоте 1,7 ГГц равен 250, на частоте 10 ГГц — 850.

При использовании антенны в режиме приема под коэффициентом усиления G понимают отношение мощности, поступившей в согласованную нагрузку рассматриваемой направленной антенны с потерями P , к мощности, отдаваемой в нагрузку эталонной направленной антенной без потерь P_0 , при одинаковых

условиях приема, т. е. источник излучения и расстояние до него постоянны:

$$G = \frac{P}{P_0} \Big|_{\substack{r=\text{const.} \\ E=\text{const.}}}$$

Из определения очевидно, что мощности, принятые исследуемой $P_{\text{н}}$ и эталонной P_0 антеннами, пропорциональны их коэффициентам усиления:

$$\frac{P_{\text{н}}}{P_0} = \frac{G_{\text{н}}}{G_0},$$

откуда

$$G_{\text{н}} = G_0 \frac{P_{\text{н}}}{P_0}. \quad (67)$$

Как видно из формулы (67), для определения коэффициента усиления исследуемой антенны достаточно знать коэффициент усиления эталонной антенны G_0 и отношение мощностей сигналов, принятых исследуемой и эталонной антеннами $\frac{P_{\text{н}}}{P_0}$.

При измерении необходимо выполнить следующие условия.

1. Мощность и частота колебаний на выходе генератора не должны изменяться в процессе измерений.

2. Амплитуда и фаза поля вдоль раскрыва приемной антенны должны быть постоянными. Для этого антенны располагаются на расстоянии

$$r_{\min} \geq \frac{2d^2}{\lambda_0},$$

где d — наибольший из линейных размеров излучающих раскрывов исследуемой антенны, эталонной и передающей антенн.

3. Исследуемая и эталонная антенны должны быть согласованы с нагрузкой.

4. Передающая и приемная антенны должны быть направлены друг на друга (по максимуму сигнала).

При выполнении этих условий можно считать, что отношение мощностей, принимаемых исследуемой $P_{\text{н}}$ и эталонной P_0

антеннами, практически равно отношению их коэффициентов усиления.

Установка для измерения коэффициента усиления методом сравнения изображена на рис. 27. Сигнал генератора (Γ), работающего на длине волны $\lambda = 18$ см, поступает в передающую антенну ($A_{\text{п}}$). Сигналы, принятые исследуемой ($A_{\text{и}}$) или эталонной ($A_{\text{э}}$) антеннами, измеряются радиометрическим приемником.

В этом случае, отношение мощностей равно отношению показаний индикаторного прибора при приеме на исследуемую $\alpha_{\text{и}}$ и эталонную $\alpha_{\text{э}}$ антенны:

$$\frac{P_{\text{и}}}{P_{\text{э}}} = \frac{\alpha_{\text{и}}}{\alpha_{\text{э}}}, \quad (68)$$

а коэффициент усиления исследуемой антенны согласно (67) равен

$$G_{\text{и}} = G_{\text{э}} \frac{\alpha_{\text{и}}}{\alpha_{\text{э}}}.$$

4.2. Метод двух антенн

При использовании двух идентичных антенн ($G_1 = G_2$) коэффициент усиления антенны определяется по формуле (см. п. 3.2)

$$G = \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) \sqrt{\frac{P_2}{P_1}},$$

где R — расстояние между антеннами, P_1 — мощность подводимая к передающей антенне A_1 , P_2 — мощность, принимаемая антенной A_2 .

P_1 измеряется подключением выхода генератора ко входу приемника через коаксиальный кабель с известным коэффициентом ослабления.

4.3. Метод определения коэффициента усиления по ширине главного лепестка диаграммы направленности

Если пространственная диаграмма направленности антенны имеет форму, близкую к поверхности тела вращения, то коэффициент усиления антенны приближенно определяется формулой

$$G \approx \frac{35000}{(2\varphi_{0,5})^\circ (2\theta_{0,5})^\circ}, \quad (69)$$

где $(2\varphi_{0,5})$ и $(2\theta_{0,5})$ — ширина главного лепестка диаграммы направленности по уровню половинной мощности в E и H плоскостях в градусах.

Рассчитать коэффициент усиления по измеренным диаграммам направленности.

4.4. Порядок выполнения задания.

1) Подключить все элементы лабораторной установки так, как показано на рис. 27.

2) Включить приборы и проверить их работу в соответствии с требованиями паспорта на рабочее место.

3) Установить по волномеру длину волны генератора, равную 1660 МГц.

4) В механизм ориентации приемной установки установить исследуемую антенну.

5) Вращением приемной (исследуемой) и передающей антенн в горизонтальной и вертикальной плоскостях, а также изменением положения плоскости поляризации приемной антенны добиться максимальных показаний индикаторного прибора радиометра.

6) Установить ослабление калиброванного аттенюатора минимальным. Регулируя выходную мощность генератора, добиться, чтобы показания измерительного прибора лежали в пределах $15 \div 20$ В. Записать полученную величину.

7) После этого исследуемая антенна ($A_{и}$) заменяется эталонной ($A_{э}$), которая также ориентируется по максимальным показаниям индикаторного прибора радиометра, которые необходимо зафиксировать.

