

**КАЗАНСКИЙ (ПРИВОЛЖСКИЙ) ФЕДЕРАТИВНЫЙ  
ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИНСТИТУТ ФИЗИКИ  
КАФЕДРА РАДИОАСТРОНОМИИ**

СТЕНИН Ю.М.

**АНТЕННЫЕ И ФИДЕРНЫЕ СИСТЕМЫ**

(КОНСПЕКТ ЛЕКЦИЙ)

**Казань-2012**

УДК 621.371 (075)

Принято на заседании кафедры радиоастрономии КФУ

Протокол № 10 от 7 февраля 2012 года

**Стенин Ю. М. Антенные и фидерные системы.** Конспект лекций. Казань, 2012. - 40 с.

**Рецензент: Шерстюков О. Н.,** доктор физ.-мат. наук, зав. каф. радиофизики КФУ

Данное пособие представляет собой конспект лекций по антеннам и антенным системам, читаемых в курсах бакалавриата и магистратуры Института физики КФУ. Каждая лекция рассчитана на 2 академических часа. Всего в данном пособии содержатся тексты 18 лекций по дисциплине, что соответствует лекционной нагрузке 36 часов по данной дисциплине, читаемой в программе бакалавриата по направлению 011800.62 - Радиофизика, профиль «Физика ионосферы и распространения радиоволн, радиоастрономия», цикл БЗ.ДВ5.

© Стенин Ю.М., 2012

© Казанский федеральный университет, 2012

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>СОДЕРЖАНИЕ.....</b>	<b>3</b>
<b>Лекция 1 .....</b>	<b>4</b>
<b>Лекция 2 .....</b>	<b>5</b>
<b>Лекция 3 .....</b>	<b>9</b>
<b>Лекция 4 .....</b>	<b>11</b>
<b>Лекция 5 .....</b>	<b>14</b>
<b>Лекция 6 .....</b>	<b>14</b>
<b>Лекция 7 .....</b>	<b>16</b>
<b>Лекция 8 .....</b>	<b>19</b>
<b>Лекция 9 .....</b>	<b>20</b>
<b>Лекция 10 .....</b>	<b>22</b>
<b>Лекция 11 .....</b>	<b>23</b>
<b>Лекция 12 .....</b>	<b>26</b>
<b>Лекция 13 .....</b>	<b>27</b>
<b>Лекция 14 .....</b>	<b>28</b>
<b>Лекция 15 .....</b>	<b>30</b>
<b>Лекция 16 .....</b>	<b>32</b>
<b>Лекция 17 .....</b>	<b>34</b>
<b>Лекция 18 .....</b>	<b>36</b>
<b>ЛИТЕРАТУРА.....</b>	<b>39</b>

## Лекция 1

### Некоторые определения

**Антенна** – устройство для излучения или улавливания электромагнитных волн. **Передающая антенна** преобразует энергию связанных радиоволн в энергию свободных электромагнитных волн, излучаемых в определённом направлении. **Приемная антенна** преобразует энергию свободных электромагнитных волн, приходящих с определенного направления, в энергию радиосигнала в форме связанных электромагнитных волн. В силу обратимости процессов, происходящих в антенных системах, принципиально возможно использование одной и той же антенны в качестве передающей или приёмной с сохранением при этом основных характеристик антенны неизменными.

**Фидер** служит для передачи с минимальными потерями радиосигнала от передатчика к передающей антенне или от приемной антенны к приёмнику. Фидерные линии не должны обладать антенным эффектом (т. е. излучать или принимать радиоволны).

### 1. Открытый контур

Электромагнитные волны излучаются проводниками, по которым проходит высокочастотный ток. В закрытом колебательном контуре размеры витков катушки индуктивности обычно значительно меньше рабочей длины волны  $\lambda$ . При таком соотношении практически можно считать, что и каждый виток, и катушка  $L$  в целом электромагнитных волн не излучают. Электрическое поле сосредоточено между обкладками конденсатора  $C$  и практически за его пределы не выходит.

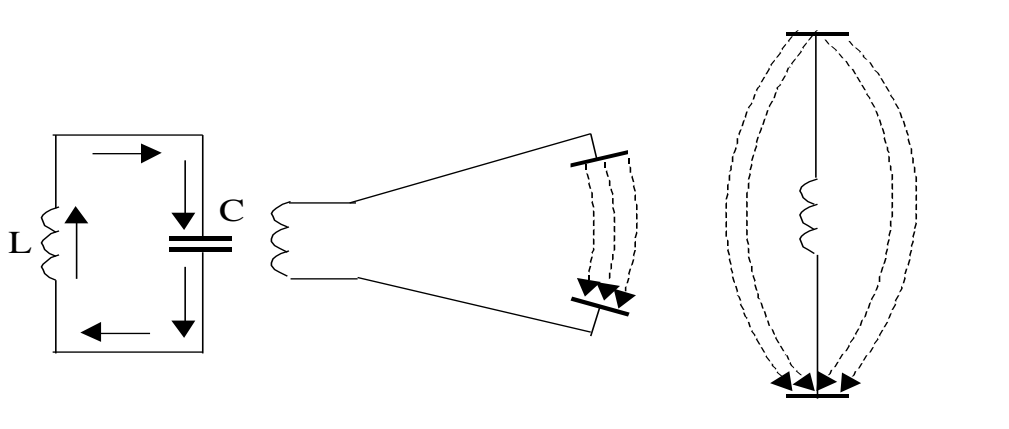


Рис. 1.1. Переход от закрытого контура к открытому (к вибратору)

В соседних проводниках закрытого контура (рис. 1.1) токи имеют противоположное направление, и их излучение взаимно компенсируется.

Но если изменить устройство колебательного контура, раздвинув обкладки конденсатора, тогда токи в его элементах будут иметь одинаковое направление, создаваемые ими радиоволны не будут взаимно уничтожаться, и возможно значительное излучение в пространство. Это достигается превращением замкнутого контура в открытый, т. е. в антенну. Поскольку ток смещения открытого контура охватывает большой объём пространства, становится возможным эффективное излучение электромагнитных волн. В простейшем случае открытый контур представляет собой прямолинейный проводник, в который встраивают небольшую катушку для связи с генератором или приёмником. Антенна, полученная в результате такого превращения, отличается геометрической симметрией и называется симметричным вибратором (диполем). Симметричному вибратору свойственно неравномерное распределение тока и напряжения по его длине. Так, при длине вибратора  $\leq \lambda/2$  имеет место распределение тока и напряжения, указанное на рис. 1.2.

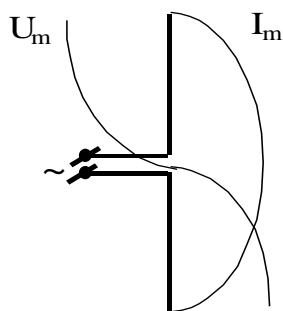


Рис.1.2. Распределение тока и напряжения в вибраторе

Широко применяются и несимметричные вибраторы, у которых нижнюю половину диполя заменяет земная поверхность, что возможно благодаря сравнительно хорошей её проводимости.

\*

Вообще всякий провод обладает собственной индуктивностью и ёмкостью, распределёнными по его длине, и поэтому является своеобразным колебательным контуром (очень приблизительно можно считать, что каждый метр провода имеет  $C \approx 5$  пФ и  $L \approx 2 \cdot 10^{-6}$  Гн).

\*

## Лекция 2

### Характеристики и радиотехнические параметры антенн

#### 1. Сопротивление излучения выражается формулой

$$R_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}}}{I_{\text{д}}^2}, \quad (2.1)$$

где  $P_{\text{изл}}$  – мощность излучения антенны,  $I_{\text{д}}$  – действующее значение тока в антенне.

**2. Сопротивление потерь  $R_{\text{п}}$ .** Всегда имеется некоторая мощность потерь  $P_{\text{п}}$ , которая расходуется на нагрев проводников, теряется в изоляторах, в земле и предметах вблизи антенны. Этой мощности соответствует активное сопротивление потерь

$$R_{\text{п}} = \frac{P_{\text{п}}}{I_{\text{д}}^2}. \quad (2.2)$$

**3. К. п. д. антенны  $\eta_{\text{а}}$**  – отношение мощности излучения к мощности, подводимой к антенне,

$$\eta_{\text{а}} = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{изл}} + P_{\text{п}}} = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\Sigma}}. \quad (2.3)$$

**4. Характеристика направленности антенны** – зависимость напряженности поля излучения антенны от направления при условии, что измерение этого поля производится на одинаковом от антенны расстоянии. Можно говорить об амплитудной, фазовой или поляризационной характеристиках направленности. Функция, выражающая характеристику направленности, называется функцией направленности. Графическое представление функции направленности называется диаграммой направленности.

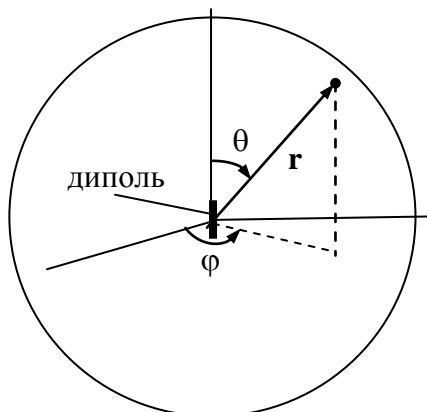


Рис. 2.1. Координаты точки наблюдения поля антенны

Поместим антенну в центр сферы радиуса  $r$  (рис. 2.1). Положение любой точки на такой сфере характеризуется тремя координатами: наклонной дальностью  $r = \text{const}$ , азимутальным углом  $\varphi$  и зенитным углом  $\theta$ . Для получения пространственной диаграммы направленности измеряют величину напряжённости поля в разных точках сферы, а затем изображают эту зависимость в виде поверхности, описываемой функцией  $f(\varphi, \theta)$ . В общем случае диаграмма имеет приведённый на рис. 2.2 многолепестковый вид. Лепесток диаграммы, максимум которого соответствует направлению максимального излучения, называется главным, остальные – боковыми и задними (если таковые имеются). На практике обычно огра-

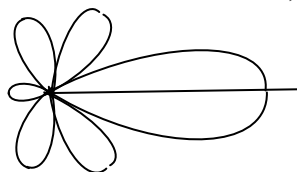


Рис. 2.2. Многолепестковая диаграмма направленности

ничиваются диаграммами направленности во взаимно перпендикулярных плоскостях, проходящих через направление максимального излучения. Для излучателей линейно поляризованной волны используют плоскости, в которых лежит либо вектор  $\mathbf{E}$ , либо вектор  $\mathbf{H}$ .

Иногда диаграмму строят по плотности потока мощности  $\Pi$ , тогда функцией направленности является  $f^2(\varphi, \theta)$ , поскольку  $\Pi$  пропорционален  $E^2$ .

