

**МИНИСТЕРСТВО ЦИФРОВОГО РАЗВИТИЯ**  
**Федеральное государственное**  
**бюджетное образовательное учреждение высшего образования**  
**«САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКИЙ**  
**ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ**  
**им. проф. М. А. БОНЧ-БРУЕВИЧА»**

---

**В. В. Дмитриева, К. О. Коровин, А. Н. Ликонцев**

**АНТЕННЫЕ УСТРОЙСТВА В**  
**РАДИОТЕХНИКЕ**

**Учебное пособие**

**СПб ГУТ)))**  
**СПбГУТ, 2022**

УДК 621.3.049.75  
ББК 32.844.1  
К71

Рецензент Кузьмин С.В., к.ф-м.н. доцент кафедры КПрЭС

*Рекомендовано к печати редакционно-издательским советом СПбГУТ*

Антенные устройства в радиотехнике: учебное пособие;  
СПбГУТ. – СПб., 2021. – 45 с.

В пособии даны общие сведения по основным типам антенн, рассмотрены важнейшие характеристики антенн, теоретические и практические аспекты проектирования антенн радиотехнических систем. Приведены задачи по наиболее важным практическим аспектам разработки и применения современных антенных систем. Предназначено для студентов факультета радиотехнологий связи, обучающихся по специальности 11.04.01 Радиотехника.

**УДК 621.3.049.75  
ББК 32.844.1**

© В. В. Дмитриева, К.О. Коровин, А.Н. Ликонцев 2022  
© Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
«Санкт-Петербургский государственный университет  
телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича»,  
2022

## Оглавление

Оглавление .....	3
1 Общие характеристики антенн .....	4
2 Вибраторные антенны.....	10
3 Директорные антенны.....	11
4. Логопериодические антенны .....	13
5. Зеркальные антенны.....	15
6 Рупорные антенны.....	16
7 Волноводно-щелевые антенны .....	19
8 Спиральные антенны .....	22
9 Широкополосные антенны.....	25
9.1 Антенна Вивальди.....	25
9.2 Спиральная антенна .....	29
9.1 Логопериодическая антенна.....	32
10 Антенные решетки .....	33
10.1 Оптимальные антенные решетки .....	38
11 Фазированные антенные решетки .....	40
11.1 Характеристики фазированных антенных решеток .....	43

## 1 Общие характеристики антенн

Антенна — устройство для излучения или приема радиоволн. Передающая антенна предназначена для непосредственного излучения радиоволн.

Она решает следующие задачи:

- 1) преобразование энергии токов радиочастоты в энергию излучаемых радиоволн при отсутствии искажения передаваемой информации (с сохранением модуляции сигнала).
- 2) пространственное распределение энергии электромагнитного поля излученного антенной;
- 3) создание заданной поляризационной структуры поля.

Приемная антенна предназначена для непосредственного приема радиоволн. Приемная антенна принимает высокочастотную энергию электромагнитного поля заданной поляризации и превращает ее в энергию электромагнитных колебаний, поступающую по фидеру на вход приемного устройства.

Существуют различные типы антенных систем, что приводит к классификации по признакам. Классификации немного отличаются, в различных источниках и могут быть найдены, к примеру, в работах [Зырянов] [Неганов]. В данном пособии подробно рассматриваются ключевые *практически важные* параметры устройств. Как правило, при проектировании антенн особое внимание уделяют следующим параметрам: коэффициенту направленного действия (КНД), коэффициенту усиления (КУ), импедансу (активной и реактивной части) и диаграмме направленности антенны (ДН).

Диаграмма направленности. Под определением диаграммы направленности понимают зависимость амплитуды, фазы и поляризации электромагнитного поля в дальней зоне антенны от направления наблюдения.

Понятие о ДН передающей антенны вводится с целью выяснения проблемы о распределении в пространстве энергии, излучаемой антенной. При этом различают ДН по напряженности поля или по мощности. Следует заметить, что они однозначно связаны между собой.

ДН по напряженности поля — это зависимость амплитуды напряженности электромагнитного поля, излучаемого антенной, от угловых координат в пространстве при одинаковом расстоянии до нее. Причем выбор расстояния ограничен требованием нахождения измерителя в дальней зоне (зоне излучения) антенны:

$$r \gg \frac{(2L^2)}{\lambda} \quad (1)$$



где  $L$  — наибольший габаритный размер антенны.

Ненормированная ДН обозначается следующим образом:

$$E = E(\theta, \phi) = F^E(\theta, \phi); \quad (2)$$

$$H = H(\theta, \phi) = F^H(\theta, \phi) \text{ при } r = \text{const} \quad (3)$$

где  $\theta$ ,  $\phi$  и  $r$  — координаты точки наблюдения в сферической системе координат.

На практике при изучении ЭМП в дальней зоне антенны ограничиваются рассмотрением только ДН по электрической составляющей ЭМП —  $E(\theta, \phi)$ , так как величины  $E$  и  $H$  связаны между собой волновым сопротивлением свободного пространства:

$$W_0 = 377 \text{ Ом}, \quad H = E/W_0. \quad (4)$$

ДН по плотности мощности — это зависимость плотности потока мощности ЭМП, излучаемого антенной, от угловых координат в пространстве.

Ниже приведен пример диаграммы направленности идеального изотропного излучателя (рис. 1). Следует отметить, что изотропного излучателя не существует, несмотря на наличие достаточно большого числа слабонаправленных антенн, с ДН близкой к изотропному излучателю. Тем не менее, изотропный излучатель является важной моделью, так как позволяет нормировать ДН реальных антенн.

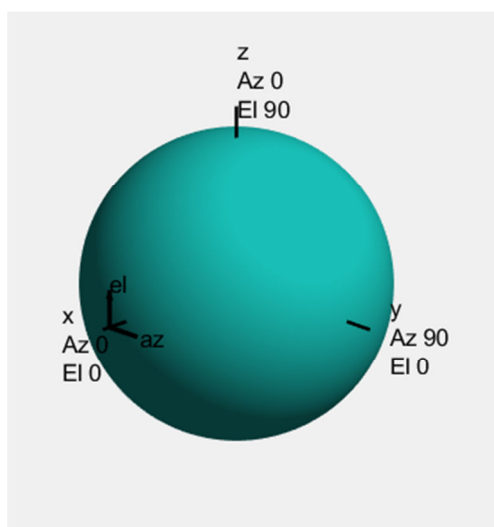


Рис. 1. Диаграмма направленности идеального изотропного излучателя.

Одной из самых простейших антенн считается дипольная антенна. Она состоит из двух идентичных проводящих элементов (металлические провода). Пример диаграммы направленности диполя приведен ниже (рис.2).

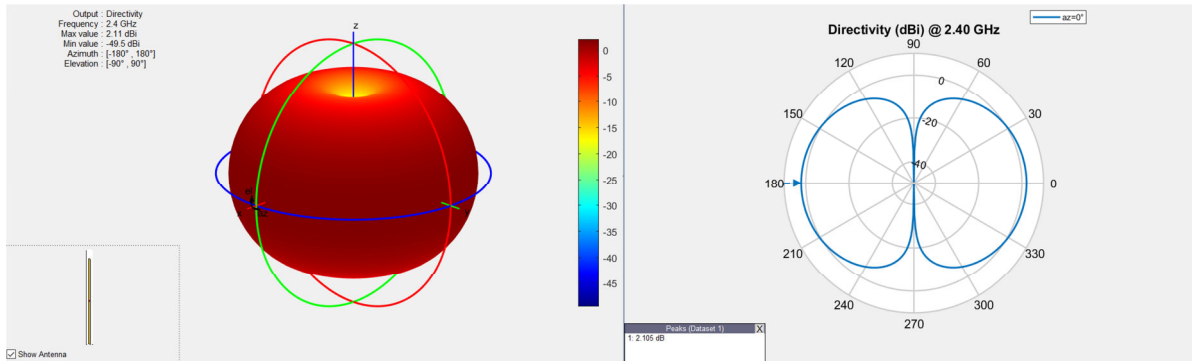


Рис. 2. ДН дипольной антенны а) 3D график б) Сечение в полярных координатах в угломестной плоскости.

Полоса пропускания антенны – диапазон частот, в пределах которого амплитудно-частотная характеристика антенны достаточно равномерна, для того, чтобы передать сигнал без искажения.

Ширина диаграммы направленности соответствует уменьшению мощности излучения в 2 раза (этот уровень соответствует -3дБ или 0,707 (рис.3)).

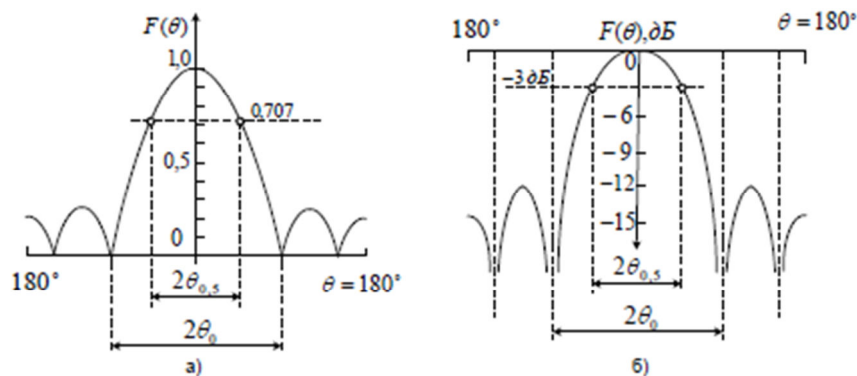


Рис. 3. Определение ширины диаграммы направленности а) в разгах б) в децибелах

Коэффициент направленного действия антенны количественно характеризует направленные свойства реальной антенны по сравнению с эталонной антенной, представляющей собой совершенно ненаправленный (изотропный) излучатель с ДН в виде сферы.

Расчет КНД антенны обычно выполняется по известному в дальней зоне полю антенны. КНД однозначно определяется нормированной ДН согласно (5) [1]:

$$D = \frac{4\pi}{\int_{\theta=0}^{\pi} \int_{\varphi=0}^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin(\varphi) d\theta d\varphi} \quad (5)$$

- где  $D$  - коэффициент усиления;  $\theta, \varphi$  - азимутальный и угломестный углы антенны, соответственно.

Коэффициент усиления (КУ) антенны – один из ключевых параметров антенны, описывающий производительность антенны. Коэффициент усиления, передающей антенны определяет, насколько эффективно антенна может преобразовывать свою входную мощность в радиосигнал, в определенном направлении. Аналогично, как и приемная антенна насколько эффективно преобразует входящий радиосигнал в электрический сигнал.

Коэффициент усиления, согласно формуле (6) определяется как отношение интенсивности излучения  $U(\theta, \varphi)$  данной антенны в заданном направлении к средней интенсивности излучения изотропного источника без потерь:

$$G(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} \quad (6)$$

Коэффициент усиления антенны может быть представлен через коэффициент направленного действия (7):

$$G(\theta, \varphi) = \mu \cdot D(\theta, \varphi) \quad (7)$$

Где  $\mu$  – КПД антенны, который обычно, в зависимости от типа и конструкции антенны, варьируется от 0.5 до 0.95.

### Импеданс

Импеданс (или входное сопротивление антенны) равно отношению напряжения на зажимах антенны к току на входе фидера:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{U_0}{I_0} = R_{\text{вх}} + iX_{\text{вх}} \quad (8)$$

Как правило, импеданс антенн стараются сделать равным 50 Ом (вспомните 50 Омный коаксиальный кабель), однако в диапазонах от очень высоких (ОВЧ) до сверхвысоких частот (СВЧ) часто используют фидеры с импедансом 75 Ом (75 Омный кабель), в результате чего импеданс антенн стремятся сделать равным 75 Ом.

Импеданс антенны редко когда бывает равен волновому сопротивлению фидерной линии. Например, на рисунке 4 изображен график входного сопротивления антенны – на частоте 100 МГц активная

часть равна около 100 Ом. Для согласования фидерной линии и антенны применяют *согласующие устройства*.

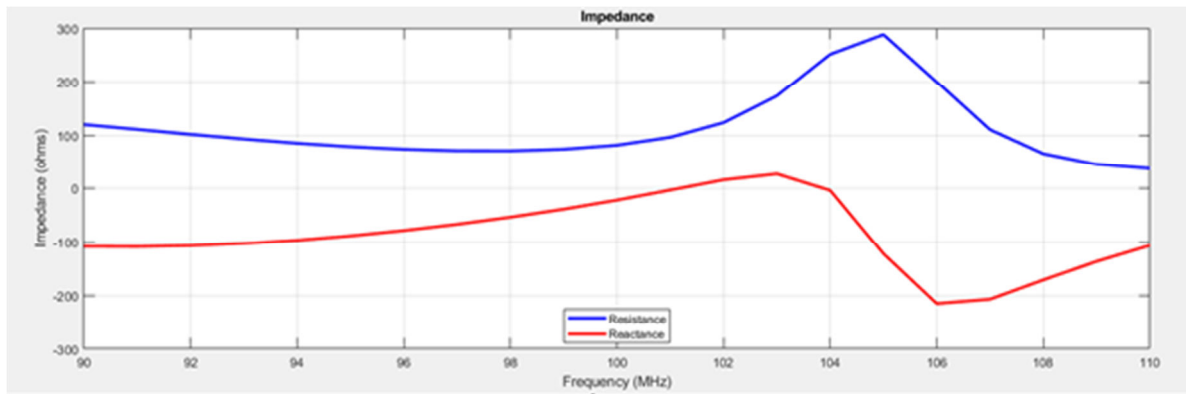


Рис. 4. График полного входного сопротивления антенны

### Коэффициент стоячей волны.

КСВ характеризует степень согласованности антенны и фидера. В идеале КСВ равен единице (отраженная волна отсутствует), но на практике всегда часть передаваемой энергии отражается и возвращается в передатчик.

КСВ можно определить как отношение максимума напряженности электрического поля к минимуму или через модуль коэффициента отражения:

$$\text{КСВ} = \frac{E_{m\max}}{E_{m\min}} = \frac{1 + |p|}{1 - |p|} \quad (9)$$

Где  $|p|$  – модуль коэффициента отражения, который равен:

$$|p| = \sqrt{\frac{(R_{\text{вх}} - W_{\phi})^2 + X_{\text{вх}}^2}{(R_{\text{вх}} + W_{\phi})^2 + X_{\text{вх}}^2}} \quad (10)$$

Где  $W_{\phi}$  – волновое сопротивление фидера

Иногда под коэффициентом отражения понимают отношение комплексных амплитуд поперечных (обычно электрических) компонент обратной и прямой волн.

Обратная величина КСВ получила название КБВ (коэффициент бегущей волны).