8) Пересчитать разность показаний по формуле

$$n = \frac{\alpha_{\text{н}}}{\alpha_{\text{о}}}$$

и определить коэффициент усиления исследуемой антенны согласно выражению

$$G = G_{\text{о}} n.$$

Величину $G_{\text{о}}$ можно определить по графику зависимости коэффициента усиления эталонной антенны от частоты.

9) Для определения G методом двух антенн подключить выход генератора ко входу приемника и записать величину измеренного сигнала. Рассчитать коэффициент усиления по соотношению

$$G = \frac{2\pi R}{\lambda} \sqrt{\frac{\alpha_{\text{г}} \gamma}{\alpha_{\text{н}}}},$$

где $\alpha_{\text{н}}$ и $\alpha_{\text{г}}$ — показания индикаторного прибора радиометра для сигнала исследуемой антенны и сигнала генератора, γ — коэффициент ослабления соединительного кабеля.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

1. Схемы экспериментальных установок.
2. Результаты расчета коэффициентов усиления заданных рупорных антенн.
3. Экспериментально измеренные диаграммы направленности исследуемой антенны в электрической и магнитной плоскостях, построенные в прямоугольной системе координат.
4. Данные измерений и расчет коэффициента усиления по методу эталонной антенны и по методу двух антенн.
5. Расчет коэффициента усиления антенны по ширине главного лепестка диаграммы направленности.
6. Краткие выводы до анализу полученных результатов.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Перечислите основные виды антенн. Назовите их характерные особенности.
2. Что из себя представляет диполь Герца? Какой вид имеет поле диполя Герца в индукционной зоне и зоне излучения?
3. Используя формулу (11а) получить выражение для поля излучения симметричного вибратора.
4. Используя формулу (21) получить выражение для диаграммы направленности полуволнового и волнового вибраторов. Нарисовать их в плоскостях
5. Почему диаграмма синфазной антенны более узкая?
6. Дать определения мощности и сопротивления излучения.
7. Как и с какой целью вводятся понятия действующей длины вибратора и эффективной площади антенны?
8. Как связаны между собой КПД и КУ антенны?
9. От чего зависит шумовая температура антенны? Назовите способы её уменьшения.
10. Чему равняется оптимальная (согласованная) нагрузка антенны?
11. Дать определение диаграммы направленности, коэффициента направленного действия и коэффициента усиления антенны.
12. Как можно рассчитать коэффициент направленного действия (КНД) и коэффициент усиления антенны, имеющей излучающий раскрыв?

13. В чем заключается сущность измерения коэффициента усиления антенны методом зеркальных изображений?
14. В чем заключается сущность измерения коэффициента усиления методом эталонной антенны?
15. Изложите порядок определения коэффициента усиления по ширине главного лепестка ДН.
16. Почему направление на Полярную звезду в северном полушарии является наиболее благоприятным районом для функционирования антенны?
17. Объясните понятия ближней и дальней зоны излучения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Антенные системы радиоэлектронных средств / Под ред. Г. В. Хохлова.
2. Фрадин А. З. Антенно-фидерные устройства. — М.: Связь, 1977.
3. Физическая энциклопедия. Т. 1. — М.: Сов. энциклопедия, 1987.
4. Кочержевский Г. Н., Ерохин Г. А., Козырев М. Д. Антенно-фидерные устройства. — М.: Радио и связь, 1989.
5. Цейтлин Н. М. Антенная техника и радиоастрономия. — М.: Сов. радио, 1986.
6. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Под ред. Н. М. Цейтлина. — М.: Сов. радио, 1985.

СОДЕРЖАНИЕ

1. Общие положения	3
1.1. Классификация антенн	4
1.2. Основы теории излучения электромагнитных волн	9
1.3. Диполь Герца (элементарный электрический излучатель)	13
1.4. Поле излучения симметричного вибратора конечной длины	16
1.5. Диаграмма направленности симметричного вибратора	18
1.6. Мощность и сопротивление излучения. Входное сопротивление	21
2. Основные параметры антенны	26
2.1. Диаграмма направленности антенны	26
2.2. Коэффициент рассеяния	26
2.3. Коэффициент направленного действия	28
2.4. Коэффициент усиления. Коэффициент полезного действия	30
2.5. Эффективная площадь	31
2.6. Шумовая температура антенны	33
2.7. Поляризационные характеристики антенн	35
2.8. Один из способов учета влияния Земли	35
3. Методы измерения параметров антенн	36
3.1. Методы измерения диаграммы направленности антенны	38
3.2. Измерение коэффициента усиления	44
4. Измерение параметров рупорных антенн	52
4.1. Состав лабораторной установки	52
4.2. Экспериментальная часть	55
Содержание отчета	64
Контрольные вопросы	65
Список литературы	66

**Дугин Николай Александрович
Заборонкова Татьяна Михайловна
Мясников Евгений Николаевич**

Измерение характеристик антенн СВЧ

Методическая разработка по дисциплине “Антенно-фидерные системы и устройства СВЧ” для проведения практических и лабораторных занятий студентов вузов

**Подписано в печать 20.03.2008 г. Формат 60 × 84/16.
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 4,2 усл. п. л.
Тираж 50. Заказ 5576**

**Отпечатано в НИРФИ
Нижний Новгород, ул. Большая Печерская, 25**