На практике широко используют нормированную характеристику направленности, выражаемую функцией

$$F(\varphi, \theta) = \frac{f(\varphi, \theta)}{f_m(\varphi, \theta)}, \quad (2.4)$$

где  $f_m(\varphi, \theta)$  – значение поля в направлении максимума излучения.

**5. Ширина диаграммы направленности** – угловой сектор, охватывающий часть главного лепестка диаграммы, в пределах которого напряжённость поля меняется от максимума до величины, равной  $1/\sqrt{2} \approx 0,707$  от максимального значения. Это соответствует изменению сигнала по мощности от максимума до значения  $(1/\sqrt{2})^2 = 0,5$  от максимального (т. е. на 3 дБ). Иногда ширина диаграммы отсчитывается от нулевого уровня, иногда по уровню 0,1 от максимального.

**6. Коэффициент направленного действия (КНД, D)** определяется отношением

$$\frac{\bar{\Pi}}{\bar{\Pi}_{\text{изотр.}}} = \frac{\Pi_0}{\Pi_{0\text{изотр.}}}, \quad (2.5)$$

где  $\bar{\Pi} = \Pi_0$  – средняя плотность потока мощности, излучаемого антенной в определённом направлении,  $\bar{\Pi}_{\text{изотр.}} = \Pi_{0\text{изотр.}}$  – средняя плотность потока мощности излучаемого изотропной антенной при условии, что полная мощность излучения антенн одинакова и измерения производятся на одинаковом расстоянии от них.

Так как плотность потока мощности в дальней зоне ( $kr \gg 1$ ) поля  $\Pi_0 = E_0 H_0 = \frac{E_0^2}{120\pi}$ , а  $\Pi_{0\text{изотр.}} = \frac{P_{\text{изл}}}{4\pi r^2}$ , то

$$D = \frac{\Pi_0}{\Pi_{0\text{изотр.}}} = \frac{E_0^2 r^2}{30 P_{\text{изл}}}. \quad (2.6)$$

Из (2.6) следует, что знание КНД антенны позволяет определять среднее значение напряжённости поля в точке приёма  $E_0 = \frac{\sqrt{30 P_{\text{изл}} D}}{r}$ , или её амплитуду  $E_{0m} = \sqrt{2} E_0 = \frac{\sqrt{60 P_{\text{изл}} D}}{r}$ .

Коэффициент направленного действия можно выразить через нормированную функцию направленности антенны:

$$D = \frac{E_{\text{max}}^2}{E_{\text{изотр.}}^2} \frac{E_0^2}{E_{\text{max}}^2} = D_m F^2(\varphi, \theta), \quad (2.7)$$

где  $E_{\text{max}}$  и  $D_m$  – соответственно напряжённость поля и КНД в направлении максимального излучения.

**7. Коэффициент усиления антенны G** определяется как

$$G = D \eta_a, \quad (2.8)$$



т. е. характеризует не только направленные свойства антенны, но и её к.п.д. Используя (2.3), (2.7), (2.8), можно представить амплитуду напряжённости электрического поля волны в точке приёма как

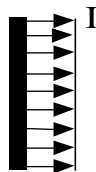


Рис. 3.1. Распределение тока вдоль диполя Герца

$$E_{0m} = \frac{\sqrt{60(P_{\text{изл}} + P_{\text{п}})\eta_a D}}{r} = \frac{\sqrt{60P_{\Sigma}G}}{r} = \frac{\sqrt{60P_{\Sigma}G_m}}{r} F(\varphi, \theta). \quad (2.9)$$

8. **Действующая высота (длина) антенны**  $h_d$  совпадает с длиной диполя Герца, который при равных токах питания создаёт в направлении максимального излучения поле такой же напряжённости, что и характеризующая антенна. Вследствие неравномерности распределения тока для реальных вибраторов  $h_d$  меньше их геометрической длины  $l$ .

9. **Диапазонные свойства антенн.** Оцениваются диапазоном рабочих частот (полосой пропускания), в пределах которого любой радиотехнический параметр антенны изменяется в заданных пределах.

10. **Эффективная шумовая температура антенны**  $T_A$ . Это температура, до которой нужно нагреть сопротивление излучения антенны, чтобы оно выделяло мощность, равную мощности шумов характеризующей антенны. Шумовая температура повышается вследствие тепловых потерь в антенне и за счёт шумов, улавливаемых боковыми и задним лепестками диаграммы направленности.

## Лекция 3

### Диполь Герца и его характеристики

Диполь Герца (элементарный вибратор) – вибратор, длина  $l$  которого намного меньше длины волны  $\lambda$ , так что можно считать, что величина тока  $I$  в любой его точке в данный момент времени одинакова (рис. 3.1).

Поместим диполь Герца в начало сферической системы координат (рис. 2.1). На расстоянии  $r$  от диполя мгновенные значения полей волны

$$E = E_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r\right), \quad H = H_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{\lambda} r\right).$$

Из теории /1/ известно, что диполь Герца создаёт поле с амплитудой напряжённости магнитной составляющей

$$H_m = \frac{I_m l}{2r\lambda} \sin \theta, \quad (3.1)$$

где  $\theta$  – зенитный угол,  $I_m$  – амплитуда тока в диполе.

Так как в дальней зоне в свободном пространстве  $E_m = H_m Z_0 = 120\pi H_m$ , то среднее значение плотности потока мощности в точке  $r$

$$\bar{\Pi} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \frac{H_m}{\sqrt{2}} = 60\pi \frac{I_m^2 l^2}{4r^2 \lambda^2} \sin^2 \theta. \quad (3.2)$$

Проинтегрировав (3.2) по сфере, окружающей диполь, получим мощность излучения диполя Герца

$$P_{\text{изл}} = \oint_S \bar{\Pi} dS = 80\pi^2 \frac{I_m^2 l^2}{2\lambda^2} = 80\pi^2 \frac{I_d^2 l^2}{\lambda^2}. \quad (3.3)$$

Тогда сопротивление излучения диполя Герца

$$R_{\text{изл}} = \frac{P_{\text{изл}}}{I_d^2} = 80\pi^2 \frac{l^2}{\lambda^2} \approx 800 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2. \quad (3.4)$$

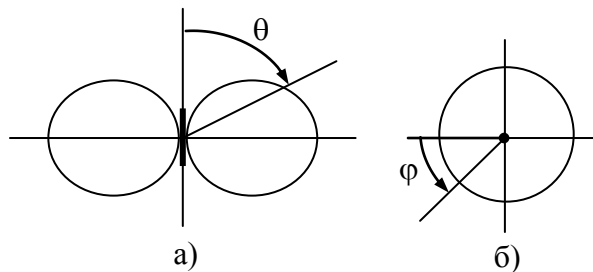


Рис.3.2. Диаграммы направленности диполя Герца: а) в меридиональной плоскости; б) в экваториальной плоскости

Из (3.2) следует, что функция направленности диполя Герца имеет следующий вид:

$$f(\varphi, \theta) = \sin\theta.$$

Таким образом, диполь Герца создаёт направленное излучение в меридиональной плоскости (рис. 3.2а). В плоскости, перпендикулярной оси диполя, (рис. 3.2б) элементарный вибратор является изотропным излучателем.

Согласно выражению (3.2),  $\bar{P}_m = \bar{P}(\theta = 0) = 60\pi \frac{I_m^2 l^2}{4r^2 \lambda^2}$ , поэтому КНД диполя Герца в направлении максимального излучения

$$D_m = \frac{\bar{P}_m}{P_{\text{изотр}}} = \frac{30\pi \frac{I_d^2 l^2}{r^2 \lambda^2}}{\frac{P_{\text{изл}}}{4\pi r^2}} = \frac{30\pi \frac{I_d^2 l^2}{r^2 \lambda^2}}{20\pi \frac{I_d^2 l^2}{r^2 \lambda^2}} = 1,5.$$

## Лекция 4

### Симметричный вибратор

Симметричный вибратор состоит из двух одинаковых по размеру и форме проводников, к которым подключается высокочастотный передатчик (приёмник). Широко используется в диапазонах КВ и УКВ как самостоятельная антенна или как элемент сложных антенных систем. Отличается от диполя Герца неравномерным распределением тока по своей длине. На рис. 4.1 приведены примеры распределения напряжения и тока вдоль симметричного вибратора для различных отношений его длины  $l$  к длине волны  $\lambda$ . Задача определения поля симметричного вибратора решается с помощью представления его в виде бесконечно большого числа

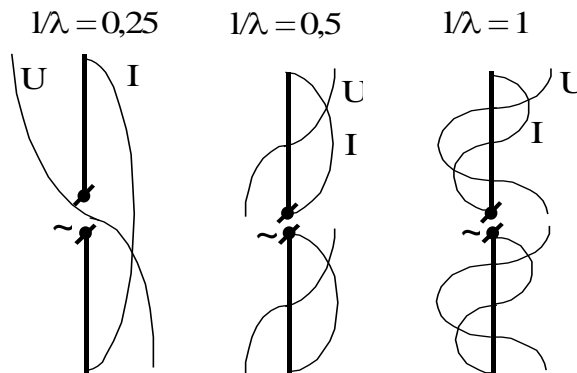


Рис. 4.1. Распределение напряжения и тока в симметричном вибраторе

ется с помощью представления его в виде бесконечно большого числа

элементарных диполей и сложения создаваемых ими полей. Из теории /1/ известно, что электрическая компонента поля симметричного вибратора в точке наблюдения, расположенной в дальней зоне, определяется выражением

$$E = i \frac{60I_m}{r \sin \frac{\pi l}{\lambda}} \frac{\cos\left(\frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta\right) - \cos \frac{\pi l}{\lambda}}{\sin \theta} e^{-ikr}. \quad (4.1)$$

откуда следует, что функция направленности имеет вид

$$f(\varphi, \theta) = f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta\right) - \cos \frac{\pi l}{\lambda}}{\sin \theta}. \quad (4.2)$$

Таким образом, симметричный вибратор, как и диполь Герца, излучает сферические волны и не обладает направленными свойствами в плоскости, перпендикулярной оси диполя.

Для полуволнового вибратора  $\left(1 = \frac{\lambda}{2}\right)$  из (4.2) получаем

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} = F(\theta), \quad (4.3)$$

поскольку  $f_m(\theta) = f(\theta = \pi / 2) = 1$ , т. е. нормированная и ненормированная диаграммы направленности имеют одинаковый вид (4.3). Диаграмма направленности, выражаемая формулой (4.3), незначительно отличается от диаграммы направленности диполя Герца.