Рассмотрим режимы работы линий передач (табл.1). Режим бегущей волны характеризует идеальное согласование фидера с нагрузкой. Режим бегущей волны в фидере является наиболее эффективным для работы радиопередатчика с точки зрения отдачи им мощности в фидер и в антенну.

Режим стоячих волн характеризует отсутствие согласования фидера с его нагрузкой, – энергия не переносится вдоль фидера, а только колеблется в нем. Такой режим является крайне нежелательным для радиопередатчика с точки зрения уровня генерируемой мощности.

Смешанный режим работы показывает уровень согласования фидера и антенны исходя из конкретных значений коэффициента отражения.

Таким образом, значение коэффициента отражения определяет характер распределения тока и напряжения в фидере, то есть его волновой режим. В большинстве практических случаев измерение значения коэффициента отражения встречает определенные трудности, так как для этого необходимо разделить падающую и отраженную волны, одновременно существующие в фидере. Поэтому волновой режим работы фидера удобнее характеризовать другой величиной, легко определяемой экспериментально. Такой величиной является коэффициент бегущей волны в фидере, обозначаемый обычно КБВ.

Таблица 1 режимы работы фидера

Режим работы	Входное сопротивление антенны $Z_{BX} = \frac{U_0}{I_0} = R_{BX} + iX_{BX}$	КСВ	КБВ	$ p $
Бегущей волны	$Z_{BX} = W_\phi$	1	1	0
Стоячей волны	$\begin{cases} Z_{BX} = 0 \\ Z_{BX} = \infty \\ Z_{BX} = iX_{BX} \end{cases}$	$\infty$	0	1
Смешанный	$\begin{cases} Z_{BX} \neq W_\phi \\ Z_{BX} \neq 0 \\ Z_{BX} \neq \infty \\ Z_{BX} \neq iX_{BX} \end{cases}$	$1 < \text{КСВ} < \infty$	$0 < \text{КБВ} < 1$	$0 <  p  < 1$

### Круговая диаграмма

В инженерных расчетах и для общих оценок режима передачи используют заменяющие и круговые диаграммы. Такую диаграмму полных сопротивлений называют диаграммой Смита (рис.5).

Диаграмма Смита характеризует комплексное сопротивление активной и реактивной частями. Активные сопротивления представлены точками на горизонтальном диаметре, а реактивные – точками на окружности. Комплексные сопротивления характеризуются точками пересечения кривых для активной и реактивной частей. При этом верхняя половина

диаграммы Смита используется для представления импедансов с положительной реактивной частью, а нижняя с отрицательной.

На диаграмму можно наносить комплексные сопротивления с активной и реактивной частями величиной от нуля до бесконечности. Обычно пользуются значениями, нормированными на опорное сопротивление ( $R_0$ ).  $R_0$  выбирают так, чтобы нормированное сопротивление оказалось ближе к центру круга, где высока точность отсчетов.

Примеры, иллюстрирующие применение круговых диаграмм в инженерных расчетах приведены в [5].

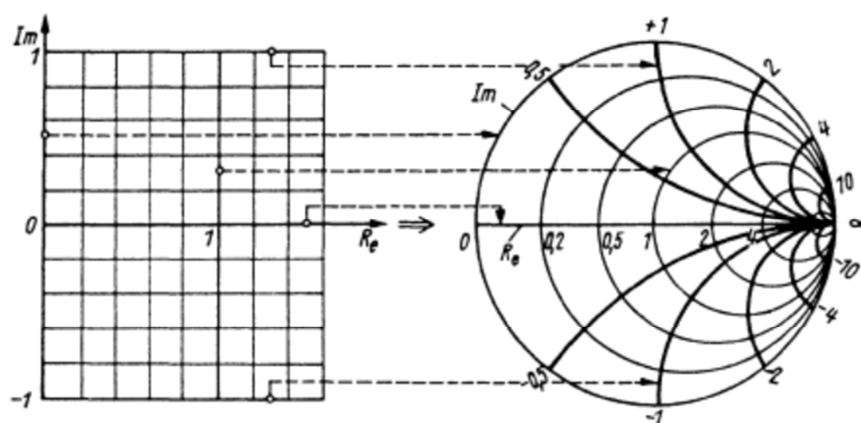


Рис. 5. Преобразование гауссовой плоскости в диаграмму Смита.

## 2 Вибраторные антенны

Вибраторные антенны относятся к классу линейных антенн. Вибраторные антенны представляют собой отрезки провода или металлические стержни определенной длины. Симметричный вибратор (СВ) — вибратор в виде двух симметрично расположенных в одной плоскости проводников одинаковой длины, к примыкающим концам которых подводится фидер. Симметричные вибраторы классифицируются по следующим признакам:

- по электрической длине: электрически короткий  $2l = \lambda$ ; полуволновой  $2l = \lambda/2$ ; волновой  $2l = \lambda$ ;
- по конструкции: цилиндрический, петлевой, с емкостной нагрузкой, биконический, вибратор-«бабочка»(рис.6).

В случае, если используется симметричная линия передачи (двухпроводная или симметричная полосковая), то она может непосредственно подключаться к зажимам вибратора. Если же в качестве фидера используется несимметричная линия передачи (например, коаксиальная или несимметричная полосковая), то необходимо использовать специальное симметрирующее устройство.

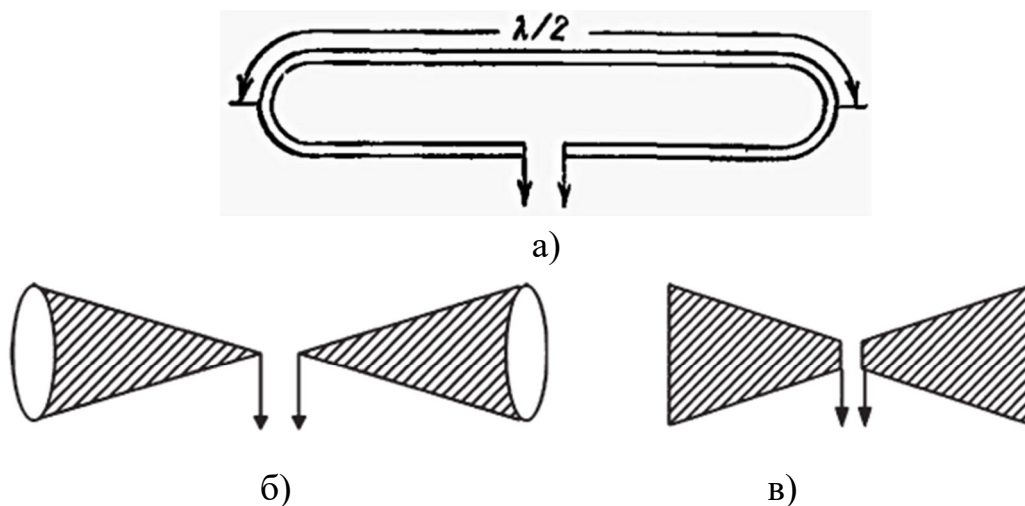


Рис. 6. а) петлевой вибратор б) биконический вибратор в) вибратор – бабочка

Для бесконечно тонкого вибратора распределение тока описывается законом стоячей волны с узлами на концах проводников и зависит от электрической длины вибратора  $2l/\lambda$ .

### 3 Директорные антенны

Директорные антенны (рис.7) служат для увеличения КНД (по сравнению с симметричным вибратором или системой активный-пассивный вибратор) или сужения ДН. Рабочий диапазон частот (100-1000) МГц.

Принцип работы директорной антенны – электромагнитное поле, излучаемое активным вибратором (такой вибратор, к которому подведено питание) направляется рефлектором (или отражателем) и первым директором в сторону других директоров. Таким образом, остальные директоры под воздействием электромагнитного поля возбуждаются тоже и образуют волновой канал.

Директорные антенны относятся к антеннам типа антенны бегущей волны. КНД одноканальных директорных антенн не превышает 20. Такие антенны состоят из: рефлектора (Р), активного вибратора (АВ) и директоров (Д) (рис.). Обычно расстояние между рефлектором и активным вибратором выбирают равным  $(0,15...0,25)\lambda$ , расстояние между директорами  $(0,1...0,35)\lambda$ .

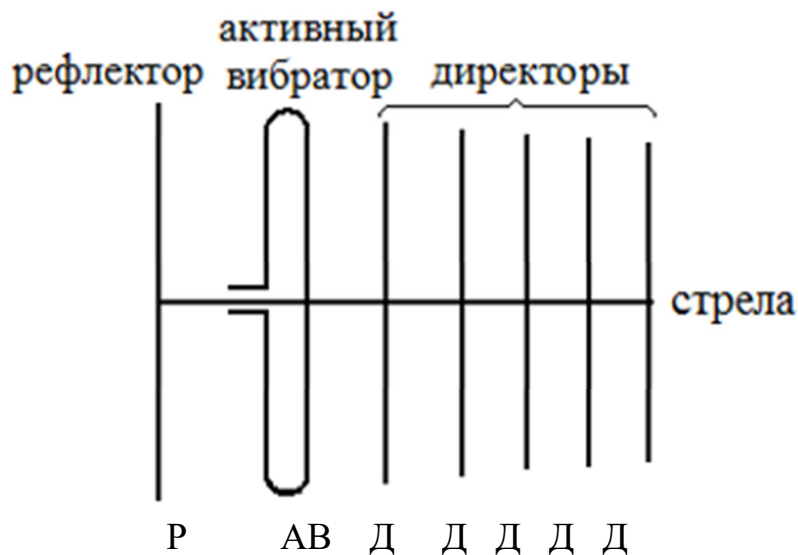


Рис. 7. Директорная антенна

Длина рефлектора лежит в интервале  $(0,48...0,52) \lambda$ , а директоров  $(0,4...0,48) \lambda$ . Обратите внимание, что в зависимости от отношения длин волн АВ и рефлектора зависит направление излучения. Например, если пассивный вибратор (рефлектор) удлинить, по отношению к АВ, то фаза тока ПВ будет опережать фазу тока АВ, и излучение будет происходить в сторону активного вибратора.

При проектировании таких антенн достаточно 10-12 директоров, так как с увеличением длины амплитуда тока в вибраторах уменьшается ближе к концу антенны и дальнейший рост числа директоров не приводит к улучшению свойств антенн.

В зависимости от выбранных характеристик КНД таких антенн может быть 10..40, а ширина ДН  $18^\circ...50^\circ$ .

ДН директорной антенны можно представить в виде перемножения ДН симметричного полуволнового вибратора и коэффициента АР:

Для плоскости  $H$ :

$$F(\theta^H) = \left| \frac{\sin(\psi)}{N \sin(\psi/N)} \right|, \varphi = \pi/2 \quad (11)$$

Для плоскости  $E$ :

$$F(\theta^E) = \left| \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right)}{\cos\theta} \frac{\sin(\psi)}{N \sin(\psi/N)} \right|, \varphi = 0 \quad (12)$$

Где  $\psi = 0.5kL(\cos(\theta - 1))$ ,  $L = Nd$  – эквивалентная длина решетки,  $\theta$  – угол, отсчитывается от осей решетки,  $\varphi$  – полярный угол в плоскости.  
КНД:



$$D_0 = 5(1 + d_{\text{ср}}(N - 1)/\lambda) \quad (13)$$

Где  $d_{\text{ср}}$  – расстояние между вибраторами  
ДН в радианах для плоскости  $E$ :

$$2\theta_{0.5}E = \frac{3.5}{(N - 1)} \quad (14)$$

ДН в радианах для плоскости  $H$ :

$$2\theta_{0.5}H = \frac{3.8}{(N - 1)} \quad (15)$$

#### 4. Логопериодические антенны

Логопериодическая антенна представляет собой систему вибраторов различной длины, подключенных к двупроводной линии (как показано на рисунке ниже). Такие антенны являются широкополосными со сплошным перекрытием по частоте. Рабочая полоса частот антенны со стороны нижних частот ограничена размерами наибольшего вибратора. Верхняя рабочая частота не ограничена и определяется конструкцией самой антенны, количеством коротких вибраторов.

Вибраторы, длина которых оказываются много меньше половины длины волны ( $2l \ll \lambda/2$ ), возбуждаются сравнительно слабо из-за большой реактивной составляющей входного сопротивления. При этом в приеме участвуют вибратор, длина которого близка к резонансной, и несколько ближайших к нему вибраторов, которые образуют активную область антенны. При увеличении длины волны активная область смещается в сторону более длинных вибраторов, а при уменьшении – в сторону более коротких. Следовательно, на определенной частоте интенсивно излучают только 3 – 6 вибраторов, длины которых приблизительно равны половине длины волны.

ДН антенны определяется амплитудно-фазовым распределением токов в вибраторах активной зоны. Оно оказывается подобным амплитудно-фазовому распределению токов в вибраторах директорной антенны. Поэтому диаграмма направленности логопериодической антенны подобна диаграмме направленности директорной антенны.

Вибраторы, расположенные дальше резонансного (более длинные), работают в режиме рефлекторов, а расположенные ближе к точкам

питания – в режиме директоров. Фазы токов в вибраторах должны отставать в направлении излучения, а напряженность поля излучения максимальна в направлении оси антенны в сторону малых вибраторов

В основу конструкций логопериодических антенн положен принцип электродинамического подобия. В соответствии с этим принципом электрические характеристики антенны остаются постоянными при изменении рабочей длины волны в  $n$  раз, если при этом в  $n$  раз меняются геометрические размеры антенны

Коэффициент подобия  $\tau$  равен отношению длин  $n+1$  вибратора к длине  $n$ -го вибратора (рис.8). Коэффициент подобия лежит в пределах  $0 < \tau < 1$ . Согласно принципу электродинамического подобия при увеличении (уменьшении) длины волны в  $\tau$  раз и одновременно во столько же раз увеличении (уменьшении) размеров вибраторов и расстояний между ними – характеристики антенны не изменятся (диаграмма направленности, входное сопротивление).

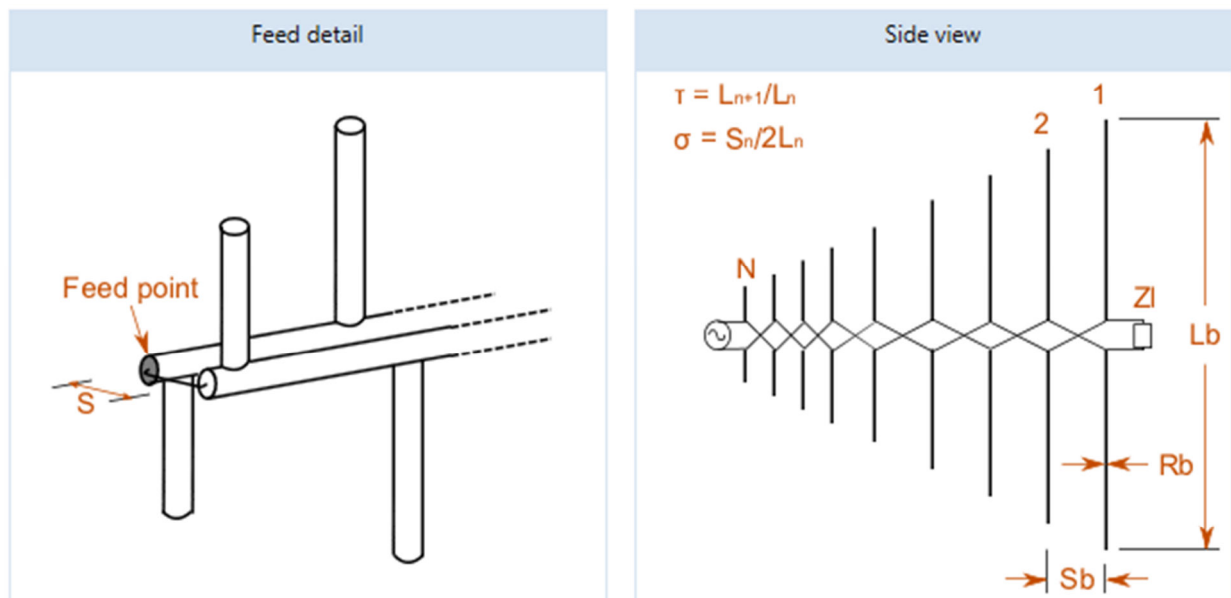


Рис. 8. Геометрия логопериодической антенны

Таким образом, у симметричного вибратора в горизонтальной (экваториальной) плоскости ненаправленная ДН (излучение во все стороны одинаковое). Логопериодические и директорные антенны представляют собой систему из нескольких вибраторов, их применяют для получения узкой направленной ДН, как показано на рисунке 9. .

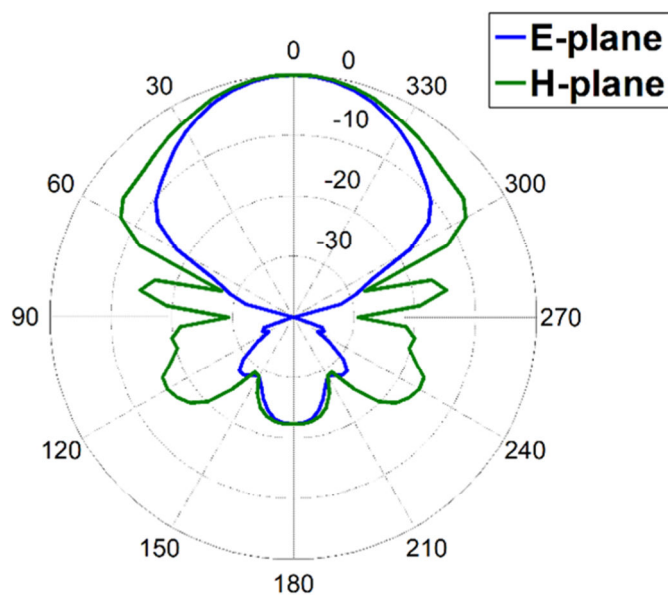


Рис.9. ДН логопериодической антенны

## 5. Зеркальные антенны

Зеркальные антенны (рис.10) — это апертурные антенны, у которых ЭМП в раскрыве формируется в результате отражения ЭМВ первичного излучателя от металлической поверхности специальной формы, называемой зеркалом. Зеркало должно полностью отражать падающую на него электромагнитную волну так, чтобы поле в его раскрыве было синфазным и имело требуемое амплитудное распределение. Для уменьшения омических потерь его изготавливают из металлов с высокой проводимостью. Для уменьшения веса и парусности его выполняют в виде сетчатой структуры. При этом используют однолинейную (при линейной поляризации) или прямоугольную сетку в случае круговой поляризации.

Требование к ДН излучателя заключается в том, чтобы излученная волна покрывала всю площадь зеркала, при этом зеркало должно перехватывать как можно большую долю энергии ЭМВ, излученной облучателем (в идеальном случае 100%). Облучатель помещается в фокус зеркала, что приводит к преобразованию с расходящегося фазового фронта (сферическим или цилиндрическим) в ЭМВ с плоским фазовым фронтом. В результате, вместо сферической волны излучателя с небольшой апертурой, получаем плоскую волну с апертурой, соответствующей апертуре зеркала, что резко увеличивает направленность антенны.

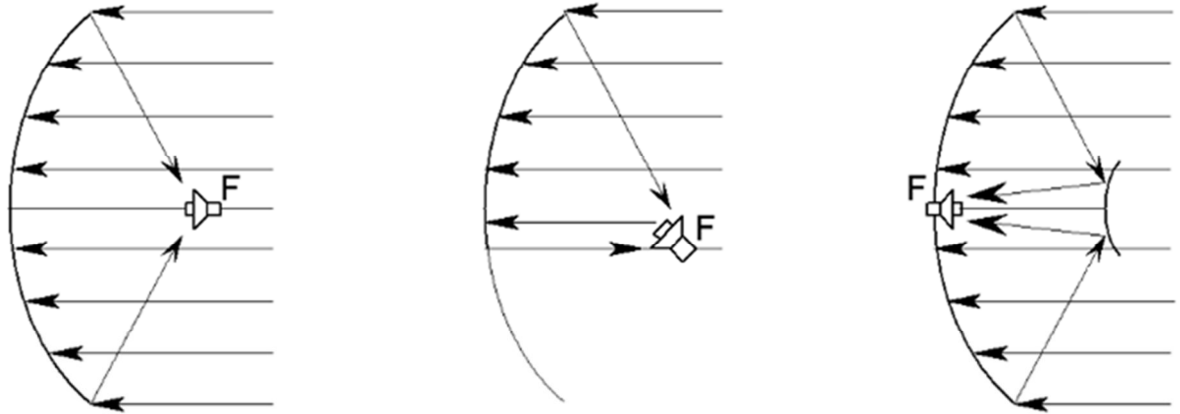


Рис.10. Примеры зеркальных антенн а) однозеркальная б) однозеркальная с вынесенным облучателем в) двухзеркальная (Кассегрена)

## 6 Рупорные антенны

Рупорные антенны появились вследствие необходимости увеличения характеристик направленности по сравнению с излучающим волноводом.

Общая формула КНД апертурных антенн:

$$D = 4\pi\gamma \frac{S}{\lambda^2} \quad (16)$$

где  $\gamma$  – коэффициент использованной поверхности (КИП), является показателем эффективности использования площади реальной антенны.  $S$  – площадь раскрыва антенны,  $\lambda$  – длина волны.

$H$ -секториальный рупор представляет собой расширяющийся в плоскости  $H$  волновод, соответственно  $E$ -секториальный рупор – в плоскости  $E$ . Существуют еще 2 типа – пирамидальный и конический. На рисунке 11 изображена структура рупоров различных типов.

В  $H$ -секториальном рупоре значение фазовой скорости волны уменьшается и стремится к значению в свободном пространстве, откуда согласование с линией передачи лучше и КСВ лежит в пределах 1,2-1,4.

$E$ -секториальный рупор хуже согласован в сравнении с  $H$ -секториальным и КСВ лежит в пределах 1,3...1,7.

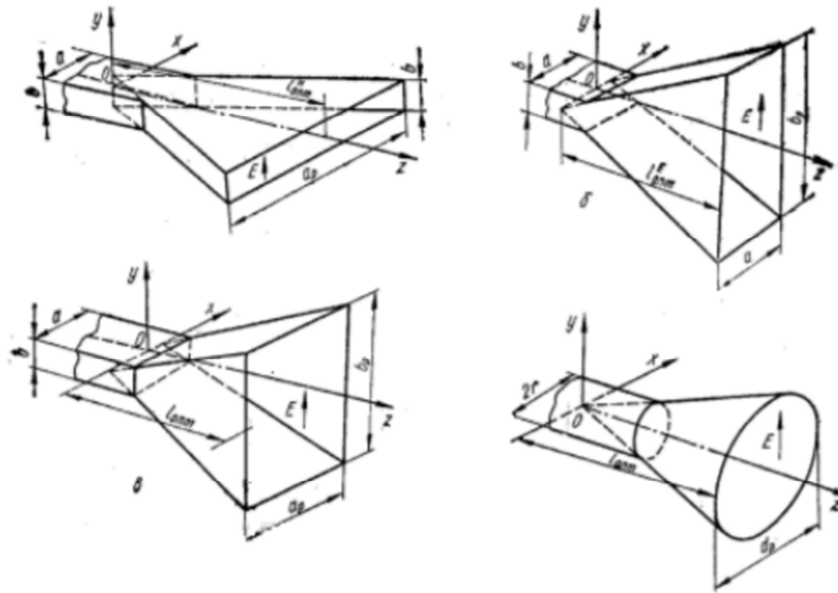


Рис. 11. а) рупор типа  $H$  б) рупор типа  $E$  в) пирамидальный рупор г) конический рупор.

Пирамидальный рупор в обеих плоскостях трансформирует волноводную волну в пространственную более плавно в сравнении с  $E$ -рупором и  $H$ -рупором, поэтому он согласован лучше и КСВ такого рупора 1,04-1,15. КСВ конического рупора лежит в пределах 1,1 – 1,2.

Оптимальный рупор – это такой рупор, который имеет размеры, при которых для заданной длины его КНД максимально. Параметры оптимальных рупоров отражены в таблице 1, где  $D_{\max}$  – коэффициент направленного действия,  $L_{opt}$  – оптимальная длина рупора. Параметры оптимальных рупоров различных типов приведены в Таблице 2.

Таблица 2. Параметры оптимальных рупоров

Тип рупора	$D_{\max}$	КИП	$2\theta_{0.5E}$	$2\theta_{0.5H}$	$L_{opt}$
Открытый конец волновода	$\frac{10,1}{\lambda^2} ab$	0.8	$51 \frac{\lambda}{b}$	$68 \frac{\lambda}{a}$	-
$E$ - секториальный	$\frac{7.5}{\lambda^2} aB$	0.6	$56 \frac{\lambda}{B}$	$68 \frac{\lambda}{a}$	$\frac{B^2}{2.1\lambda}$
$H$ - секториальный	$\frac{7.5}{\lambda^2} Ab$	0.6	$51 \frac{\lambda}{b}$	$78 \frac{\lambda}{A}$	$\frac{A^2}{3.3\lambda}$
Пирамидальный	$\frac{6.2}{\lambda^2} AB$	0.5	$56 \frac{\lambda}{B}$	$78 \frac{\lambda}{A}$	$\frac{A^2}{3\lambda}$
Конический	$5 \left(\frac{dp}{\lambda}\right)^2$	0.5	$60 \frac{\lambda}{d}$	$68 \frac{\lambda}{d}$	$\frac{0.3(2d)^2}{\lambda}$

Ниже приведены примеры пирамидального (рис.12) и конического(рис.13) рупоров.

При работе на частоте 300 МГц пирамидальный рупор имеет коэффициент усиления 15,48 дБ. Коэффициент усиления конического рупора 14,64 дБ.

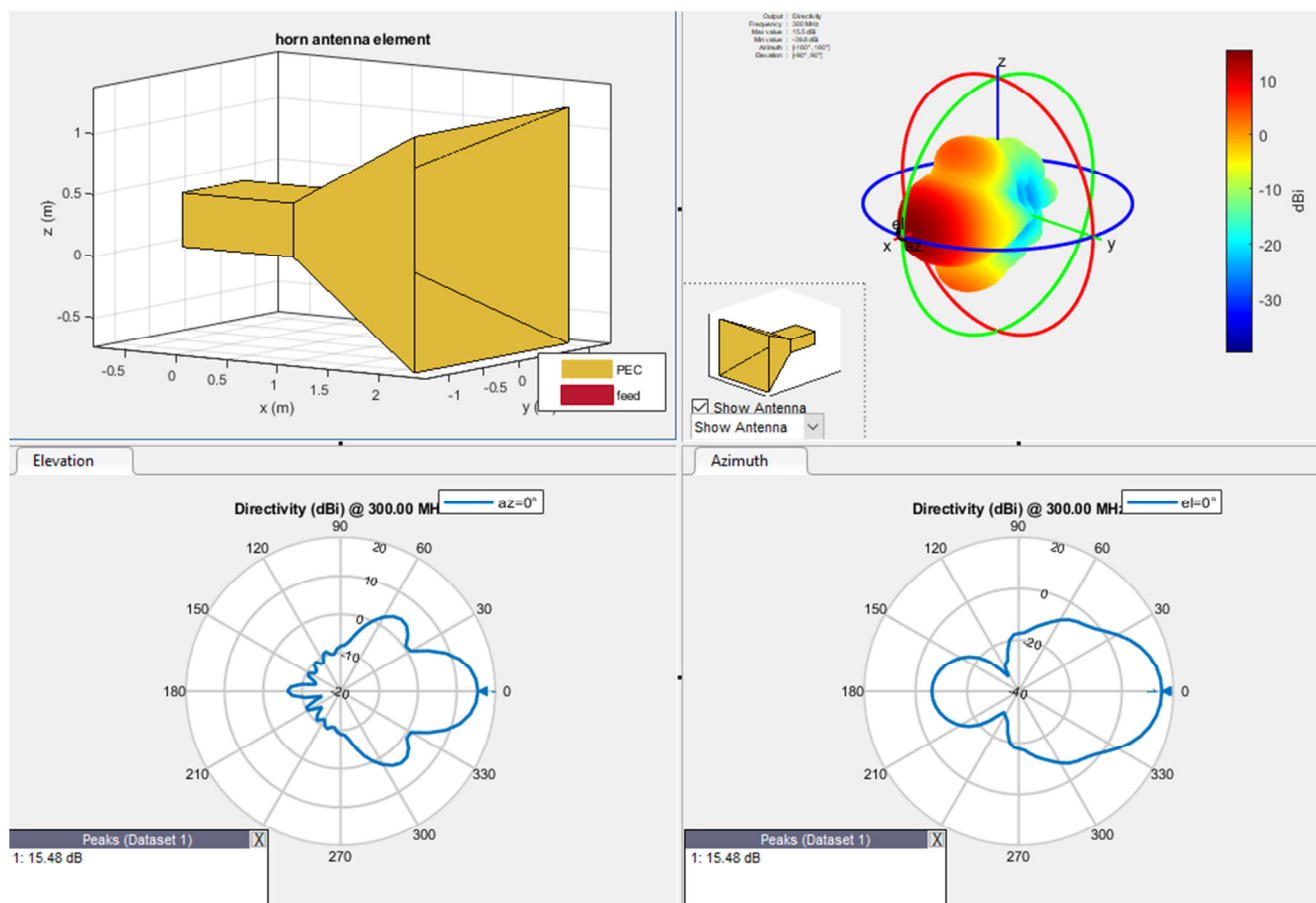


Рис.12. Пирамидальный рупор и его ДН (на 300 МГц)