Для волнового вибратора при  $l = \lambda$  из (4.2) следует  $f_m(\theta) = 2$ ,

$$F(\theta) = \frac{\cos(\pi \sin \theta) + 1}{2 \cos \theta}, \quad (4.4)$$

т. е. имеет место значительное усиление направленности по сравнению с полуволновым вибратором.

#### 4.1 Влияние проводящей земли на излучение горизонтального вибратора

Задачу о влиянии проводящего экрана на излучение расположенного рядом диполя обычно решают с помощью метода зеркальных изображений, сущность которого заключается в следующем. Электромагнитное поле вибратора, достигая экрана, возбуждает в нём токи, формирующие поле с характеристиками, эквивалентными характеристикам поля от зеркального изображения диполя.

Если расположить вибратор параллельно проводящей поверхности, оказывается, что наличие отражающего экрана создаёт определённую направленность излучения. Примеры формируемых диаграмм направленности в зависимости от высоты  $h$  подвеса горизонтального вибратора над поверхностью проводящего экрана приведены на рис. 4.3.

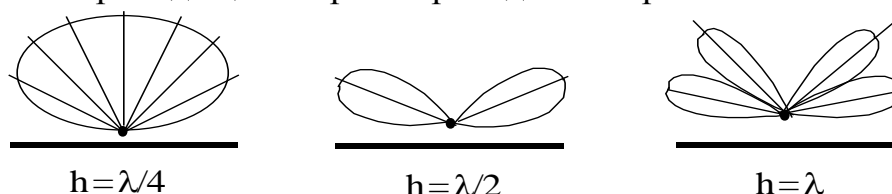


Рис. 4.3. Диаграммы направленности горизонтального вибратора в зависимости от высоты подвеса

Анализ решения показывает, что 1) горизонтальный диполь не излучает вдоль поверхности экрана; 2) с увеличением высоты подвеса растёт число лепестков в диаграмме направленности. Отметим, что земная поверхность близка по свойствам идеальному проводнику в диапазонах СДВ и ДВ. На более высоких частотах нужно учитывать конечность проводимости земли. В частности, уменьшается интенсивность отражённых волн и увеличиваются потери энергии поля вследствие поглощения его в почве.

#### 4.2 Влияние проводящей земли на излучение вертикального вибратора

Решение задачи о поле, создаваемом вертикальным вибратором, расположенным вблизи идеально проводящей поверхности, показывает, что 1) такой диполь создает максимальное излучение вдоль земной поверхности, поскольку вместе со своим зеркальным изображением образует синфазную систему, и поля образующих её вибраторов на поверхности экрана складываются; 2) с увеличением высоты подвеса  $h$  число лепестков диаграммы направленности растёт (рис. 4.4).

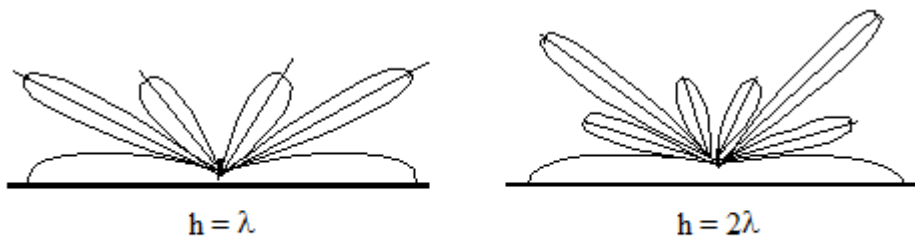


Рис. 4.4. Диаграммы направленности вертикального вибратора в зависимости от высоты подвеса  $h$

Отметим, что при любой ориентации диполя увеличение высоты подъема диполя над проводящей поверхностью приводит к возрастанию числа лепестков в диаграмме направленности.

## Лекция 5

### Несимметричный вибратор

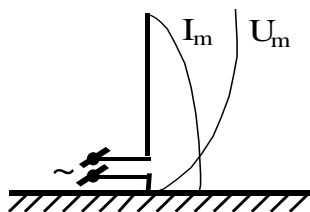


Рис. 5.1. Распределение тока и напряжения в несимметричном вибраторе

Если в качестве нижней половинки вибратора использовать проводящую поверхность Земли, получаем несимметричный, или заземлённый, вибратор (рис. 5.1). Источник ЭДС здесь подключается одним зажимом к вибратору, а другой заземляется. Действующая высота  $h_d$  несимметричного вибратора равна высоте эквивалентного диполя Герца, ток в котором равен току у основания несимметричного вибратора. Поскольку  $h_d$  заземлённого вибратора определяется лишь той частью, которая расположена над поверхностью, его сопротивление излучения  $R_{изл}$  должно быть в 2 раза больше  $R_{изл}$  соответствующего симметричного вибратора (3.4), т.е.

$$R_{изл} = 160\pi^2 \left( \frac{h_d}{\lambda} \right)^2.$$

## Лекция 6

### Системы вибраторов

#### 6.1. Синфазные вибраторы

Пусть два вертикальных вибратора расположены на расстоянии  $\lambda/2$  друг от друга, и к ним подводятся токи, совпадающие по фазе (рис.

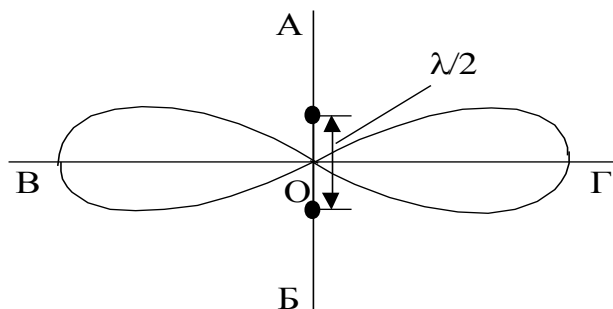


Рис. 6.1. Направленность излучения системы двух активных синфазных вибраторов

6.1). В направлениях ОВ и ОГ волны приходят путями одинаковой длины, поэтому сигналы совпадают по фазе и складываются. В направлениях ОА и ОБ волны идут в противоположных фазах и взаимно гасятся, следовательно излучения по этим направлениям нет. В других направлениях имеем смешанный случай. Таким образом, диаграмма направленности такой системы в экваториальной плоскости представляет собой симметричную "восьмёрку".

### Вибратор с активным рефлектором

Расположим два вибратора параллельно на расстоянии  $\lambda/4$  друг от друга (рис. 6.2). Пусть ток в вибраторе 1 отстает по фазе от тока в вибраторе 2 на  $90^\circ$ . В направлении ОА волна от вибратора 2, достигнув вибратора 1, проходит путь  $\lambda/4$ , соответствующий набегу фазы  $90^\circ$ ; таким образом, далее обе волны распространяются в направлении ОА синфазно, и напряжённость поля удваивается ( $E_{\max} = 2E_1$ ). Волна от вибратора 1 пройдёт путь  $\lambda/4$  до вибратора 2, отстав в общем по фазе от его излучения на

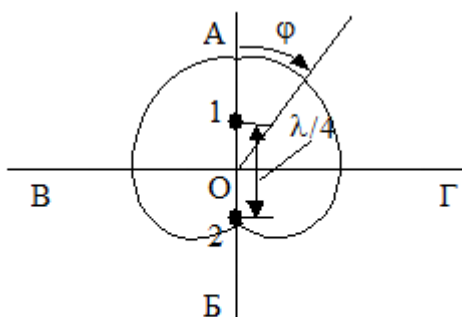


Рис. 6.2. Направленность излучения системы двух несинфазных вибраторов

торе 2 на  $90^\circ$ . В направлении ОА волна от вибратора 2, достигнув вибратора 1, проходит путь  $\lambda/4$ , соответствующий набегу фазы  $90^\circ$ ; таким образом, далее обе волны распространяются в направлении ОА синфазно, и напряжённость поля удваивается ( $E_{\max} = 2E_1$ ). Волна от вибратора 1 пройдёт путь  $\lambda/4$  до вибратора 2, отстав в общем по фазе от его излучения на

$180^\circ$ , следовательно, в направлении ОБ далее обе волны взаимно гасятся. По направлениях В и Г волны от вибраторов распространяются со сдвигом фаз  $90^\circ$ , и суммарная напряжённость полей равна  $\sqrt{2}E_1 = 1,41E_1$ . Диаграмма направленности такой системы описывается формулой  $E(\varphi) = E_1(1 + \cos\varphi)$  и называется кардиоидной. Поскольку вибратор 2 как бы отражает волны, излучаемые вибратором 1, он называется рефлектором, а вибратор 1 – антенной.

## Лекция 7

### Вибратор с пассивным рефлектором

В такой системе к рефлектору ток не подводится, а сам он выполнен удлиненным по сравнению с антенным вибратором. Для объяснения принципов функционирования такой антенной системы вспомним некоторые свойства колебательного контура, которым является и вибратор. Импеданс контура с активным сопротивлением  $R$  определяется формулой

$$Z = R + jX = |Z|e^{i\varphi_Z} = |Z|e^{i \arctg \frac{X}{R}}, \quad (6.1)$$

где

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = X_L + X_C \quad (6.2)$$

– реактивное сопротивление контура, складывающееся из индуктивной ( $X_L$ ) и емкостной ( $X_C$ ) составляющих. Из (6.2) нетрудно получить, что  $X = 0$  при частоте  $\omega = \frac{1}{\sqrt{LC}} = \omega_{\text{рез}}$  (называемой резонансной частотой контура). Уравнение, выражающее закон Ома для контура, имеет вид

$$\mathcal{E}_{ДС} = ZI,$$

или в экспоненциальной форме представления для гармонических колебаний

$$U_m e^{i(\omega t + \varphi_{\mathcal{E}_{ДС}})} = Z_m e^{i\varphi_Z} I_m e^{i(\omega t + \varphi_I)}. \quad (6.3)$$

Из (6.3) следует, что должны выполняться следующие равенства:



$$U_m = Z_m I_m, \quad (6.4)$$

$$\varphi_{\text{ЭДС}} = \varphi_Z + \varphi_I. \quad (6.5)$$

Из (6.5) с учётом (6.1) получаем выражение для сдвига фаз между ЭДС и током в контуре

$$\Delta\varphi = \varphi_{\text{ЭДС}} - \varphi_I = \varphi_Z = \arctg \frac{X}{R} = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}. \quad (6.6)$$

На частотах  $\omega$ , больших  $\omega_{\text{рез}}$ , согласно (6.6)  $\Delta\varphi > 0$ , т. е. ЭДС по фазе опережает ток. При  $\omega < \omega_{\text{рез}}$  имеем  $\Delta\varphi < 0$ , т. е. ЭДС отстает по фазе от тока. При этом, если активное сопротивление контура  $R$  стремится к нулю, сдвиг фаз между ЭДС и током стремится к  $\pi/2$ .