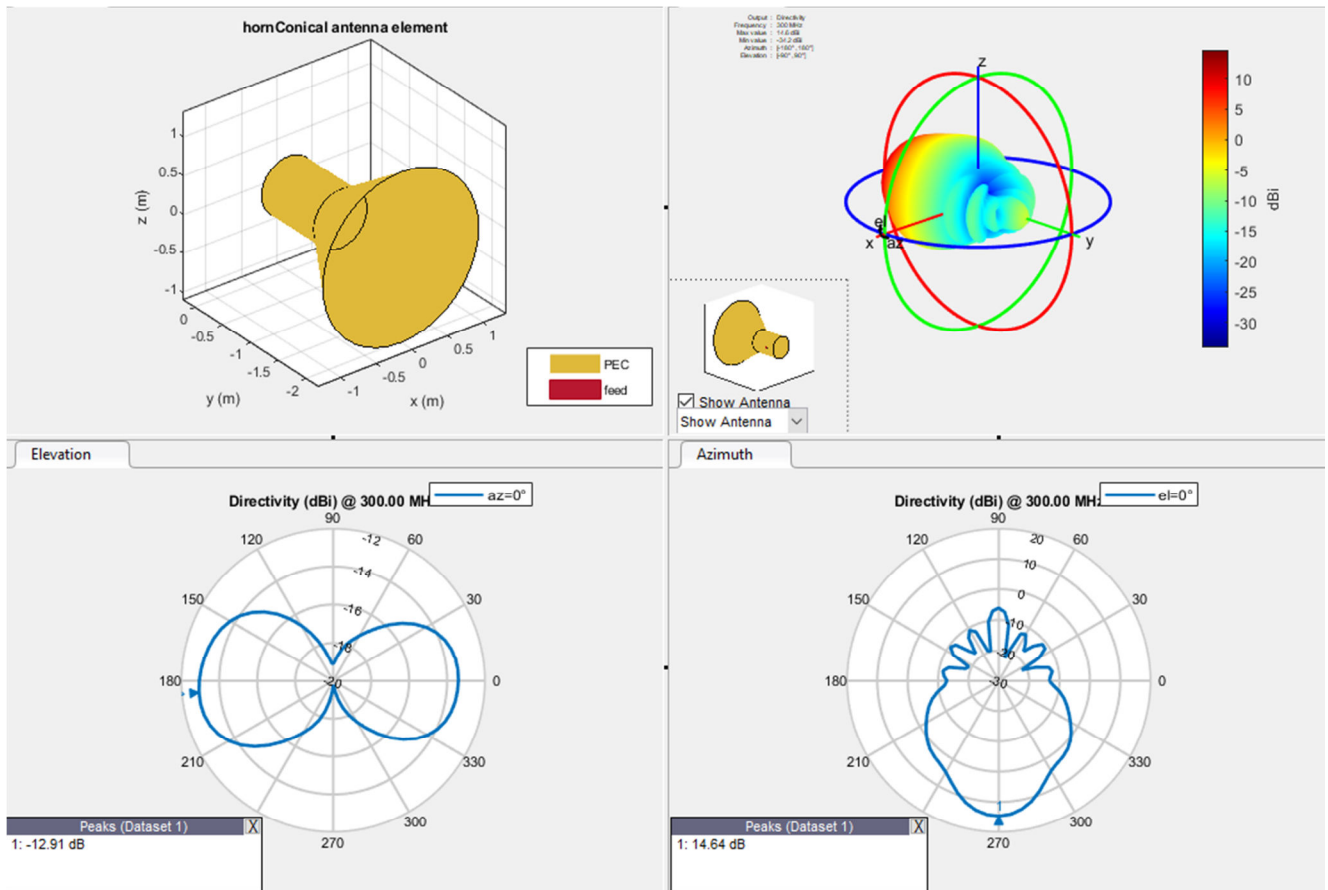


Рис. 13. Конический рупор и его ДН (на 300 МГц)

## 7 Волноводно-щелевые антенны

Щелевые антенны представляют собой прорезанную щель в металлической поверхности (волновода, экрана или резонатора). Возможны различные расположения и формы щелей. Щели прорезают таким образом, чтобы они пересекали линии поверхностного тока, текущего по внутренней стенке волновода. Примеры излучающей и неизлучающей щели приведены на рисунке 14

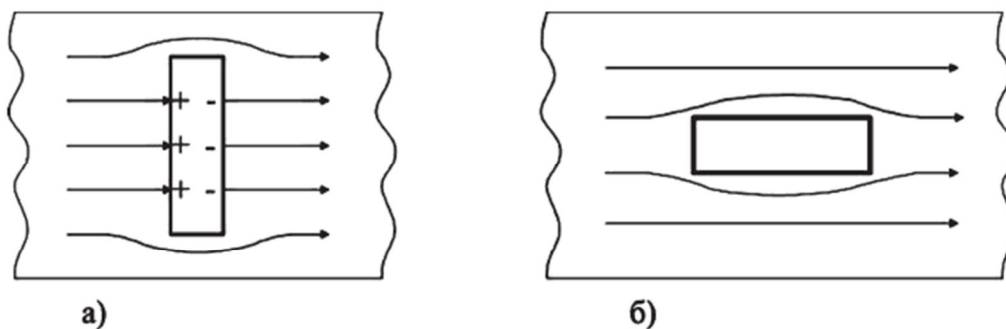


Рис. 14. а) излучающая щель б) неизлучающая щель

Одиночная щель имеет слабовыраженные направленные свойства, поэтому для получения узких ДН и увеличения КНД применяют многощелевые антенны. Наиболее важным типом таких антенн являются волноводно-щелевые антенны, представляющие собой систему полуволновых щелей, прорезанных в стенке волновода. Чаще всего используются прямоугольные волноводы с волной  $H_{10}$

По способу возбуждения щелей различают 2 типа ВЩА: прямофазные и переменnofазные. Прямофазные волноводно-щелевые антенны в следствии многолепестковой ДН находят редкое применение, поэтому рассмотрим переменnofазные ВЩА.

В переменnofазных ВЩА продольные щели прорезают в широкой стенке волновода на расстоянии  $d = 0,5\lambda$  друг от друга и возбуждаются они поперечными токами. Необходимая синфазность питания щелей обеспечивается тем, что щели попеременно располагаются по разные стороны от средней линии широкой стенки волновода. Для щелей, прорезанных в узкой стенке волновода, это же условие обеспечивается встречным наклоном соседних щелей.

КНД волноводно-щелевых антенн:

$$D \cong 3.2N \quad (17)$$

Где  $N$  – количество щелей.

Нормированная ДН одиночной полуволновой щели в плоскости Н определяется формулой (для продольных щелей):

$$F(\theta) = \frac{\cos(0.5\pi\sin(\theta))}{\cos(\theta)} \quad (18)$$

ДН в плоскости Е (для поперечных и наклонных щелей)

$$\bar{F} \cong 1 \quad (19)$$

- где  $\theta$  – угол отсчета.

Для увеличения характеристик направленности волноводно-щелевой антенны прорезают несколько щелей и КНД такой АР можно оценить по формуле:

$$D \cong 3.2N \quad (20)$$

Для определения ДН волноводно-щелевой решетки необходимо функцию, согласно принципу перемножения ДН, умножить на множитель антенной решетки:



$$F_n(\theta) = \left| \frac{\sin(na)}{n * \sin(a)} \right| \quad (21)$$

$$a = 0.5 \left( \frac{2\pi d}{\lambda} * \sin(\theta) - \Psi \right) \quad (22)$$

Где  $d$  – расстояние между щелями,  $n$  – число щелей,  $\Psi = \frac{2\pi d}{\lambda_B} - \Psi_0$  – сдвиг фаз питания.

Дополнительный фазовый сдвиг  $\Psi_0 = \pi$  обусловлен противоположным смещением соседних щелей. Если положение щелей и их ориентация одинаковы, то  $\Psi_0 = 0$ .

Длина волны в волноводе для основного типа поля определяется по формуле:

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \quad (23)$$

Диаграмма направленности волноводно-щелевой антенной решетки рассчитывается согласно формуле:

$$F_0 = F_n(\theta) * F(\theta) \quad (24)$$

Пример щелевой антенны, работающей на частоте 2,5 ГГц изображен на рисунке 15:

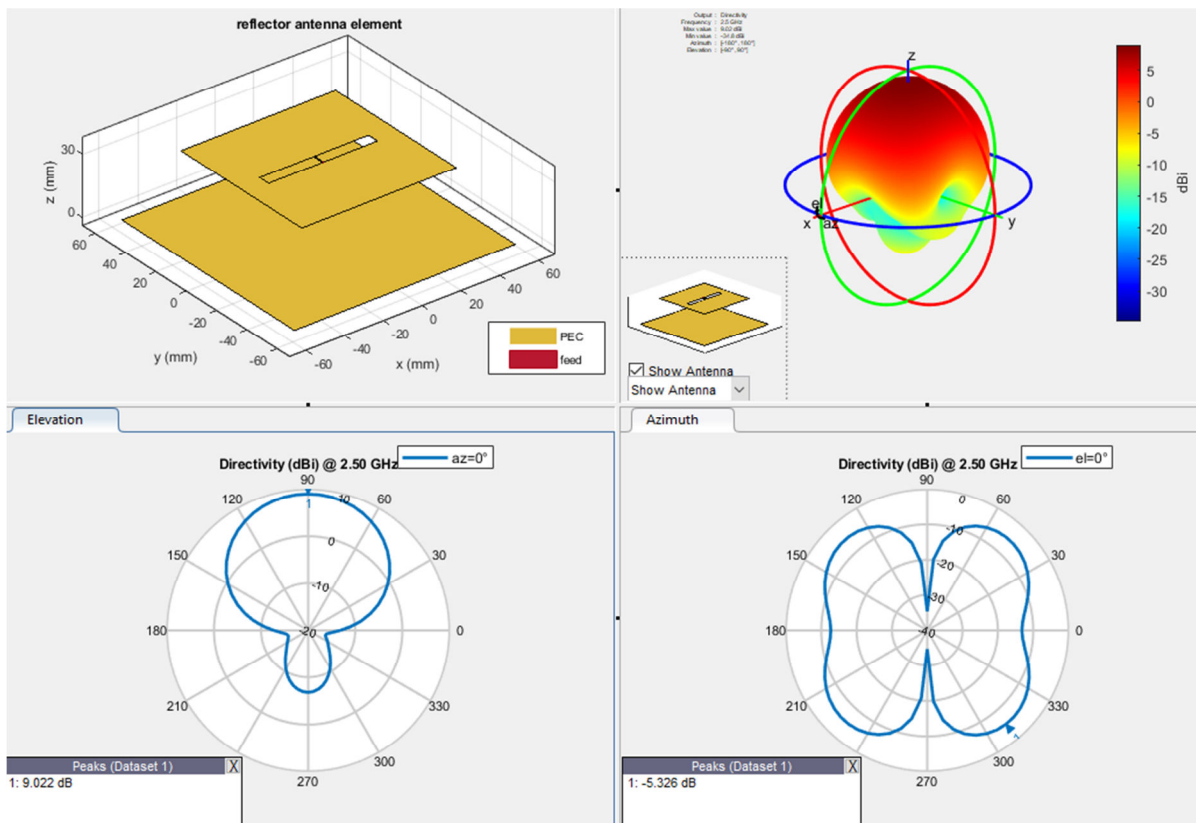


Рис. 15. Щелевая антенна

## 8 Спиральные антенны

Спиральные антенны имеют эллиптическую (круговую) поляризацию – благодаря этому такой вид антенн нашел применение в технике космической связи, так как в ряде случаев поляризация принимаемого сигнала может быть случайной (самолеты, ракеты, спутники). Также спиральные антенны нашли свое применение в радиолокации, поскольку антенны с вращающейся поляризацией уменьшают помехи, создаваемые от осадков и поверхности Земли.

Спиральные антенны (рис.16) имеют следующие ключевые параметры: осевая длина спирали  $L$ , диаметр спирали  $2a$ , шаг намотки  $d$ , число витков и длина витка, угол спирали  $\alpha$ .

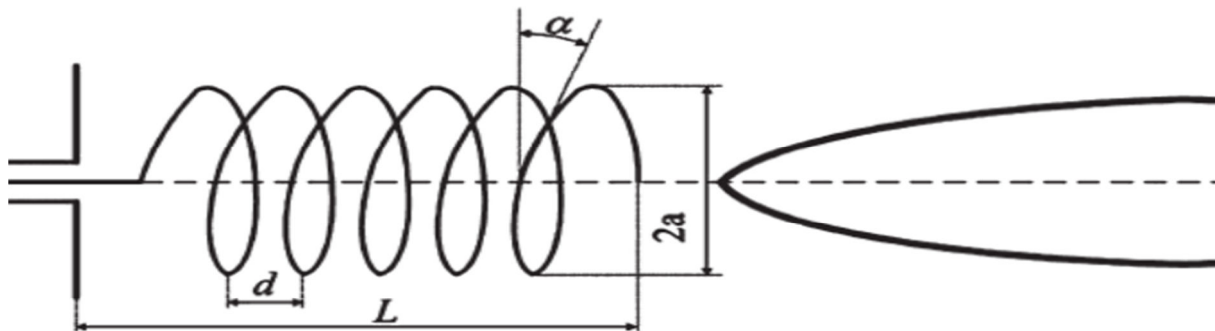


Рис. 16. Геометрия спиральной антенны

У спиральных антенн различают различные режимы работы в зависимости от отношения длины витка к длине волны тока.

Если  $l/\lambda_{\text{пр}} \ll 1$  (режим  $T_0$ ), то антенна излучает максимально в направлении нормали к оси спирали. При  $l/\lambda_{\text{пр}}=1$  (режим  $T_1$ ) антенна излучает максимально вдоль оси спирали – это режим осевого излучения. При  $l/\lambda_{\text{пр}}=2$  (режим  $T_2$ ) ДН принимает воронкообразную форму. Ширина ДН по половинной мощности спиральной антенны задается формулой:

$$2\theta_{0,5}^{\circ} = \frac{52}{\frac{l}{\lambda} \sqrt{\frac{Nh}{\lambda}}} \quad (25)$$

КНД спиральной антенны:

$$D_{\text{max}} = 7,5 \cdot \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2 \cdot N \cdot \frac{h}{\lambda} \quad (26)$$

Входное сопротивление:

$$R_{\text{вх}} = 140 \frac{l}{\lambda} [\text{Ом}] \quad (27)$$

Спиральные антенны (рис.17) позволяют получить эллиптическую или круговую поляризацию. Такой тип антенн применяется в системах связи через искусственные спутники Земли.