Чем длиннее вибратор, тем больше его  $L$  и  $C$ , а, следовательно, и  $X$ . Таким образом, если рефлектор длиннее, чем это нужно для резонанса, он имеет индуктивное (согласно рис. 6.3) сопротивление, из (6.6) следует, что

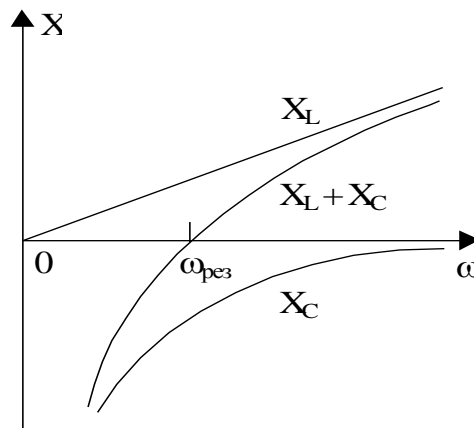


Рис. 6.3. Частотная зависимость реактивного сопротивления контура

при этом  $\Delta\varphi > 0$ , т. е. наведённая в нём ЭДС опережает по фазе создаваемый ток.

Рассмотрим индуктивное воздействие одного контура (1) на другой (2). Согласно закону Ленца, наведённая в контуре ЭДС  $= -\frac{d\Phi}{dt}$ , где  $\Phi$  — магнитный поток через контур. Пусть  $M$  — коэффициент взаимной индукции, тогда наведённая во втором контуре ЭДС

$$U_2 = -M \frac{dI_1}{dt}.$$

Поскольку ток  $I_1$  пропорционален  $e^{i\omega t}$ , то  $\frac{dI_1}{dt} = i\omega I_1$ , следовательно

$$U_2 = -i\omega M I_1 = e^{-i\frac{\pi}{2}} M I_1,$$

т. е. наведённая во втором контуре ЭДС отстаёт по фазе от тока в возбуждающем контуре на  $90^0$ .

Рассмотренные выше процессы имеют в анализируемой антенной системе следующее значение. Электромагнитная волна от антенного вибратора до пассивного рефлектора проходит путь  $\lambda/4$ , за счёт чего создается отставание по фазе на  $90^0$ . ЭДС, наведённая в рефлекторе, отстаёт ещё на  $90^0$  от создающего её электромагнитного поля. Так как длина рефлектора больше антенны, его резонансная частота будет ниже, чем нужно для резонанса с излученной антенной волной, следовательно, сопротивление рефлектора имеет индуктивный характер, и ток в нём отстаёт от ЭДС ещё на  $90^0$ . Таким образом, в целом, ток в рефлекторе отстаёт от тока в антенне на  $270^0$ , что равносильно опережению на  $90^0$ .

Возможен и другой вариант создания двухвибраторной системой направленного излучения. Если подвести энергию к вибратору 2, а вибратор 1 несколько укоротить по сравнению с вибратором 2, получим так же направленное в сторону вибратора 1 излучение с кардиоидной характеристикой направленности. Действительно, волна от антенны, придя к вибратору 1, называемому в такой системе директором, с отставанием на  $\lambda/4$ , возбудит ЭДС с отставанием по фазе ещё на  $90^0$ . Так как сопротивление укороченного по сравнению с антенной вибратора имеет (согласно рис. 6.3) ёмкостной характер, создаваемый наведённой ЭДС ток опережает её по фазе на  $90^0$ . В сумме получаем, что ток в директоре будет отставать по фазе от тока в антенне на  $90^0$ .

На основе систем последнего типа строят директорные антенны, называемые ещё антеннами «волновой канал» и представляющие собой решётку линейных вибраторов (рис. 6.4). Антенна состоит из пассивного

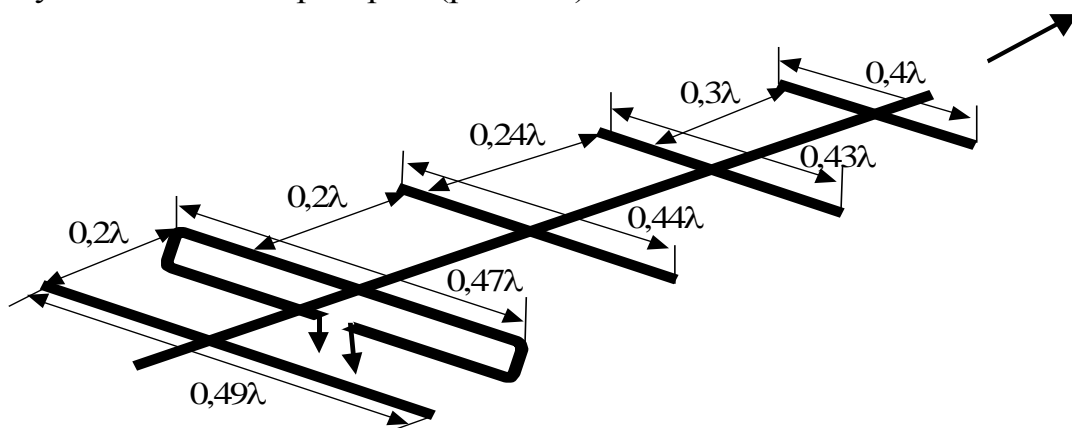


Рис. 6.4. Конструкция антенны типа «волновой канал»

рефлектора, активного вибратора и нескольких директоров. Число последних может быть достаточно большим, поскольку каждый предыдущий директор направляет энергию в сторону последующих, создавая хорошие предпосылки для их возбуждения. Наилучшая направленность достигается путем подбора длины директоров и их расстояния от антенного вибратора. Длина вибраторов и расстояние между ними определяются ещё и тем обстоятельством, что скорость распространения радиоволн вдоль вибраторов меньше скорости света  $c$ . Для приблизительной оценки направленности директорной антенны можно использовать формулу:  $КНД_{\max} \approx \text{число директоров} \times 5$ .

## Лекция 8

### Антенны бегущей волны

В вибраторах при работе устанавливается режим стоячей волны, т. е. точки узлов и пучностей напряжения (тока) располагаются на одних и тех же местах проводника. Из этого следует, что вибраторная антенна сохраняет свои характеристики в узком диапазоне частот. Во вторых, при использовании таких антенн в качестве мощных излучателей возникает опасность их ускоренного износа в точках пучности.

В диапазонах метровых и декаметровых волн получили распространение антенны бегущей волны (АБВ). В частности, в качестве передающих антенн широкое распространение получили ромбические антенны. Простейшая конструкция такой антенны изображена на рис. 7.1.

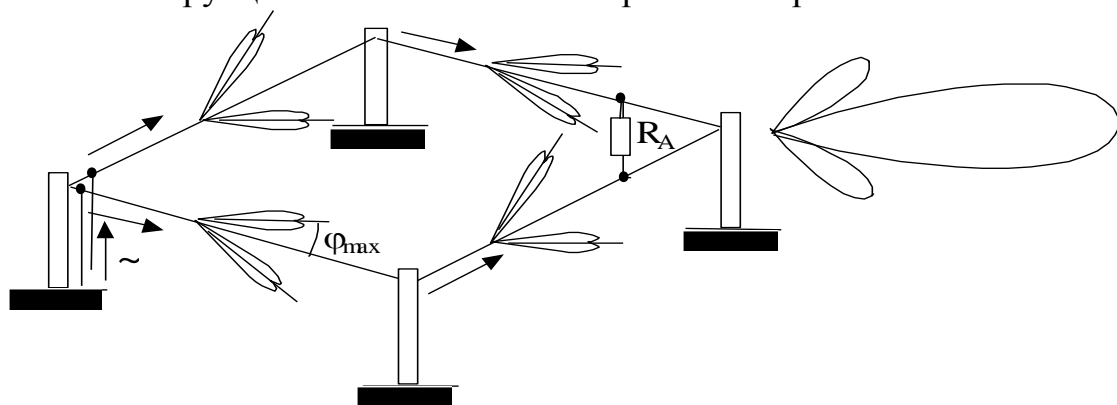


Рис. 7.1. Схема ромбической антенны

Антенна представляет собой двухпроводную линию, выполненную в виде ромба. К одному острому углу подводится высокочастотная ЭДС, а к другому подсоединено поглощающее активное сопротивление  $R_A$ , в результате в антенне устанавливается режим бегущей волны тока. Провод с бегущей волной создаёт излучение, диаграмму направленности которого в плоскости можно представить в виде двух лепестков, наклонённых к оси

провода под определённым углом в сторону движения волны тока. Углы и размер сторон ромба выбираются такие, чтобы максимумы излучения всех четырех проводов совпадали по направлению, а поля складывались синфазно в широком частотном диапазоне. Из теории известно [2], что максимум основного лепестка диаграммы направленности составляет с проводом угол

$$\varphi_{\max} = \arccos\left(1 - \frac{\lambda}{2l}\right). \quad (7.1)$$

Из (7.1) следует, что при достаточно большой длине стороны ромба  $l$ , когда  $l \gg \lambda$ , изменение  $\lambda$  не меняет существенно угол  $\varphi_{\max}$ , и направление максимума излучения сохраняется в широком частотном диапазоне. Благодаря бегущей волне тока  $R_{\text{вх}}$  ромбической антенны остаётся постоянным в диапазоне длин волн с отношением границ примерно 2,5 : 1.

В ромбических антеннах исключено появление значительного скачка напряжения и тока на отдельных участках провода, следовательно, можно значительно повысить мощность излучения по сравнению с другими типами антенн.

Недостатком ромбических антенн является то, что много энергии уходит на излучение боковых лепестков, поэтому у ромбических антенн КНД обычно не превышает 125 – 150. Кроме этого, часть энергии поглощается в нагрузочном сопротивлении  $R_A$ , поэтому ромбические антенны имеют низкий к.п.д., в среднем составляющий 60 – 70%.

## Лекция 9

### Антенные решётки

Одним из способов получения высокой направленности излучения является использование системы слабонаправленных антенн (например, вибраторов), определённым образом расположенных в пространстве и возбуждаемых токами с требуемым соотношением амплитуд и фаз [1]. При большом числе излучателей общая направленность определяется в основном габаритными размерами всей системы. К таким системам относят антенные решетки (АР).

**Антенная решётка (АР)** – система идентичных излучателей, одинаково ориентированных в пространстве и расположенных по определённому закону. В зависимости от расположения элементов различают линейные, поверхностные и объёмные решетки, среди которых наиболее рас-

пространены прямолинейные и плоские АР. Иногда излучающие элементы располагаются по дуге окружности или на криволинейных поверхностях, совпадающих с формой объекта, на котором расположена антенная решётка (конформная АР).

Простейшей является линейная антенная решётка, в которой излучающие элементы располагаются вдоль прямой (оси решетки) на равных расстояниях друг от друга. Расстояние  $d$  между фазовыми центрами излучателей называется шагом решетки.