Для расчета геометрических размеров можно использовать следующие формулы:

Осевая длина спиральной антенны ( $L$  рис. 16):

$$L = (0,125..0,13)D\lambda \quad (28)$$

где  $D$  – коэффициент направленного действия антенны,  $\lambda$  – длина волны.

Шаг спирали ( $d$ ):

$$d = 0,22\lambda_{\text{ср}} \quad (29)$$

Длина витка спирали приблизительно равна длине волны:

$$l = \lambda_{\text{ср}} = \sqrt{\lambda_{\text{min}}\lambda_{\text{max}}} \quad (30)$$

Угол спирали:

$$\sin\alpha = \frac{d}{l} \quad (31)$$

Радиус спирали:

$$R = \left( \frac{l}{2\pi} \right) \cos\alpha \quad (32)$$

Число витков (округляется до целого):

$$n = \frac{L}{d} \quad (33)$$

Диаметр экрана спиральной антенны:

$$D_э \geq (0,6..0,7)\lambda_{ср} \quad (34)$$

Диаметр проводника:

$$d_{пр} = (0,03..0,05)\lambda_{ср} \quad (35)$$

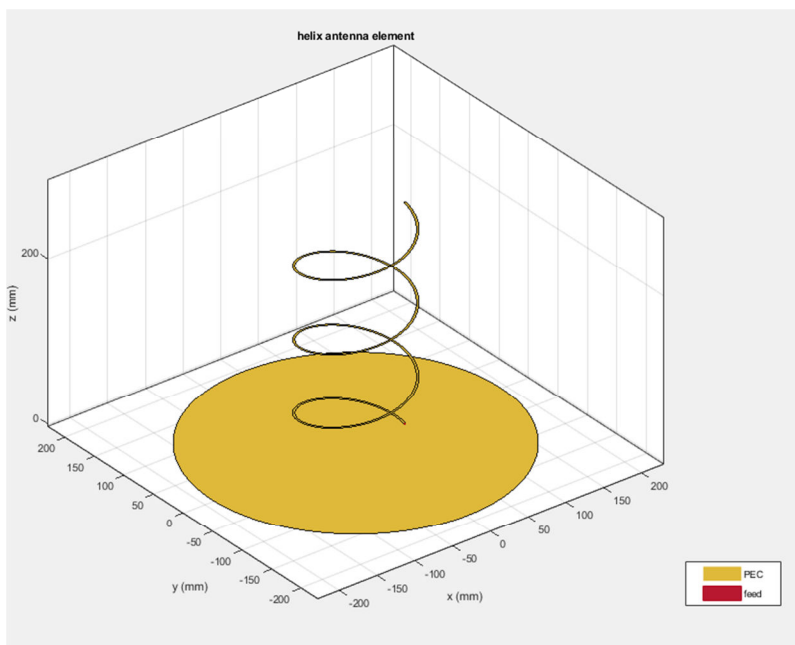


Рис. 17 Спиральная антенна с рефлектором

На рисунке 18 приведен пример ДН спиральной антенны на частоте 1 ГГц. Коэффициент усиления такой антенны равен 11 дБ.

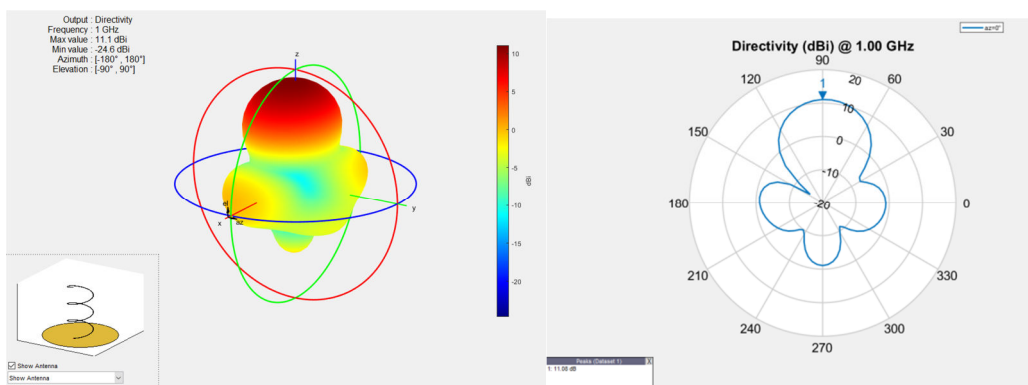


Рис. 18 Диаграмма направленности спиральной антенны

## 9 Широкополосные антенны

Потребность широкополосных устройств возникает при создании широкополосных систем связи. Такие антенны должны работать в широкой полосе частот с малым изменением входного импеданса антенны и минимальных изменениях ДН антенны. Построение такого типа антенн основано на принципе электродинамического подобия, т.е. частотно-независимая антенна должна быть электродинамически подобна самой себе на различных частотах.

Диапазон рабочих частот антенны обычно выражают относительно средней частоты. Если антенна удовлетворяет следующему условию:

$$10\% < \frac{\Delta f}{f_{\text{ср}}} < 100\% \quad (36)$$

то антенна считается широкополосной.

В данном пособии в качестве примеров широкополосных антенн будут рассмотрены: антенна Вивальди и некоторые виды спиральных антенн.

### 9.1 Антенна Вивальди

Одним из примеров антенны, работающей в широкой полосе частот, является излучатель Вивальди, приведенный на рисунке 19. Как показано структура такой антенны представляет собой экспоненциально расширяющуюся щель в продольном направлении, по которой распространяется бегущая волна, которая начинает излучаться при ширине щели, близкой к половине длины волны.

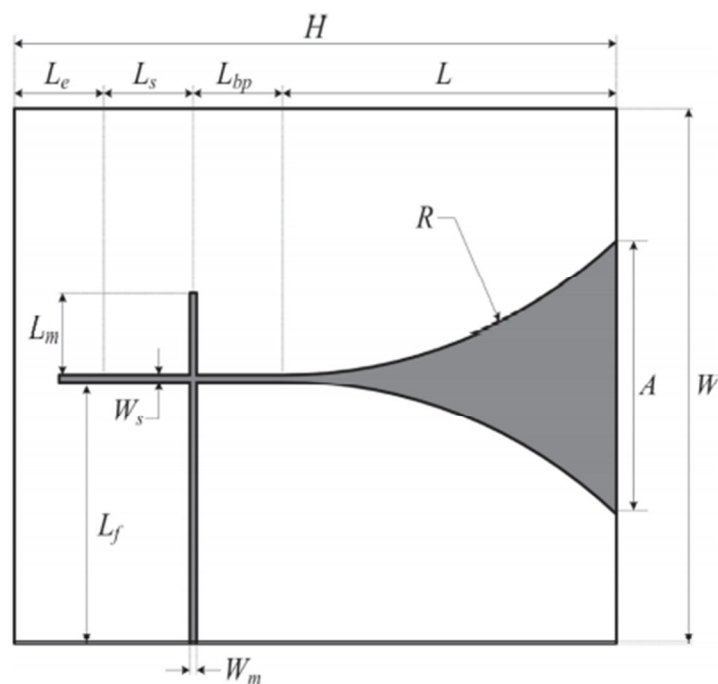


Рис. 19. Структура антенны Вивальди

Антенна Вивальди, известна как антенна с конической щелью.

Данные излучатели имеют следующие преимущества:

- Малая стоимость и технологичность производства
- Широкая полоса пропускания
- Питающие линии можно изготавливать вместе с антеннами

К недостаткам данного излучателя можно отнести

- Линейную поляризацию
- Большие геометрические размеры
- Не самое большое усиление

Излучатель Вивальди (рис.20) представляет собой диэлектрический слой, с одной стороны которого нанесен слой металлизации в форме раскрыва антенны. Излучатель Вивальди состоит из трех отдельных зон, каждая из которых имеет определённые функции в процессе преобразования и излучения сигнала:

- Раскрыв – зона, сформированная металлизацией, выполняющая функцию излучения сигнала в пространство;
- Преобразователь – зона, в которой несбалансированная полосковая линия, преобразуется в сбалансированную щелевую линию, подключенную к раскрыву;
- Резонатор – зона, расположенная в начале щелевой линии; основная функция данной зоны — это согласование электрических характеристик излучателя и питающей линии;

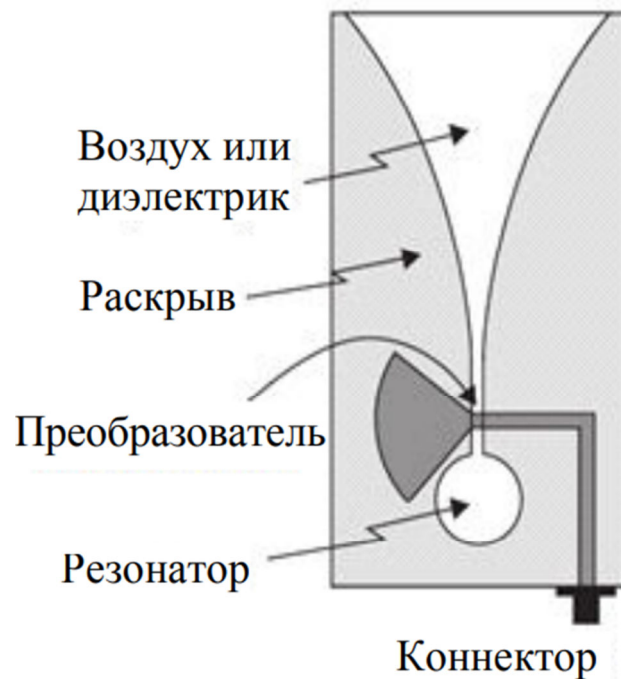


Рис.20. Геометрия излучателя Вивальди

Геометрия раскрытия излучателя Вивальди очень разнообразна, ниже показаны наиболее популярные варианты (рис.21).

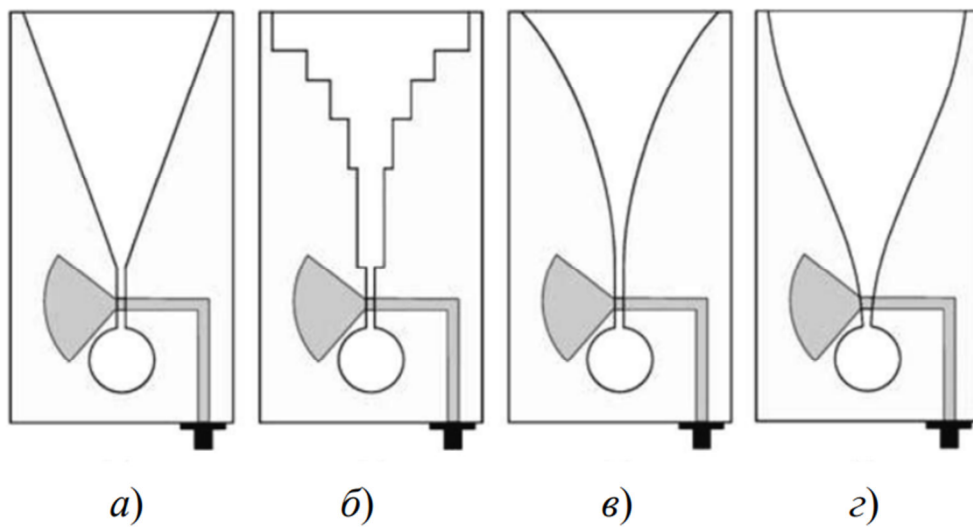


Рис. 21. Формы щелевых раскрытий излучателя Вивальди: а – линейного; б – ступенчатого; в – экспоненциального; г – Клопфкстена

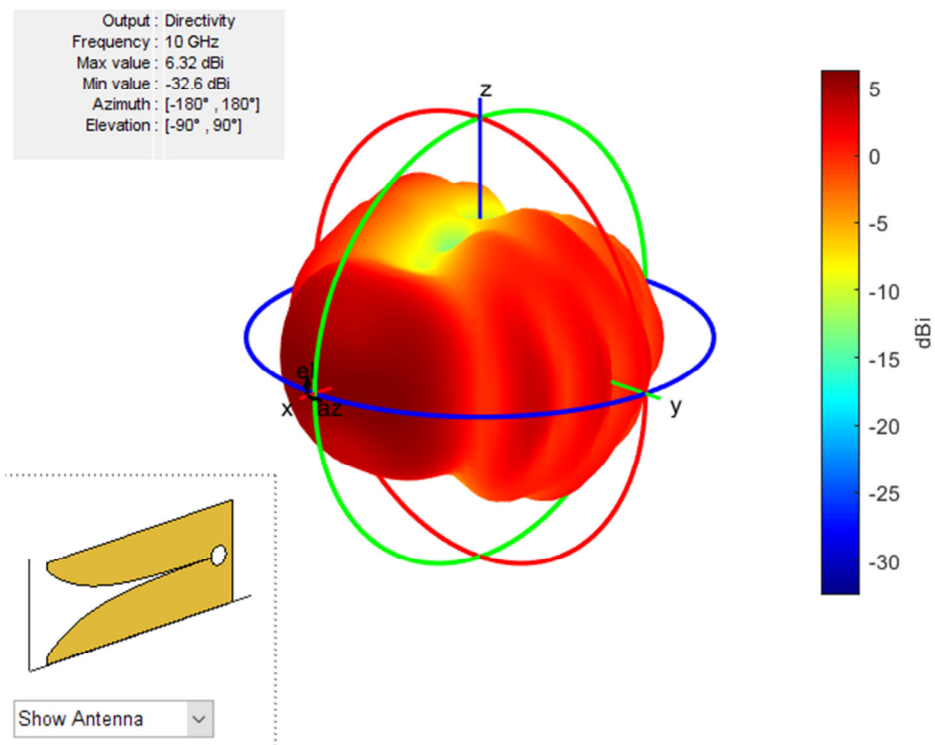


Рис. 22 - Диаграмма направленности единичного излучателя Вивальди

При проектировании линейного раскрытия излучателя Вивальди (рис.22) видно, что КНД единичного элемента составляет 6.32 дБ. При добавлении рефлектора коэффициент направленного действия вырастает и становится равным 10 дБ (рис.23).