### Излучение линейной антенной решётки

Рассмотрим линейную АР (рис. 8.1), состоящую из  $N$  элементов, которые расположены вдоль оси  $z$  с шагом  $d$ ; центральный элемент распо-

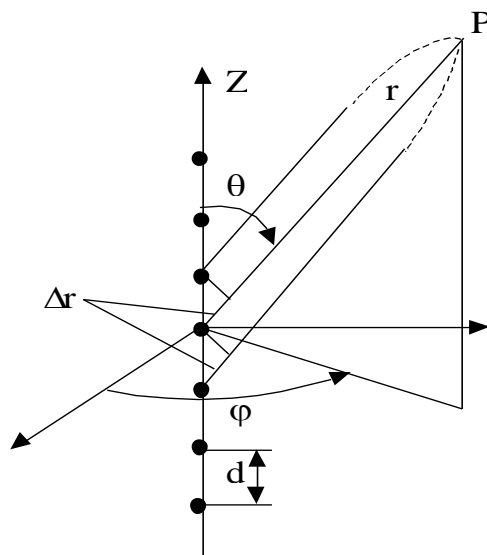


Рис. 8.1. Линейная антенная решётка

ложен в начале координат, расположение  $n$ -го элемента характеризуется координатой  $z_n = nd$ . Комплексная амплитуда тока в  $n$ -м излучателе равна  $I_n \exp(i\psi_n)$ , где  $\psi_n$  – фаза тока. Будем считать, что точка наблюдения  $P$  расположена в дальней зоне, тогда все направления на неё от излучателей АР параллельны и разность хода от любых двух соседних элементов до точки наблюдения  $\Delta r = d \cos\theta$ .

В общем случае излучающие элементы создают в точке наблюдения поле, характеризуемое компонентами  $E_\theta$  и  $E_\phi$ . Теория показывает, что диаграмма направленности решётки  $f(\theta, \phi)$  представляет собой произведение функции направленности  $f_0(\theta, \phi)$  одного элемента данной системы на множитель системы  $f_c$ , т. е.

$$f(\theta, \varphi) = f_0(\theta, \varphi) \left[ \sum_{n=-M}^M \dot{I}_n \exp(in k \Delta r) \right] = f_0 f_c, \quad (8.1)$$

здесь  $n$  – номер элемента системы.

## Лекция 10

### Линейные антенные решётки с равноамплитудным возбуждением и линейным изменением фазы

Пусть токи во всех элементах одинаковы по амплитуде ( $=I$ ), а фаза тока в каждом из элементов отстаёт от фазы в предыдущем на величину  $\psi$ , так что комплексная амплитуда тока в  $n$ -м излучателе

$$I_n = I \exp(-in\psi). \quad (8.2)$$

В этом случае множитель системы имеет вид /1/

$$f_c = \sum_{n=-M}^M \dot{I}_n \exp(in(kd \cos \theta - \psi)) = \frac{\sin[N(kd \cos \theta - \psi)/2]}{\sin[(kd \cos \theta - \psi)/2]}, \quad (8.3)$$

следовательно, нормированный амплитудный множитель системы

$$F_c(\theta) = \left| \frac{1}{f_c(\theta_{гл})} \frac{\sin[N(kd \cos \theta - \psi)/2]}{\sin[(kd \cos \theta - \psi)/2]} \right|. \quad (8.4)$$

### Режим нормального излучения ( $\psi = 0$ )

При этом все элементы решётки возбуждаются синфазно. главный максимум излучения ориентирован по нормали ( $\theta_{гл} = 90^\circ$ ) к оси решётки, так как в этом направлении разность хода равна 0 и поля складываются синфазно. Подставим в (8.3) значение  $\psi = 0$ :

$$f_c = \frac{\sin[N(kd \cos \theta)/2]}{\sin[(kd \cos \theta)/2]} = \left( \theta = \theta_{гл} = 90^\circ \right) = N. \quad (8.5)$$

Тогда нормированный множитель системы

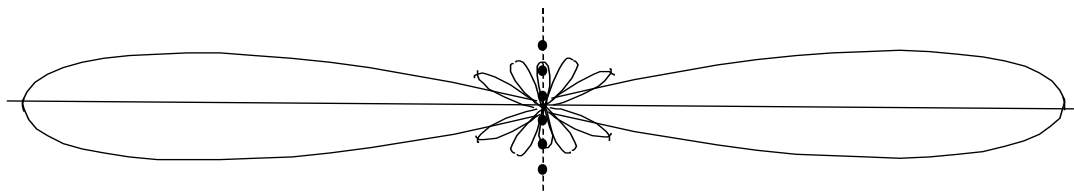


Рис 8.2. Диаграмма направленности излучения линейной антенной решётки

$$F_c = \frac{\sin[N(kd \cos \theta)/2]}{N \sin[(kd \cos \theta)/2]}. \quad (8.6)$$

Диаграмма направленности линейной синфазной АР в плоскости, проходящей через ось решётки, приведена на рис. 8.2.

Для исключения дополнительных главных максимумов в ДН синфазной решетки из изотропных элементов необходимо выбирать  $d < \lambda$ , а для исключения возрастания уровня боковых лепестков необходимо выполнение условия  $d \leq \lambda/2$ .

## Лекция 11

### Режим наклонного излучения ( $0 < \psi < kd$ )

Для отклонения направления максимума излучения на угол  $\theta_{\text{гл}}$  от нормали к оси решетки необходимо, чтобы разность фаз вследствие разности хода для отдельных элементов была скомпенсирована сдвигом фаз из-за несинфазности возбуждения. Из геометрии рис. 8.1 следует, что такая компенсация наступает при выполнении условия  $kd \cos\theta - \psi = 0$ , откуда

$$\theta_{\text{гл}} = \arccos(\psi / kd). \quad (8.7)$$

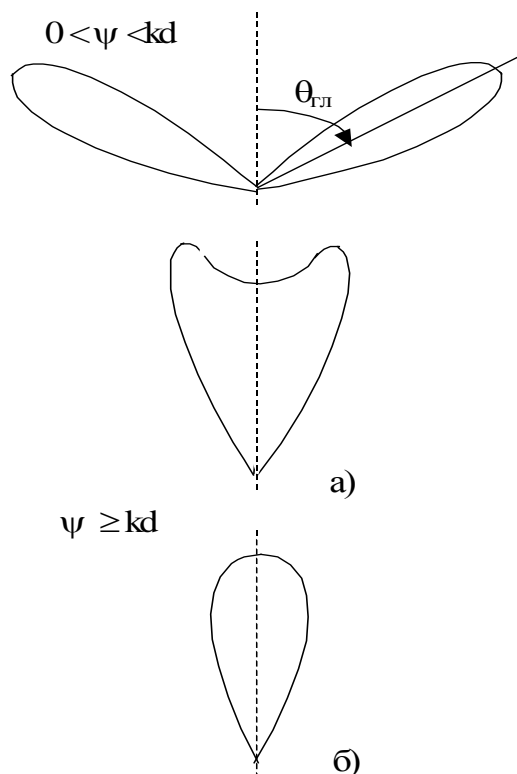


Рис. 8.3. Изменение направленности излучения линейной АР в зависимости от фазового сдвига  $\psi$

Из этой формулы следует, что при возрастании  $\psi$  направление максимума излучения поворачивается к оси решетки в ту сторону, в которую происходит отставание фазы возбуждения элементов решетки (рис.8.3а). Эффект перемещения направления максимального излучения с помощью фазового сдвига широко применяется в сканирующих АР.

### Режим осевого излучения ( $\psi \geq kd$ )

При  $\psi \cong kd$  синфазное сложение полей отдельных элементов осуществляется в направлении оси решетки, т. е. имеет место режим осевого излучения (рис.8.3б). При дальнейшем росте  $\psi$  угол  $kd-\psi$  между векторами на фазовой плоскости приближается к  $-2\pi/N$ , при котором излучение



вдоль оси исчезает. Это происходит при  $\psi = \psi_{кр}$ . Возрастание  $\psi$  в интервале  $kd < \psi < \psi_{кр}$  сопровождается сужением основного лепестка ДН и возрастанием уровня боковых лепестков. Эти факторы по-разному влияют на КНД. Вначале по мере роста  $\psi$  преобладает фактор сужения главного лепестка, вследствие чего КНД возрастает, достигая максимума в оптимальном режиме ( $\psi = \psi_{опт}$ ). Затем КНД падает из-за возрастания боковых лепестков.

### Плоские антенные решётки

Рассмотренные выше линейные АР позволяют формировать направленное излучение только в плоскости, проходящей через ось решетки. Плоские антенные решётки позволяют сконцентрировать излучение в узкий пучок в двух плоскостях. Форма плоской АР может быть прямоугольной, многоугольной, круглой и определяется как требованиями, предъяв-

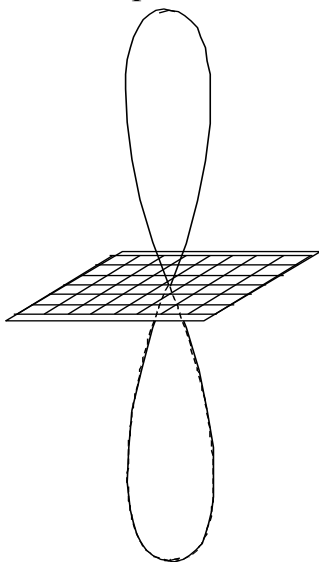


Рис 8.4. Диаграмма направленности прямоугольной антенной решетки

ляемыми к форме диаграммы направленности, так и конструктивными особенностями системы. Излучатели располагаются в узлах прямоугольных или треугольных ячеек.

ДН плоской антенной решётки представлена на рис. 8.4. В главных плоскостях  $xOz$  ( $\varphi = 0$ ) и  $yOz$  ( $\varphi = \pi/2$ ) сечение пространственной диаграммы направленности совпадает с формой диаграммы направленности линейных АР. Излучение в нижнее полупространство устраняется обычно либо выбором однонаправленных излучающих элементов, либо с помощью экранов.

## Лекция 12

### Сканирующие антенные решетки и решетки с обработкой сигналов

#### Назначение и методы сканирования

Под сканированием здесь понимается процесс перемещения главного лепестка диаграммы направленности в пространстве. Такое сканирование может осуществляться механическим, электромеханическим и электрическим способами. Первый способ реализуется поворотом всей антенны. При втором осуществляется механическое перемещение отдельного элемента антенны (например, смещение облучателя относительно фокуса), в результате чего изменяется положение ДН всей антенны. Наибольшим быстродействием отличается третий способ, при котором диаграмма направленности перемещается за счет изменения амплитудно-фазового распределения в раскрыве антенны электрическим путем.

Электрическое сканирование осуществляется обычно на основе использования многоэлементных антенных решёток. В простейшем случае для линейных АР с распределением тока по закону  $I_n \exp(-in\psi)$ , положение максимума основного лепестка ДН относительно нормали к оси решетки определяется соотношением

$$\theta_{\text{гл}} = \arcsin(\psi / kd) = \arcsin(\psi \lambda / 2\pi d). \quad (8.8)$$

Из формулы (8.8) следует, что управлять положением максимума ДН можно, изменяя либо сдвиг фаз  $\psi$  между токами в соседних излучателях (фазовый способ), либо длину волны (частотный способ). Используется и амплитудный способ электрического сканирования, реализуемый изменением амплитуд на входах многолучевой антенной системы.

Современные антенны с электрическим сканированием, управляемые ЭВМ, позволяют реализовать целый ряд преимуществ по сравнению с обычными типами антенн. Применительно к РЛС эти преимущества заключаются в возможности непрерывной многофункциональной работы – поиска, захвата и сопровождения многих целей при одновременном обзоре пространства в широком секторе углов. В радиосвязи электрическое сканирование применяется, например, в спутниковых системах связи и позволяет осуществить многостанционный доступ к ИСЗ, т. е. использовать один бортовой ретранслятор для нескольких наземных станций, что достигается почти мгновенным переключением максимума ДН бортовой антенны с одного направления на другое.

Жесткая конструкция антенн с электрическим сканированием позволяет получить большие предельные значения КНД по сравнению с обычными антеннами в силу меньшей подверженности деформациям, возникающим в процессе эксплуатации. Преимуществом антенн с электрическим сканированием является также электрическая стабилизация при работе с подвижных носителей. Многоэлементная основа подобных антенн позволяет решить такие важные задачи, как сложение в одном луче мощностей многих передатчиков; более полное извлечение информации из сигналов, принятых отдельными элементами; повышение надежности работы антенн и т. д.

К недостаткам антенн с электрическим сканированием можно отнести сложность, высокую стоимость и большие затраты на эксплуатацию.

## Лекция 13

### Фазированные антенные решетки

Фазовый способ электрического сканирования реализуется в антеннах, получивших название фазовые антенные решетки (ФАР). Наиболее распространены ФАР на основе линейных и плоских решеток. Плоские ФАР, в частности, позволяют реально сканировать в пространственном секторе углов  $\pm 60^\circ$  относительно нормали к плоскости решетки. Однонаправленность излучения достигается применением экранов или однонаправленных излучающих элементов. Использование цилиндрических, конических, сферических и других типов выпуклых ФАР позволяет осуществлять сканирование в более широком секторе углов и получить ряд дополнительных преимуществ.

Принцип работы ФАР связан с изменением фазы колебаний, подводимых к отдельным излучающим элементам с помощью фазовращателя таким образом, чтобы обеспечить синфазное сложение полей отдельных излучателей в требуемом направлении максимального излучения. Для нормального функционирования ФАР необходимо устранить возможность появления вторичных главных максимумов. Например, при использовании линейной решетки из ненаправленных элементов вторичные главные максимумы будут отсутствовать, если шаг решетки

$$d < \lambda / (1 + \sin\theta_{\max}),$$

здесь  $\theta_{\max}$  – максимальный угол отклонения луча относительно перпендикуляра к оси решетки. Эта же формула справедлива и для плоской решетки, где под  $\theta_{\max}$  следует понимать максимальный угол отклонения луча в соответствующей плоскости.

Применение ненаправленных элементов имеет смысл при сканировании в широком спектре углов. При ограниченном секторе сканирования использование направленных излучателей позволяет увеличить допустимое расстояние между элементами.

В качестве излучающих элементов ФАР применяют вибраторы, излучатели в виде открытых концов волноводов, рупоры, спиральные и диэлектрические антенны. Выбор конкретного типа излучателя определяется целым рядом требований, основными из которых являются: заданный частотный диапазон, требования к форме диаграммы направленности одного элемента, поляризационные характеристики, излучаемая мощность, рабочая полоса частот и пр. При широкоугольном сканировании диаграмма направленности отдельного элемента должна быть близка к ненаправленной. При сканировании в ограниченном секторе углов (менее  $\pm 20^\circ$ ) можно использовать направленные излучатели в виде директорных антенн, рупоров, цилиндрических спиралей, диэлектрических антенн.

Так как ФАР могут содержать до десятков тысяч элементов, то последние должны быть дешевыми, надежными в работе, иметь малую массу (что особенно важно для бортовых ФАР).

Фазовращатели современных ФАР выполняют либо на рpn-диодах, либо на основе ферритов. Основными требованиями к фазовращателям являются: малые потери, достаточно большая пропускная мощность, точность установки фазовых сдвигов, быстродействие, стабильность характеристик, надежность, малая стоимость. Отметим, что с уменьшением длины волны электрические параметры фазовращателей на основе диодов ухудшаются и при  $\lambda < 5$  см начинают уступать по потерям ферритовым.

## Лекция 14

### Активные фазовые антенные решётки (АФАР)

Так называют многоэлементную антенну, в тракт каждого излучателя которой включен активный элемент. В зависимости от назначения антенны им может быть генератор, усилитель, преобразователь или умножитель частоты. Активные элементы располагаются в непосредственной близости от излучателя или встраиваются в него.

В активном варианте могут быть спроектированы передающие, приемные, а также ретранслирующие ФАР. Общим преимуществом АФАР является упрощение схемы разводки высокочастотного сигнала, что уменьшает потери и вносимые фазовые ошибки. Приемные АФАР имеют меньший уровень шума, чем обычные ФАР. Преимуществом передающих АФАР является отсутствие общего тракта, по которому передается суммарная мощность, и то, что сложение мощностей многих передатчиков

осуществляется в пространственном луче, что снимает проблемы, связанные с возможностью электрического пробоя тракта. Для обеспечения когерентности колебаний во всех передатчиках они должны быть синхронизированы с помощью единого возбуждателя. Управление фазой в передающих АФАР производится фазовращателями, включенными на входе генератора или в предварительных каскадах усиления, т.е. в местах с малым уровнем мощности, что снижает потери, вносимые фазовращателями. Аналогично в приемных АФАР фазовращатели могут быть помещены не на входе приемника, а на выходе ВЧ-усилителя или, что удобнее, – в тракте промежуточной частоты.

Применение АФАР позволяет реализовать распределение амплитуд в элементах антенны изменением мощности отдельных передатчиков или регулированием усиления приемника.

### Антенные решётки с обработкой сигнала

Совершенствование параметров антенных устройств осуществляется как путём усовершенствованием самих антенн, так и применением специальных методов обработки сигналов.

Простейшая обработка – изменение фазы колебаний в тракте каждого излучателя – используется в ФАР. Более сложные методы обработки сигналов позволяют создавать устройства с большей разрешающей способностью, с подавлением боковых лепестков, со сканированием ДН без использования фазовращателей и т. д. В общем случае антенны с обработкой сигналов представляют собой невзаимные устройства.

В качестве примера рассмотрим антенны с логической обработкой сигналов. В таких антеннах обработка сигналов осуществляется с помощью логических устройств типа «да–нет», «больше–меньше» и др.

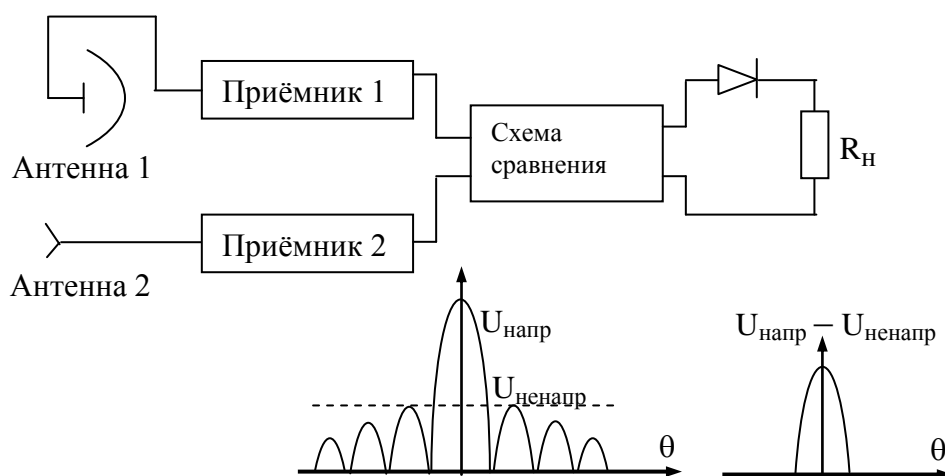


Рис. 8.5. Схема функционирования антенной системы с логической обработкой сигнала

Применение этих операций позволяет, например, подавить боковые лепестки. Схема антенны приведена на рис. 8.5.

Сигналы, принятые направленной антенной 1 и ненаправленной антенной 2, подаются на схему сравнения и далее через диод на нагрузку. Ток через сопротивление  $R_n$  будет протекать лишь тогда, когда напряжение на выходе тракта направленной антенны  $U_{\text{напр.}}$  превысит напряжение  $U_{\text{ненапр}}$  на выходе приёмника сигнала ненаправленной антенны. Подобная обработка позволяет подавлять сигналы, принимаемые вне области главного лепестка.

## Лекция 15

### Самофазирующиеся антенны

Тракт каждого элемента такой антенны имеет независимую фазировку принимаемого сигнала. Сигнал с выхода  $n$ -го элемента с фазой  $\omega_c t + \psi_n$  проходит через управляемый фазовращатель, а часть сигнала подается на вход фазового детектора ( $\psi_n$  зависит от направления прихода волны и расположения элемента). На этот же детектор подается сигнал опорного генератора с фазой  $\omega_r t + \psi$ . Фазовый детектор вырабатывает разностный сигнал с фазой  $(\omega_r - \omega_c)t - \psi_n + \psi$ . Если  $\omega_r = \omega_c$ , то фазовращатель, управляемый разностным сигналом, отрабатывает фазу  $(-\psi_n + \psi)$ . В результате на сумматор от всех  $N$  элементов после фазовращателя попадают сигналы, имеющие одинаковую фазу  $\psi$ , т. е. сигналы складываются синфазно независимо от прихода волны и типа решётки. Для обеспечения равенства  $\omega_r$  и  $\omega_c$  иногда опорную частоту вводят от отдельного элемента, выравнивая фазы всех сигналов относительно фазы сигнала, принятого опорным элементом. Поскольку синфазность имеет место только для полезных сигналов, а шумы не коррелированы, то в самофазирующихся антеннах на выходе сумматора отношение сигнал / шум в  $\sqrt{N}$  раз больше, чем на выходе каждого элемента. Принцип независимой фазировки каждого элемента по опорному сигналу позволяет реализовать огромные значения КНД, недостижимые для обычных больших антенн из-за различных случайных факторов, а также из-за атмосферных неоднородностей, искажающих волновой фронт приходящей волны.