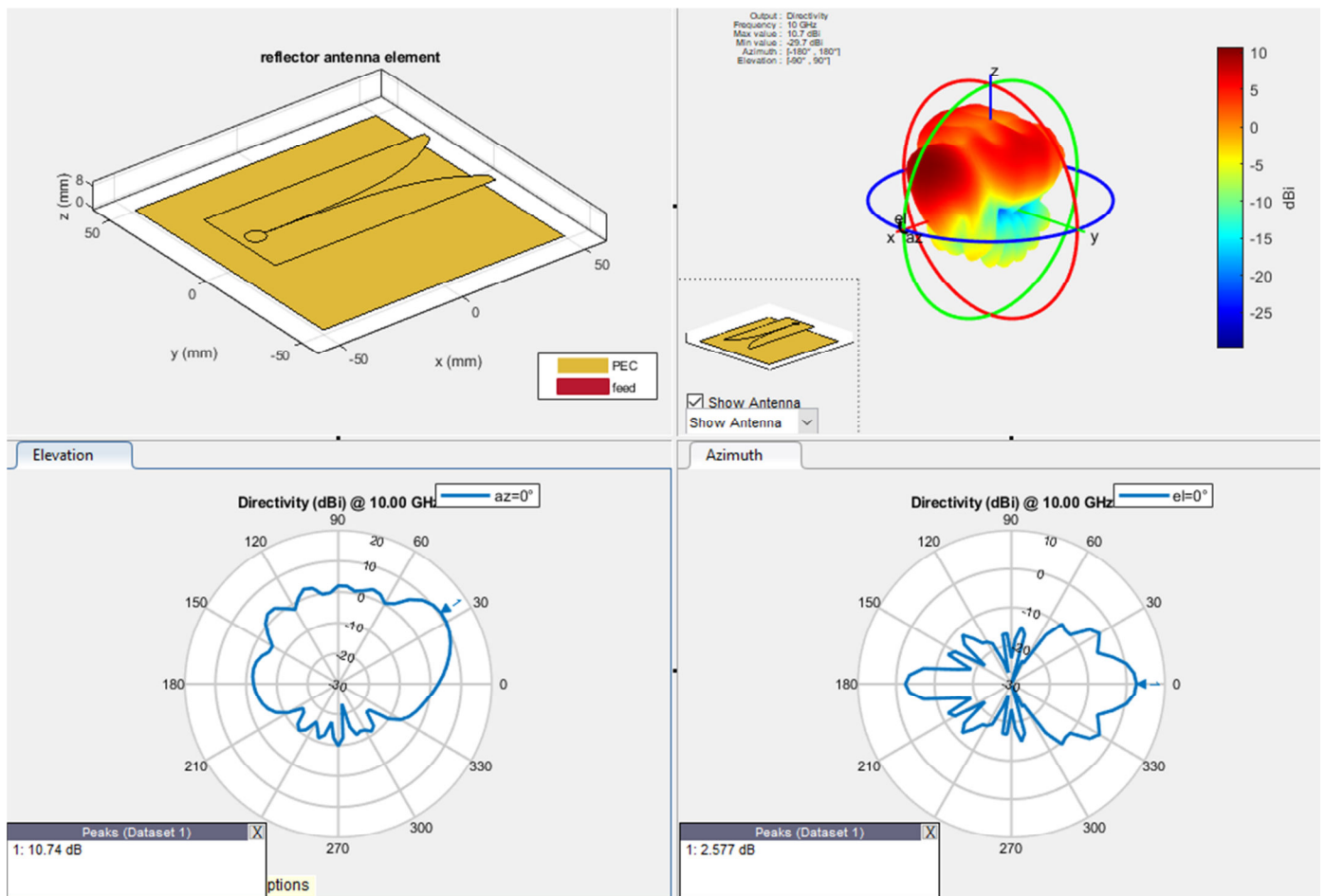


Рис. 23. ДН антенны Вивальди с рефлектором

## 9.2 Спиральная антенна

Спиральная широкополосная антенна представляет собой плоскую диапазонную антенну, плечи которой ограничены логарифмическими спиралями, которые описываются следующими уравнениями:

$$\begin{aligned}
 p_1 &= Ae^{\alpha\varphi} \\
 p_2 &= Mp_1 \\
 p_3 &= Ae^{\alpha(\varphi-\pi)} \\
 p_4 &= Mp_3
 \end{aligned}
 \tag{37}$$

- где  $\alpha$ ,  $M$  – постоянные величины,  $p$  – плечи антенны (рис.24).

Эквиугольные спиральные антенны за счет своей компактности могут применяться в радиэлектронных системах летательных аппаратов.

Такие антенны являются широкополосными, геометрия эквиугольной спиральной антенны и ее ДН в полярной системе координат на частоте 1ГГц. (рис. 25). Зависимость КУ от частоты (рис.26).

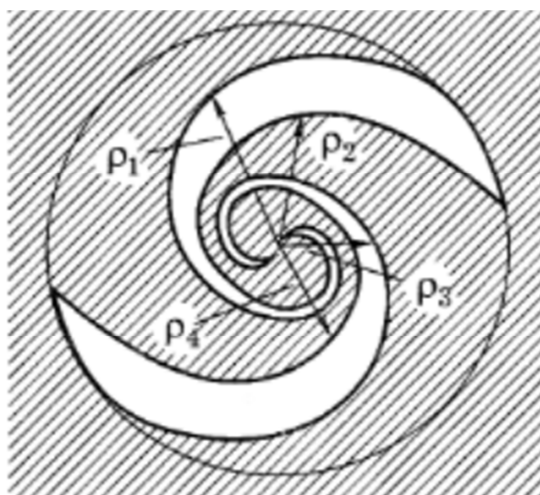


Рис.24. Схематическое представление эквиугольной спиральной антенны

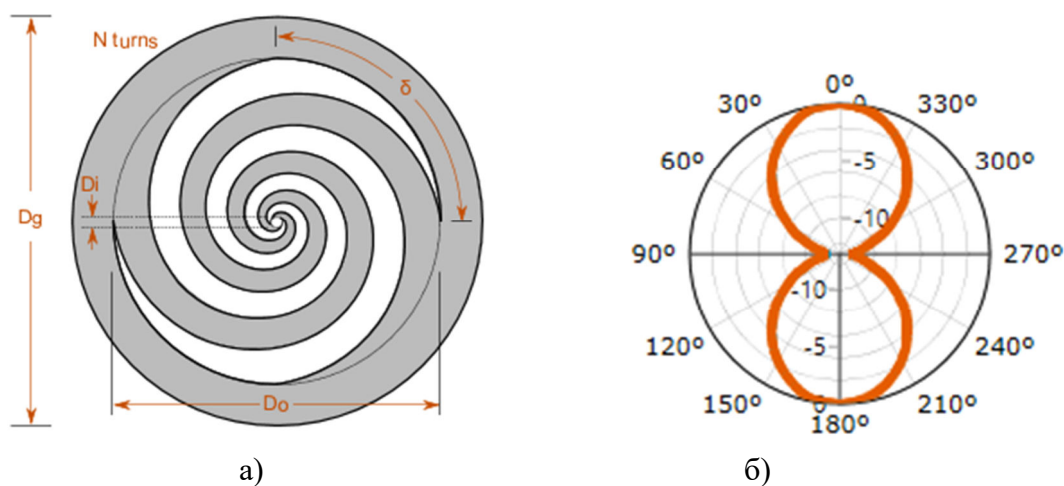


Рис. 25. а) эквиугольная спиральная антенна б) ее ДН

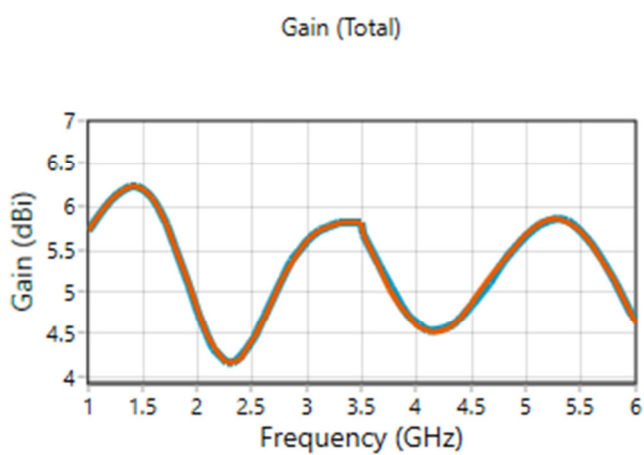


Рис. 26 Зависимость коэффициента усиления эквиугольной спиральной антенны от частоты

Недостатком таких антенн является сложность формы и постоянные изменения параметров для различных частот.

Приведенные недостатки устранены в плоских Архимедовских спиральных антеннах (рис.27). Плечи двухзаходной Архимедовой спирали описываются следующими уравнениями:

$$\begin{aligned} \rho_1(\varphi) &= \alpha\varphi + b \\ \rho_2(\varphi) &= (\varphi - \pi) + b \end{aligned} \quad (38)$$

Где  $\rho, \varphi$  – полярные координаты,  $\alpha, b$  – постоянные величины.

Геометрические размеры двухзаходной плоской антенны приведены на рисунке 27.

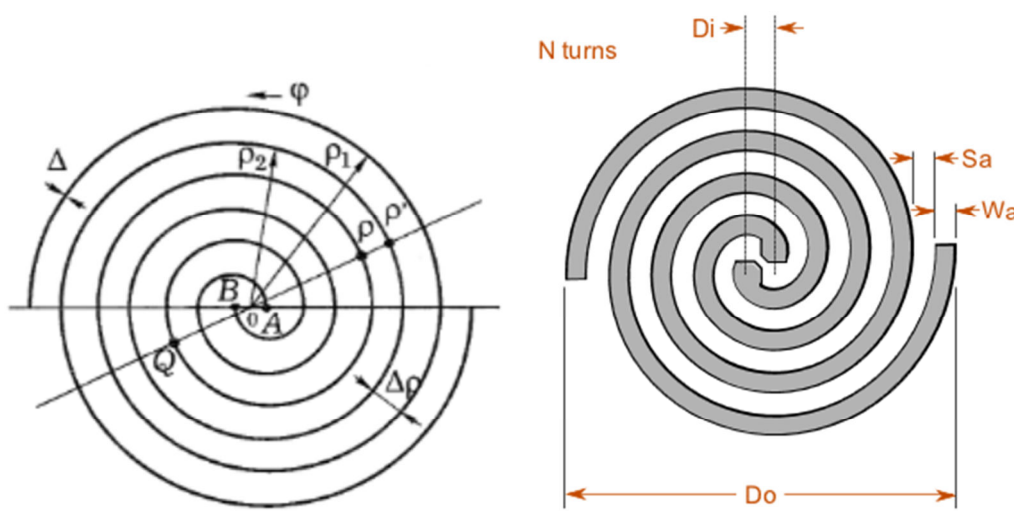


Рис. 27 Плоская двухзаходная спираль Архимеда

С учетом своих размеров двухзаходные спирали имеют хорошие характеристики направленности (рис. 28).

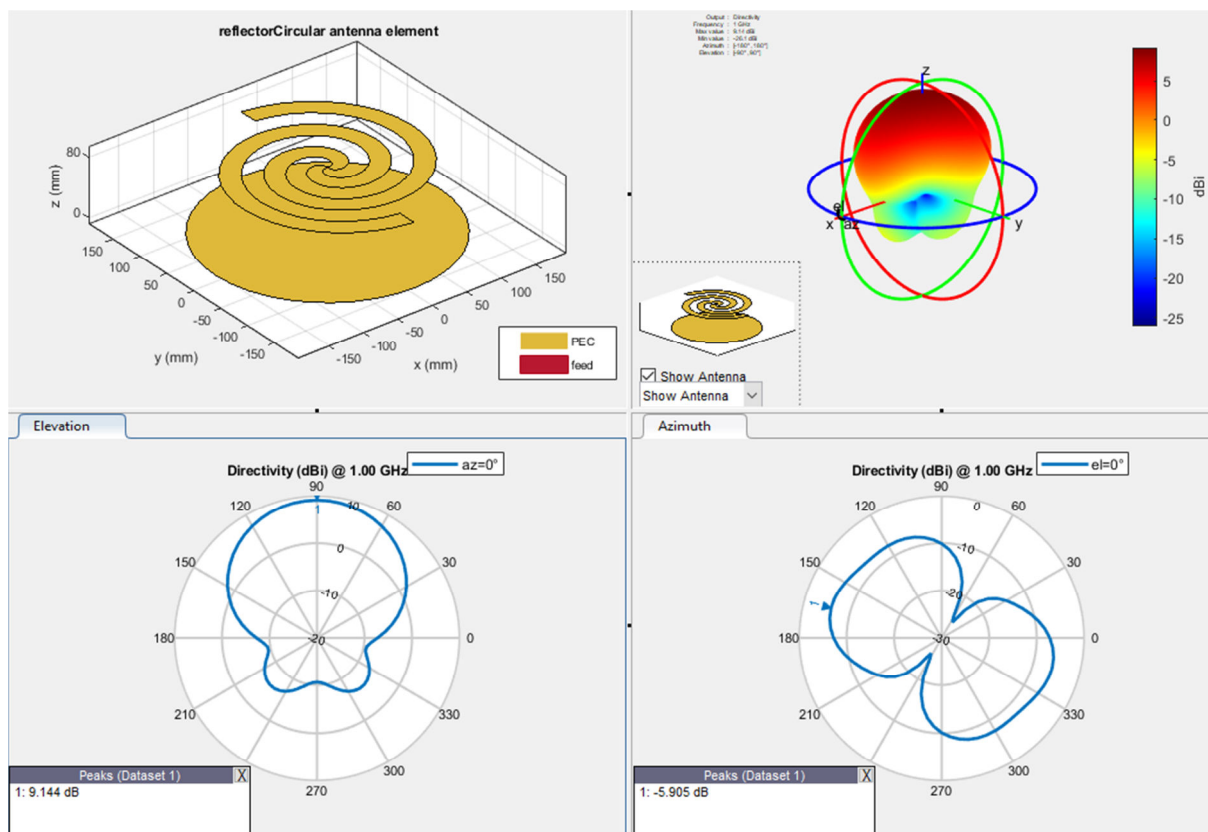


Рис. 28. Архимедова спиральная антенна и ее ДН

## 9.1 Логопериодическая антенна

Логопериодическая широкополосная антенна представляет собой плоскую антенну (рис 29) с плечами в виде чередующихся вибраторов в форме выступов и впадин. Такая антенна характеризуется

- Безразмерным периодом  $\tau = \frac{R_n}{R_{n+1}}$
- Коэффициентом формы  $\sigma = \frac{r_n}{R_n}$
- И углами  $\alpha$  и  $\beta$

На рисунке 30 приведена диаграмма направленности и зависимость КУ от частоты такой антенны.