Приёмно-передающие самофазирующиеся решётки переизлучают принятый сигнал в обратном направлении. Простейшей пассивной переизлучающей решёткой является решётка Ван-Атта, представляющая систему излучателей, связанных между собой попарно отрезками фидерных линий одинаковой длины  $l$ .

Рассмотрим фазовые отношения в решётке Ван-Атта. Из схемы антенны (рис. 8.6) следует, что фаза сигналов, принятых элементом решётки,

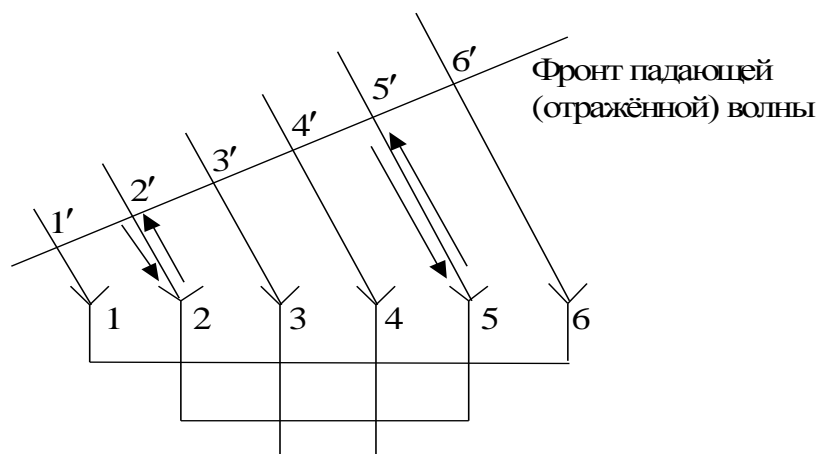


Рис. 8.6. Схема самофазирующейся линейной решётки Ван-Атта

запаздывает по линейному закону с возрастанием номера элемента. Эти сигналы проходят по соединительным трактам одинаковой длины и переизлучаются, причём фазы излучаемых сигналов теперь запаздывают в направлении начала решётки. Из равенства расстояний

$$1'1 + 1 + 66' = 2'2 + 1 + 55' = 33' + 1 + 44'$$

следует, что фронт переизлученного сигнала совпадает с фронтом падающей волны. Это обеспечивает совпадение направления максимума диаграммы направленности переотражённого сигнала с направлением прихода облучающей волны.

С помощью решёток Ван-Атта могут быть построены пункты связи между двумя наземными станциями через спутник (рис. 8.7), на борту которого размещаются переизлучающая решетка и отдельно вынесенная антенна с

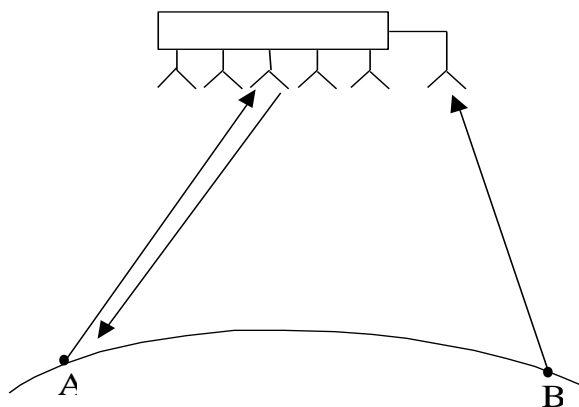


Рис. 8.7. Линия связи наземных пунктов через ИСЗ с использованием АР Ван-Атта

широкой диаграммой направленности. Спутник облучается немодулированным пилот-сигналом с приёмного пункта А. Полезный сигнал, излученный антенной передающей станции В, принимается вынесенной антенной спутника и поступает в схему, осуществляющую модуляцию сигнала, переотраженного решеткой Ван-Атта в направлении пункта А. При этом можно реализовать высокую направленность переизлучающей антенны, поскольку здесь отсутствуют обычные ограничения, связанные с необходимостью стабилизации спутника с высокой степенью точности.

### **Антенны с искусственным раскрывом**

Антенны этого типа наиболее перспективны для движущихся объектов, на которых трудно разместить большие антенны. Специальная обработка сигналов заключается в излучении бортовой антенной последовательности импульсов в определённых точках траектории полёта, приёме отражённых сигналов, их запоминании и последующем сложении. При подобной последовательной обработке информации, принятой реальной бортовой антенной сравнительно небольших размеров, получается такой же эффект, как при одновременной обработке сигналов, принятых антенной с линейными размерами порядка сотен и более м. Правда, при большой скорости перемещения объекта точки съёма информации будут располагаться на большом расстоянии друг от друга, что обычно приводит к появлению вторичных главных максимумов. Для их устранения можно использовать неравномерное расположение указанных точек.

Отметим, что размеры искусственного раскрыва ограничены вследствие сложности когерентного накопления сигналов в течение длительного времени.

## **Лекция 16**

### **Адаптивные антенные решетки (ААР)**

Данные системы используются в основном в приёмном режиме и осуществляют автоматическое подавление помех, создаваемых сигналами, приходящими с неизвестных заранее направлений. Подавление помех осуществляется за счёт формирования нулей диаграммы направленности в направлении их прихода.

Сигналы, принятые каждым элементом ААР, умножаются на соответствующие весовые коэффициенты, формируемые усилителями, и затем складываются. Коэффициенты вырабатываются схемой в зависимости от выбранного критерия оптимальности. Таким критерием может быть ми-



нимум среднеквадратической ошибки принятого сигнала по сравнению с опорным сигналом, максимум отношения сигнал / шум и др.

Весовые коэффициенты представляют в общем случае комплексные числа. Для их реализации обычно используется разделение сигнала, принятого каждым элементом, на две составляющие и введение для одной из них фазовой задержки на  $90^\circ$  (т. е. разделение сигнала на синфазную и квадратурную составляющие). Затем каждая составляющая умножается на свой весовой коэффициент (положительный или отрицательный). Отрицательный весовой коэффициент реализуется изменением фазы колебаний на  $180^\circ$ , например подключением фидера длиной  $\lambda / 2$ .

Рассмотрим ААР с адаптацией по критерию среднеквадратической ошибки (рис. 8.8).

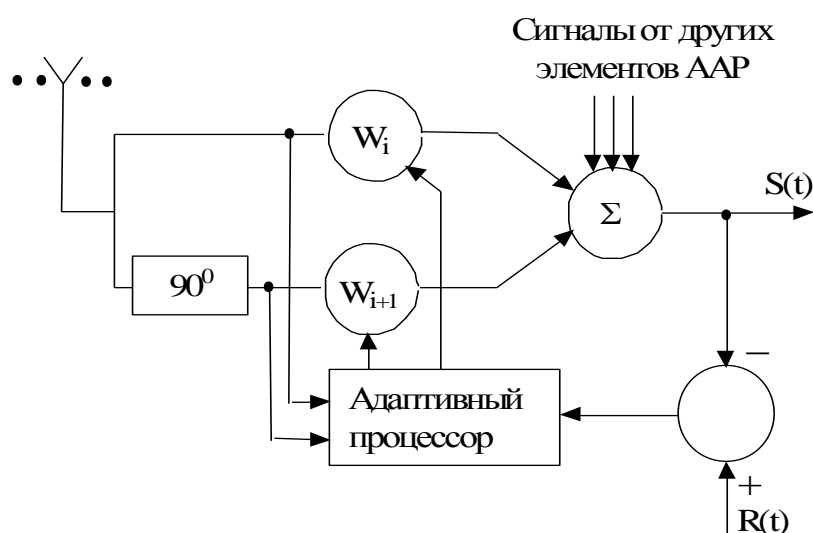


Рис 8.8. Общая схема адаптивной антенной решётки

Сигнал с каждого элемента разделяется на синфазную и квадратурную составляющие и проходит через усилители с регулируемым коэффициентом усиления  $W_i$ . Затем сигналы со всех элементов суммируются, образуя выходной сигнал  $S(t)$ . Этот сигнал сравнивается с опорным сигналом  $R(t)$  и разностный сигнал подаётся на вход адаптивного процессора, управляющего весовыми коэффициентами  $W_i$ . Любой принятый сигнал, не представленный в составе  $R(t)$ , воспринимается как сигнал ошибки, и система обратной связи регулирует весовые коэффициенты так, чтобы устранить его из выходного сигнала. В результате, по направлению прихода этого сигнала устанавливается ноль диаграммы направленности. При этом выходной сигнал  $S(t)$  приближается, насколько это возможно по среднеквадратическому критерию, к опорному сигналу  $R(t)$ . Следовательно, с помощью  $R(t)$  можно различать полезные и мешающие сигналы. Опорный сигнал, конечно, никогда не будет точно равен полезному сигналу, однако для получения хороших результатов достаточно, чтобы  $R(t)$

был коррелирован с полезным сигналом и не коррелирован с помехой. Например, при приёме АМ-сигнала достаточно, чтобы  $R(t)$  соответствовал несущей частоте сигнала.

Качество адаптации тем лучше, чем больше имеется сведений о входных сигналах, поэтому следует использовать любые различия между полезным сигналом и возможными помехами: по спектру, по направлению прихода, по амплитуде, по виду модуляции, по поляризации. Подобные характеристики либо могут быть известны заранее, либо находятся путем оценки параметров интересующего сигнала в процессе работы.

## Лекция 17

### Апертурные антенны

Высокую направленность излучения можно получить, используя т. н. апертурные антенны. Их особенностью является то, что они имеют излучающую поверхность (раскрыв), называемую апертурой. К таким антеннам относятся параболические, рупорные, зеркальные и другие типы.

В обобщённом виде апертурная антенна представляет собой металлическое тело с внешней поверхностью  $S_2$ , внутренней поверхностью  $S_3$  и поверхностью раскрыва  $S_1$  (рис. 9.1). Первичным источником электромагнитной энергии является некий возбудитель  $I_v$ , например, вибратор. Под воздействием излучателя на поверхностях  $S_2$  и  $S_3$  наводятся поверхностные токи. Полное поле излучения будет равно сумме полей возбудителя и всех поверхностных токов. Под действием первичного источника во внутреннем объеме антенны, в том числе и на поверхности раскрыва  $S_1$ , установится определённое распределение электромагнитного поля. Поверхности  $S_1$  и  $S_2$  образуют замкнутую поверхность  $S = S_1 + S_2$ . Можно

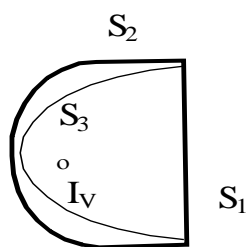


Рис. 9.1. Обобщённая схема апертурной антенны

считать, что поле во внешнем пространстве создается за счет токов, обтекающих  $S$ . Обычно далее задачу упрощают и предполагают, что токи на  $S_2$  малы и полем, создаваемым ими, можно пренебречь. Это тем более обосновано, если размер раскрыва значительно больше длины волны  $\lambda$ .