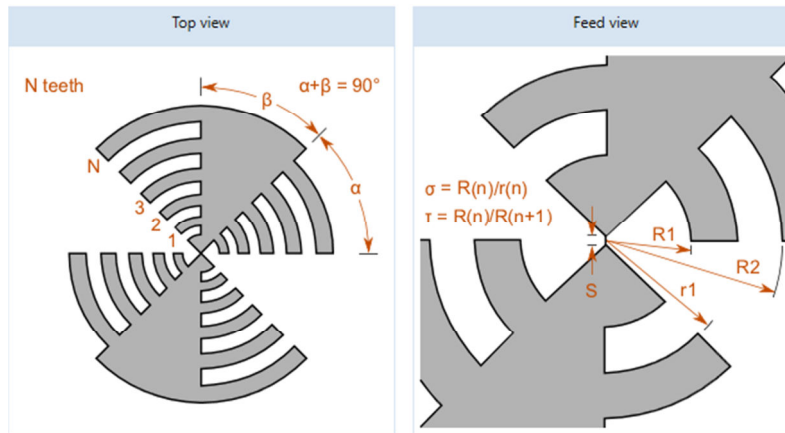


Рис.29. Плоская логопериодическая антенна

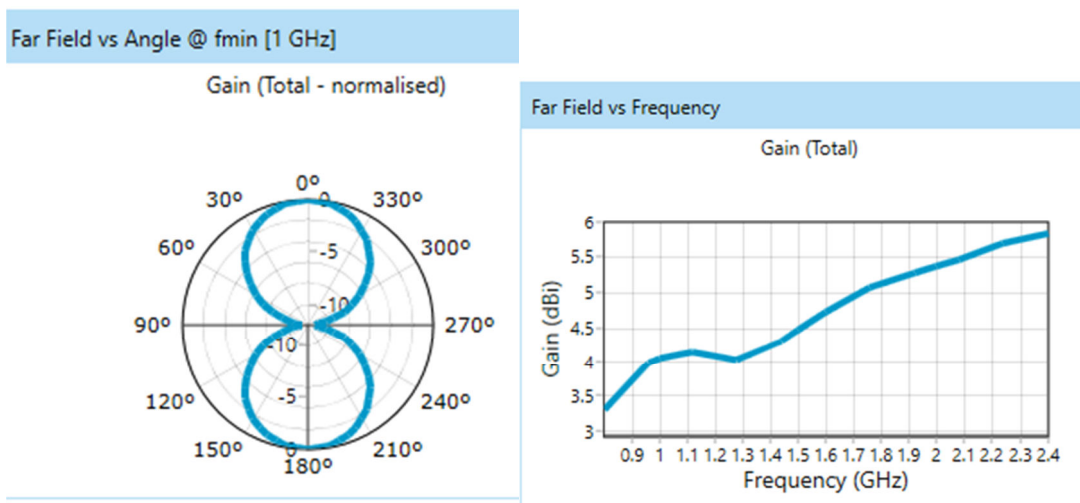


Рис. 30. Диаграмма направленности и зависимость КУ от частоты плоской логопериодической антенны

## 10 Антенные решетки

Антенные решетки представляют собой совокупность идентичных излучателей. Обычно такие системы применяются для формирования остронаправленного излучения. (рис. 31)

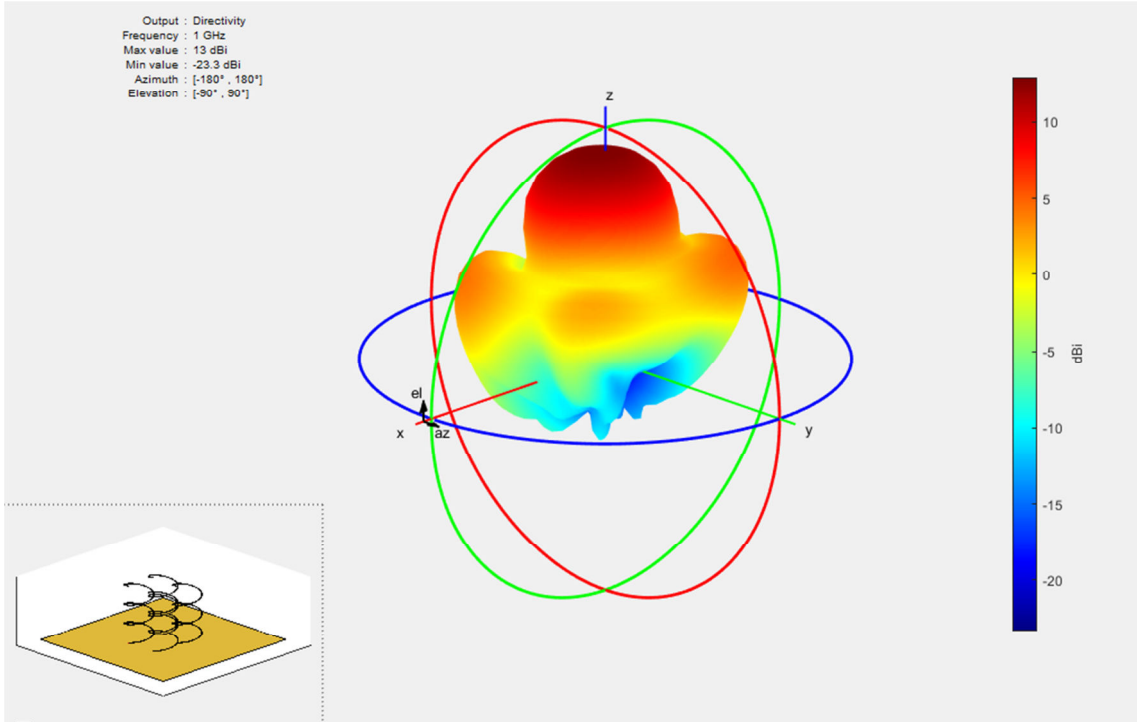


Рис. 31 Диаграмма направленности антенной решетки из спиральных излучателей

Анализ свойств ДН проводится в сферической системе координат (рис 32). Если совместить начало ССК с фазовым центром АР, то ДН будет определяться:

$$\bar{f} = \sum_{n=1}^N e^{ik(R-R_n)} \bar{f}_n = \sum_{n=1}^N e^{\frac{jk\bar{R}\bar{r}_n}{|R|}} \bar{f}_n \quad (39)$$

Где  $k = \frac{2\pi}{\lambda}$  – волновое число,  $\frac{\bar{R}\bar{r}_n}{|R|} = \bar{r}_n \cos\vartheta_n$ ,  $\vartheta_n$  – угол между векторами  $\bar{R}$  и  $\bar{r}_n$ .  $\bar{R} = \bar{R}_n + \frac{\bar{R}\bar{r}_n}{|R|}$  – радиус вектор из центра ССК до точки наблюдения.  $R_n$  – расстояние от точки наблюдения до  $N$ -го излучателя,  $\bar{r}_n$  – радиус вектор точки расположения фазового центра  $n$ -го излучателя,  $\bar{f}_n$  – векторная диаграмма  $n$ -го излучателя.

$$\bar{f}_n(\theta, \varphi) = A_n \bar{f}_0(\theta, \varphi) \quad (40)$$

$A_n$  – произвольная комплексная амплитуда возбуждения отдельных излучателей.

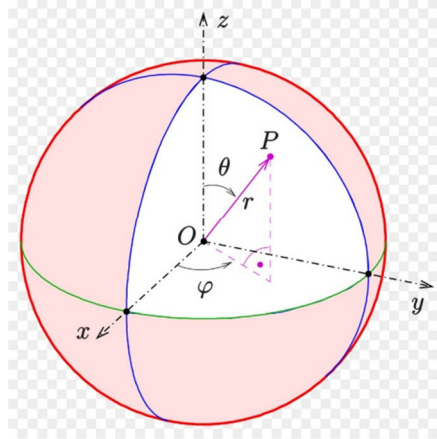


Рис. 32. Сферическая система координат (ССК)

Диаграмма направленности антенной решетки:

$$\bar{f}(\theta, \varphi) = \bar{f}_0(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N A_n e^{ik\bar{r}_n \cos\vartheta_n} \quad (41)$$

Диаграмма направленности антенной решетки по мощности:

$$|\bar{f}(\theta, \varphi)|^2 = |\bar{f}_0(\theta, \varphi)|^2 \left| \sum_{n=1}^N A_n e^{ik\bar{r}_n \cos\vartheta_n} \right|^2 \quad (42)$$

Сумма в выражении 41 называется множителем АР ( $f_n(\theta, \varphi)$ ).

Значение  $\frac{\bar{R}\bar{r}_n}{|R|} = \bar{r}_n \cos\vartheta_n$  определяется для каждого излучателя:

$$\bar{r}_n \cos\vartheta = x_n \sin\theta \cos\varphi + y_n \sin\theta \sin\varphi + z_n \cos\theta$$

Где  $x_n, y_n, z_n$  – координаты прямоугольной СК.

Если ориентировать антенную решетку вдоль из одной координат декартовой системы, решетка состоит из одинаковых излучателей с одинаковым расстоянием между ними ( $d$ ), то множитель такой решетки будет равен:

$$f_N(\theta) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} |A_n| e^{j(knd \sin\theta - \psi_n)} \right|^2 \quad (38)$$

Для линейной АР с равномерными амплитудными ( $A_n$ ) и фазовым ( $\psi_n$ ) возбуждением множитель решетки можно записать:

$$f_N(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} e^{in\psi} = e^{i(N-1)\frac{\psi}{2}} \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (39)$$

Где  $\psi = kd\sin\theta - \psi_1$ , а множитель  $e^{i(N-1)\frac{\psi}{2}}$  определяет фазовую характеристику. Таким образом, множитель АР состоит из двух сомножителей, первый из них является амплитудной диаграммой направленности (отношение синусов), а второй — фазовой диаграммой (комплексная экспонента в выражении).

Допустим, начало системы координат лежит в середине решетки, тогда

$$\psi(\theta) = \frac{(N-1)}{2} [kd(\sin\theta - \psi_1)] - \frac{(N-1)}{2} [kd(\sin\theta)] = \text{const} \quad (40)$$

Таким образом, линейная решетка с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением возбуждениям имеет фазовый центр совпадающий с ее серединой.

Введем нормирующий множитель  $N$ , тогда выражение для пространственного множителя решетки

По полю:

$$F_N(\theta) = F_N(\psi) = \frac{\sin\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} = \frac{f_N(\theta)}{f_{\max}} \quad (41)$$

По мощности:

$$\Psi_N(\theta) = \frac{\sin^2\left(\frac{N\psi}{2}\right)}{N^2\sin^2\left(\frac{\psi}{2}\right)} \quad (42)$$

Множитель решетки (рис 33) является периодической функцией с периодом  $2\pi$ . Как видно на рисунке – диаграмма направленности антенной решетки имеет повторяющиеся главные и боковые лепестки. ДН антенной решетки имеет несколько максимумов, называемых дифракционными лепестками (или побочными).



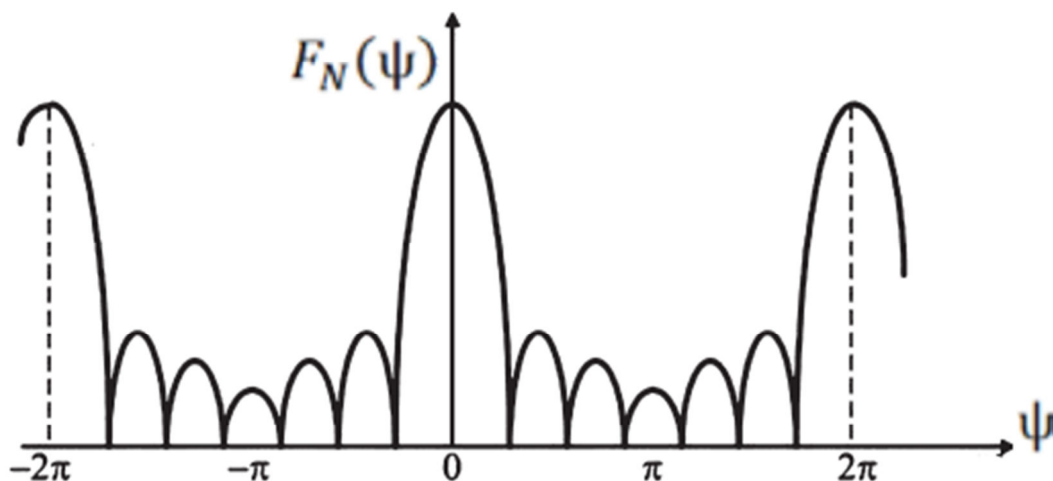


Рис.33. Зависимость множителя антенной решетки от координаты  $\psi$

Величину уровня бокового излучения антенной решетки оценивают с помощью параметра –  $\delta$  (относительный уровень боковых лепестков). Этот параметр показывает отношение наибольшего бокового лепестка к величине главного максимума:

$$\delta = \frac{E_{mб.л.}}{E_{mmax}} = \frac{1}{N \sin\left(\frac{2p+1}{2N}\pi\right)} \quad (438)$$

Где  $p=1,2,3\dots$  - номер направления максимального излучения.

В решетках с большим числом излучателей уровень первых боковых лепестков можно найти ( $p \ll N$ ):

$$\delta = \frac{E_{mб.л.}}{E_{mmax.}} = \frac{2}{(2p+1)\pi} \quad (449)$$

(при  $N \geq 12$  первый боковой лепесток равен 0,27 или –13,5 дБ)

Уровень боковых лепестков определяется характером амплитудного распределения по раскрытию антенной решетки.

Основными характеристиками АР являются КНД и КУ.

При ДН элемента АР изотропная и слабонаправленная, КНД можно найти:

$$D = \frac{4\pi |F_{max}|^2}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} |F(\theta, \varphi)|^2 \sin\theta d\theta d\varphi} \quad (50)$$

Для линейной решетки:

$$D = 2 \frac{(\sum_{n=1}^N A_n^2)^2}{kd \int_{-kd-\psi_1}^{kd-\psi_1} \sum_{n=1}^N A_n \sum_{m=1}^N A_m e^{i(n-m)} d\psi} \quad (51)$$

Где  $d\psi = -kdsin\theta d\theta$ ,  $A_n$  – амплитудное распределение.

Из чего следует – КНД не зависит от направления луча. Это можно объяснить тем, что при отклонении луча от нормали решетки к ее оси происходит уменьшение телесного угла, занимаемого главным лепестком, что уничтожает эффект его расширения при отклонении от нормали. При направлении луча вдоль оси решетки компенсация происходит за счет появления второго главного максимума с противоположной стороны.

КНД антенной решетки зависит от распределения амплитуды возбуждения излучателей решетки.

Величины КНД и ширина ДН ( $2\Delta\theta_0$ ) связаны соотношением:

$$D = \frac{1.77}{2\Delta\theta_0} * \sigma \quad (452)$$

$$\sum_{-p}^p \left(\frac{a_p}{a_0}\right)^2$$

Где  $\sigma$  – коэффициент расширения луча.