Саму поверхность раскрыва для простоты полагают плоской, а его форма определяется конструкцией антенны.

### Электрические параметры плоского раскрыва

Из принципа Гюйгенса вытекает, что поверхность раскрыва можно рассматривать как совокупность элементарных источников электромагнитных волн – излучателей Гюйгенса. В общем случае поле в каждой точке раскрыва является комплексной функцией координат этой точки. Неравномерно амплитудное распределение поля, и поляризация поля в различных точках раскрыва может быть различной. Однако, всегда можно разложить поле  $\mathbf{E}$  на две компоненты и найти поле излучения, обусловленное каждой из компонент.

Пусть плоский раскрыв  $S$  лежит в плоскости  $XOY$ , и на нём вектор напряжённости электрического поля  $\mathbf{E}^S$  всюду коллинеарен оси  $OX$  (рис. 9.2). Выберем на  $S$  элементарную площадку  $dS$  и рассмотрим её как эле-

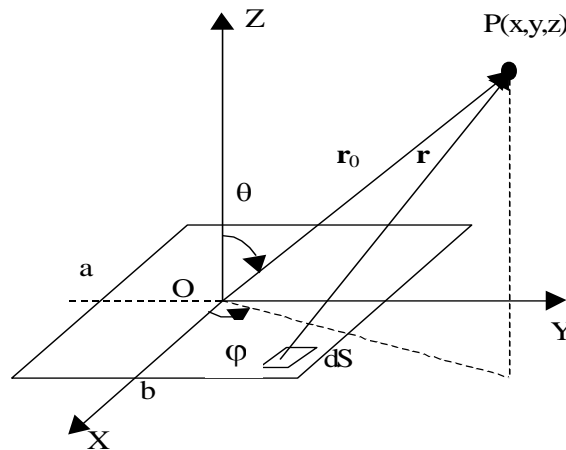


Рис. 9.2. К определению поля излучения, создаваемого поверхностью раскрыва

мент Гюйгенса. Электрическое поле, создаваемое таким излучателем в точке наблюдения  $P$ , является результатом действия эквивалентных электрических и магнитных токов на поверхности элемента и определяется выражением

$$d\dot{\mathbf{E}}(\mathbf{r}) = \theta_0 d\dot{\mathbf{E}}_\theta(\mathbf{r}) + \varphi_0 d\dot{\mathbf{E}}_\varphi(\mathbf{r}), \quad (9.1)$$

$$d\dot{\mathbf{E}}_\theta(\mathbf{r}) = \frac{ik\dot{\mathbf{E}}^S}{4\pi} \frac{e^{-ikr}}{r} (1 + \cos\theta) \cos\varphi dS, \quad (9.2)$$

где

$$d\dot{\mathbf{E}}_\varphi(\mathbf{r}) = -\frac{ik\dot{\mathbf{E}}^S}{4\pi} \frac{e^{-ikr}}{r} (1 + \cos\theta) \sin\varphi dS.$$

Из анализа (9.2) следует, что нормированная диаграмма направленности излучения элемента Гюйгенса выражается функцией  $f_c = \frac{1}{2}(1 + \cos\theta)$  и имеет вид кардиоиды (рис. 9.3). Составляющие поля, создаваемого излучением всей поверхности раскрыва в дальней зоне, где можно считать  $\varphi$ ,  $\theta$ ,  $r$  одинаковыми для всех точек раскрыва, будут иметь вид

$$\dot{E}_\theta(\mathbf{r}) = \frac{i}{2\lambda r} (1 + \cos\theta) \cos\varphi \int_S \dot{E}^S e^{-ikr} dS, \quad (9.3)$$

$$\dot{E}_\varphi(\mathbf{r}) = -\frac{i}{2\lambda r} (1 + \cos\theta) \sin\varphi \int_S \dot{E}^S e^{-ikr} dS. \quad (9.4)$$

Для определения поля излучения согласно (9.3) и (9.4) нужно знать форму раскрыва и амплитудно-фазовое распределение  $E^S$  на ней. Предположим, что раскрыв имеет прямоугольную форму и синфазное распределение поля. Тогда поле излучения, создаваемое раскрывом в дальней зоне в точке  $P(x, y, z)$ , /2/

$$\dot{E} = \frac{ie^{-ikr_0}}{2\lambda r} (\theta_0 \cos\varphi - \varphi_0 \sin\varphi) (1 + \cos\theta) \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \dot{E}^S e^{-ik(x_s \sin\theta \cos\varphi + y_s \sin\theta \sin\varphi)} dx_s dy_s. \quad (9.5)$$

Нетрудно показать, что выражение (9.5) имеет максимум при  $\theta = 0$ . Следовательно, главный лепесток диаграммы направленности излучения сориентирован перпендикулярно раскрыву.

## Лекция 18

### Диаграмма направленности апертурной антенны

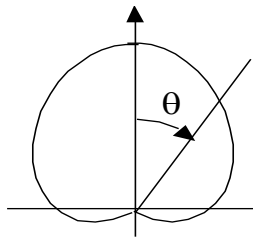


Рис. 9.3. Диаграмма направленности элемента Гюйгенса

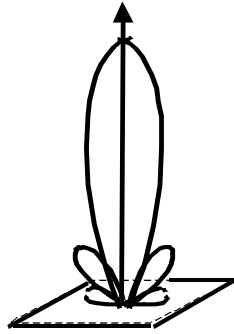


Рис 9.4. Диаграмма направленности апертурной антенны

Рассмотрим случай равномерного распределения амплитуды, т. е.  $\dot{E}^S = \dot{E}_0 = \text{const.}$  Теперь  $\dot{E}^S$  в (9.3), (9.4) можно вынести за интеграл, а сам интеграл представить как произведение двух интегралов, каждый из которых имеет вид  $\int e^{i\alpha t} dt$ . Выполнив интегрирование, получаем

$$\dot{E} = \frac{iab\dot{E}_0}{2\lambda} \frac{e^{-ikr_0}}{r_0} (\theta_0 \cos\varphi - \varphi_0 \sin\varphi)(1 + \cos\theta) \frac{\sin u_x}{u_x} \frac{\sin u_y}{u_y}, \quad (9.6)$$

где  $u_x = 0.5kb \cdot \sin\theta \cdot \cos\varphi$  и  $u_y = 0.5ka \cdot \sin\theta \cdot \sin\varphi$ .

Выражению (9.6) соответствует многолепестковый вид диаграммы направленности (рис. 9.4). В (9.6) входят (как множители) функция направленности элемента Гюйгенса  $f_c$  и выражение

$$F_c = \frac{\sin\left(\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi\right) \sin\left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta \sin\varphi\right)}{\frac{\pi b}{\lambda} \sin\theta \cos\varphi \quad \frac{\pi a}{\lambda} \sin\theta \sin\varphi}.$$

Диаграмма направленности элемента Гюйгенса  $f_c$  слабонаправлена, поэтому именно  $F_c$  в основном определяет форму ДН апертурной антенны, особенно в области главного и ближних боковых лепестков.

### Коэффициент направленного действия апертурной антенны

КНД антенны определяется выражением (2.5). Найдем  $D_{\max}$  – КНД апертурной антенны в направлении максимального излучения, т. е. при  $\theta = 0$ . Так как в дальней зоне расстояние  $r$  можно считать постоянным для

всех точек раскрыва, то для модулей амплитуд составляющих (9.3), (9.4) получаем

$$E_{\theta} = \frac{\cos \varphi}{\lambda r} \left| \int_S \dot{E}^S dS \right|; \quad E_{\varphi} = \frac{\sin \varphi}{\lambda r} \left| \int_S \dot{E}^S dS \right|. \quad (9.7)$$

Тогда плотность потока мощности на расстоянии  $r$  от раскрыва

$$\bar{\Pi}_{\max} = \frac{E_{\theta}^2 + E_{\varphi}^2}{2W} = \frac{\left| \int_S \dot{E}^S ds \right|^2}{2W\pi\lambda^2 r^2}. \quad (9.8)$$

Вектор Пойнтинга в плоскости раскрыва

$$\dot{\Pi}^S = \frac{1}{2} [\dot{\mathbf{E}}^S, \dot{\mathbf{H}}^{*S}] = r_0 \frac{\dot{E}^S \dot{E}^{*S}}{2W} = r_0 \frac{(E^S)^2}{2W} = \bar{\Pi}^S, \quad (9.9)$$

следовательно, средняя мощность излучения всего раскрыва

$$\bar{P}^{\Sigma} = \int_S \bar{\Pi}^S dS = \frac{1}{2W} \int_S (E^S)^2 dS. \quad (9.10)$$

Для изотропного излучателя плотность потока мощности

$$\bar{\Pi}_{\text{изотр.}} = \frac{\bar{P}^{\Sigma}}{4\pi r^2} = \frac{1}{8\pi r^2 W} \int_S (E^S)^2 dS, \quad (9.11)$$

следовательно,

$$D_{\max} = \frac{\bar{\Pi}_{\max}}{\bar{\Pi}_{\text{изотр}}} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\left| \int_S \dot{E}^S dS \right|^2}{\int_S (E^S)^2 dS}. \quad (9.12)$$

Если поле излучения синфазно и  $E^S = \text{const}$ , то

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{(E^S)^2 S^2}{(E^S)^2 S} = \frac{4\pi}{\lambda^2} S = \frac{4\pi}{\lambda^2} ab. \quad (9.13)$$

Вообще для апертурной антенны с любой формой раскрыва применима следующая формула определения КНД в направлении максимума излучения /1/

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} Sv = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_d, \quad (9.14)$$

здесь  $v$  – коэффициент использования поверхности антенны,  $S_d = Sv$  – действующая площадь поверхности раскрыва.

## ЛИТЕРАТУРА

(использованная при подготовке данного пособия)

1. Г.Н.Кочержевский, Г.А.Ерохин, Н.Д.Козырев. Антенно-фидерные устройства. М.: Радио и связь, 1989. - 352 с.
2. Н.Т.Бова, Г.Б.Резников. Антенны и устройства СВЧ. Киев: Вища школа, 1982. - 278 с.
3. Г.Б.Белоцерковский. Основы радиотехники и антенны, часть II, Антенны. М.: Сов. радио, 1969. - 328 с.
4. В.В.Никольский, Т.И.Никольская. Электродинамика и распространение радиоволн. М.: Наука, 1989. - 544 с.