Для равномерного распределения:

$$D = \frac{101,5^\circ}{2\Delta\theta_0^\circ} \quad (463)$$

КУ антенной решетки можно найти:

$$G = D\eta(1 - |\Gamma|^2) \quad (474)$$

Где  $\eta$  – КПД антенны,  $\Gamma$  – потери на отражение.

## 10.1 Оптимальные антенные решетки

Диаграмма направленности АР с равномерным распределением имеет высокий уровень боковых лепестков, поэтому зачастую их применение ограничено. Уменьшения боковых лепестков можно добиться благодаря неравномерному амплитудному распределению, но это приводит к снижению таких параметров как коэффициент усиления и коэффициент направленного действия.

Большой практический интерес представляют оптимальные эквидистантные антенные решетки – это такие решетки, у которых оптимально подобраны соотношения между параметрами, характеризующие диаграмму направленности (ширина ДН, уровень боковых лепестков, коэффициент направленного действия).

Решетки с оптимальной в смысле Дольф-Чебышева диаграммой направленности называются такие решетки, которые обладают максимальным КНД в заданном направлении. Рассмотрим ДН такой решетки.

Допустим, ДН дольф-чебышевской линейной эквидистантной синфазной АР, образованной  $N+1$  изотропными излучателями, шаг такой решетки  $p \geq \frac{\lambda}{2}$ , может быть представлена в виде полинома Чебышева:

$$F(\theta) = T_N \left( z_0 \cos \frac{u}{2} \right) = \cos \left( N \arccos \left( z_0 \cos \left( \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \right) \right) \right) \quad (485)$$

При  $z_0 \cos \frac{u}{2} \leq 1$ ,

$$F(\theta) = T_N \left( z_0 \cos \frac{u}{2} \right) = \text{ch} \left( N \text{arccch} \left( z_0 \cos \left( \frac{\pi d}{\lambda} \sin \theta \right) \right) \right) \quad (496)$$

При  $z_0 \cos \frac{u}{2} \geq 1$

Где  $u = \frac{2\pi p}{\lambda} \sin \theta$ .

Если задан уровень боковых лепестков  $\delta$  параметр  $z_0$  определяется:

$$z_0 = 0.5 \left( \left( \delta + \sqrt{\delta^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N}} + \left( \delta - \sqrt{\delta^2 - 1} \right)^{\frac{1}{N}} \right) \quad (507)$$

При заданной ширине основного лепестка ДН

$$z_0 = \frac{\cos \frac{\pi}{2N}}{\cos \left( \frac{\pi d}{2} \sin \theta_0 \right)} \quad (518)$$

Положение нулей определяется:

$$\theta_{0k} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left( \frac{1}{z_0} \cos \frac{2k-1}{2N} \pi \right) \right), k = 1, 2, 3 \dots N \quad (529)$$

Направления максимумов боковых лепестков:

$$\theta_{0k} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{\pi d} \arccos \left( \frac{1}{z_0} \cos \frac{k}{N} \pi \right) \right), k = 1, 2, 3 \dots N \quad (60)$$

Ширина основного лепестка по уровню половинной мощности:

$$2\Delta\theta_{0.5} = \arcsin \left( \frac{\lambda}{\pi d} \cos^{-1} \left( \frac{1}{z_0} \operatorname{ch} \left( \frac{1}{N} \operatorname{ch}^{-1} \frac{\delta}{\sqrt{2}} \right) \right) \right) \quad (61)$$

## 11 Фазированные антенные решетки

Фазированными антенными решетками (ФАР) называются такие антенные решетки, у которых фазы токов (полей), возбуждающих элементы, могут гибко изменяться по определенному закону. В свою очередь, это приводит к изменению углового положения ДН такой антенной решетки (рис.34).

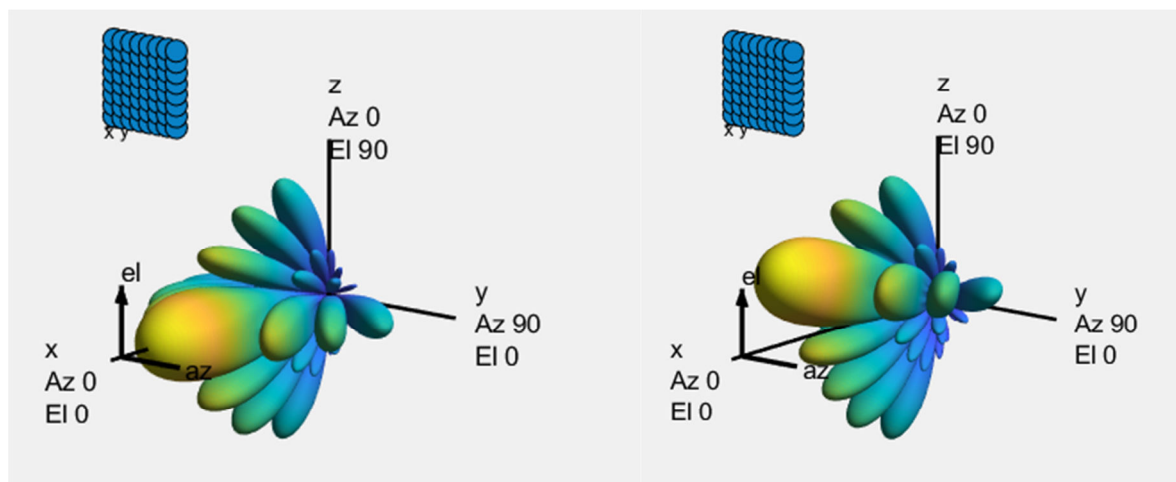


Рис. 34. Диаграмма направленности антенной решетки 8x8 элементов – а) При равноамплитудном равнофазном возбуждении б) При изменении фазового распределения по вертикали для отклонения максимума ДН вверх.

Классификация антенных решеток (рис.35) осуществляется по следующим признакам:

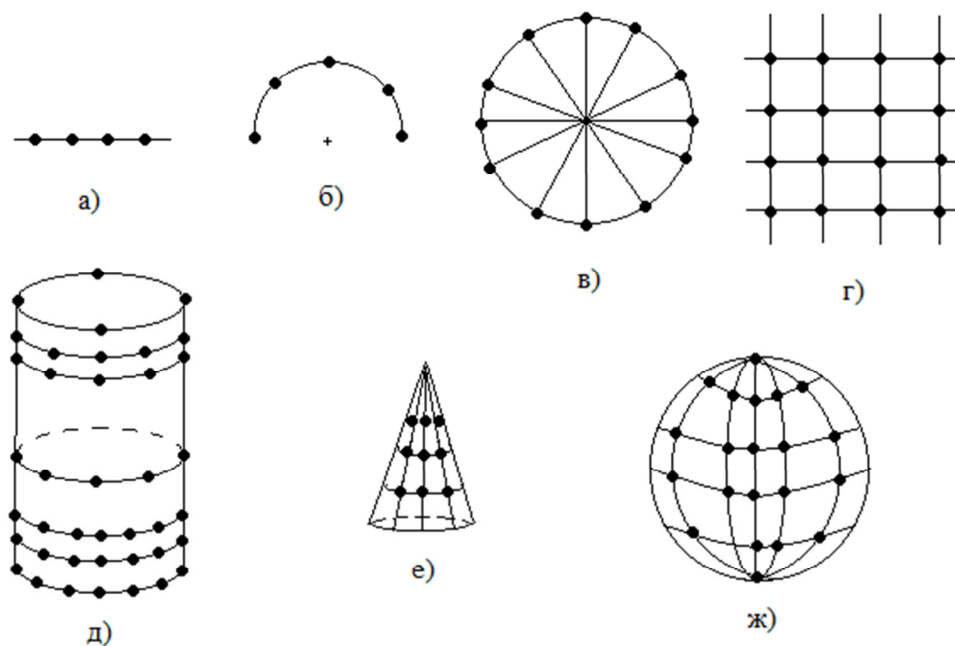


Рис. 35 – Геометрия излучателей: а – линейная решетка; б – дуговая решетка; в – кольцевая решетка; г – плоская решетка; д – цилиндрическая решетка; е – коническая решетка; ж – сферическая решетка;

- Геометрия излучателей в пространстве
  - Линейные
  - Дуговые
  - Плоские
  - Кольцевые
  - Цилиндрические
  - Выпуклые
  - Конические
  - Сферические
  - Комфорные
- Способ возбуждения
  - С параллельным питанием
  - С последовательным питанием
  - С комбинированным
  - С пространственным
- Закономерность размещения излучающих элементов в самой решетке
  - Эквидистантное размещение (расстояние между излучателями постоянная величина)
  - Неэквидистантное размещение (по определенному закону или случайным образом)
- Способ обработки сигнала
- Амплитудно-фазовое распределение токов по решетке

- Тип излучателей
  - Фазированные антенные решетки
  - Активные фазированные антенные решетки
  - Адаптивные антенные решетки (с саморегулируемым амплитудно-фазовым распределением в зависимости от уровня помех)
  - Совмещенные антенные решетки (имеют несколько типов излучателей, каждый из которых работает в своем частотном диапазоне)
  - Многолучевые антенные решетки (формирует несколько ортогональных лучей)
- Вид амплитудного распределения:
  - Равномерное амплитудное распределение
  - Экспоненциальное амплитудное распределение
  - Симметрично спадающее относительно центра амплитудное распределение

Если фазы токов излучателей изменяются вдоль линии их размещения по линейному закону, то такие решётки называют решётками с линейным фазовым распределением. Частным случаем таких решёток являются синфазные решётки, у которых фазы тока всех элементов одинаковы.

Условие, позволяющее использовать прямоугольную сетку расположения излучателей без дифракционных максимумов высших порядков:

$$\frac{p_x}{\lambda} \leq \frac{1}{(1 + \sin\theta_{x\max})}; \frac{p_y}{\lambda} \leq \frac{1}{(1 + \sin\theta_{y\max})} \quad (62)$$

Где  $p_x, p_y$  – расстояние между излучателями,  $\lambda$  – длина волны,  $\theta_{x\max}, \theta_{y\max}$  – максимальные углы отклонения луча.

Для треугольной сетки:

$$\frac{p}{\lambda} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{(1 + \sin\theta_{x\max})} \quad (53)$$

Использование треугольной сетки позволяет увеличить расстояние между излучателями и уменьшить их число примерно на 13%.

В качестве излучателей ФАР применяют вибраторы, спирали, щели и др. Большой интерес представляют печатные излучатели (связано с миниатюризацией антенн). Выбор типа излучателя определяется техническим заданием при проектировании (форма ДН, ширина ДН, поляризация, УБЛ, полоса частот).

## 11.1 Характеристики фазированных антенных решеток

Обычно характеристику направленности АР ( $f(\theta, \varphi)$ ) можно представить, как произведение характеристики направленности одиночного излучателя ( $F(\theta, \varphi)$ ) на множитель решетки ( $F_p(\theta, \varphi)$ ):

$$f(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) * F_p(\theta, \varphi) \quad (54)$$

Где  $F_p(\theta, \varphi) = \sum_{m,n=1}^{M,N} A_{mn} e^{i(\Phi_{mn} + \Phi_{mn}^{\Pi})}$  ( $A_{mn}$  – амплитуда возбуждения элемента решетки,  $\Phi_{mn}^{\Pi}$  – пространственный фазовый сдвиг для углов  $(\theta, \varphi)$ ).

Взаимное влияние излучателей. Одной из важных составляющих при проектировании АР является оценка взаимного влияния излучателей АР. Входное сопротивление элемента отличается от сопротивления элемента в свободном пространстве, что может привести к изменению ДН.

Влияние взаимодействия излучателей рассчитывается как – ДН решетки равна сумме ДН излучателей, умноженных на амплитуды волн фидерных линий, возбуждающих их.

Для антенных решеток конечных размеров входное сопротивление и диаграмма направленности одного излучателя зависят от его расположения в решетке. Принцип перемножения ДН может оказаться неприемлемым в решетках с относительно небольшим числом излучателей. В таких случаях используют бесконечную антенную решетку как модель для анализа свойств таких решеток.

Характеристике направленности одного элемента ФАР соответствует его КУ – характеристика направленности по мощности:

$$g(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi) \quad (55)$$

При равноамплитудном возбуждении элементов КУ решетки связан с КУ элемента:

$$G(\theta, \varphi) = N g(\theta, \varphi) \quad (56)$$

Где  $N$  – количество элементов решетки.

Если генераторы, возбуждающие излучатели, согласованы с фидерами, идущими к излучателям, и тепловые потери отсутствуют, то КУ антенной решетки отличается от КНД из-за отражений:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) [1 - |A(\theta, \varphi)|^2] \quad (57)$$

$A(\theta, \varphi)$  – коэффициент отражения в фидерах, возбуждающих излучатели.

Как говорилось в первой главе, отражения в фидерах вызваны рассогласованием между волновыми сопротивлениями питающих линий и входными сопротивлениями излучателей полностью возбужденной решетки.

Если дифракционные максимумы отсутствуют, то КНД решетки можно найти:

$$D = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2}\right) SN \cos\theta \quad (58)$$

Где  $\theta$  – угол между направлением главного лепестка ДН и нормалью к плоскости решетки,  $S$  – площадь одного элемента решетки.

Коэффициент отражения характеризует отраженную мощность при возбуждении всех элементов. Связь между КУ и коэффициентом отражения можно записать:

$$g^2(\theta, \varphi) = \left(\frac{4\pi}{\lambda^2}\right) S \cos\theta [1 - |A(\theta, \varphi)|^2] \quad (59)$$

Идеальная характеристика направленности элемента обеспечивается при коэффициенте отражения стремящемся к нулю.

Допустим коэффициент отражения равен нулю, тогда характеристика направленности идеального элемента будет равна:

$$(F\theta, \varphi) = \left(\frac{\sqrt{4\pi}}{\lambda}\right) \sqrt{\cos\theta} \quad (60)$$



## Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов/ [Д.И. Воскресенский и др.] Под редакцией Д.И. Воскресенского – Москва: Радиотехника, 2012. – 744 с.
2. Ерохин Г.А. «Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн»/ Ерохин Г.А., Чернов О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Д. – 3-е изд. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2007 г.
3. Неганов, В.А. Устройства СВЧ и антенны: Проектирование, конструктивная реализация, примеры применения устройств СВЧ / В.А. Неганов, Д.С. Ключев, Д.П. Табаков. – Москва: Ленанд, 2017. - 608 с.
4. Никольский В.В. Антенны/В.В.Никольский – Москва: Связь, 1966. – 368 с.
5. Смит Ф. Круговые диаграммы в радиоэлектронике/Ф.Смит – Москва:Связь, 1976. – 144 с.