

Кафедра 406 МАИ  
Радиофизика, антенны и микроволновая техника  
Учебная лаборатория «Антенны и микроволновая техника»

**Лабораторная работа № 22.**

**ИССЛЕДОВАНИЕ  
КОЭФФИЦИЕНТА СВЯЗИ  
АНТЕНН**

### **Цель работы**

1. Выполнить анализ параметров антенн, влияющих на электромагнитную совместимость радиотехнических систем, в которых они используются.
2. Провести экспериментальное и теоретическое исследования коэффициента связи зеркальной и рупорной антенн.
3. Исследовать метод уменьшения коэффициента связи антенн.

### **Теоретическая подготовка к работе**

#### *1. Проблема ЭМС и ее решение средствами антенной техники.*

Под электромагнитной совместимостью (ЭМС) радиоэлектронных средств (РЭС) понимается возможность одновременного и совместного функционирования различного радиотехнического, электронного и электротехнического оборудования без существенного ухудшения их характеристик.

Возникновение проблемы ЭМС РЭС связано с рядом причин, главными из которых являются:

- непрерывный рост числа действующих радиотехнических систем (РТС). Как следствие, многие участки радиотехнического диапазона частот перегружены РТС, что приводит к значительному уровню помех;
- повышение мощности передатчиков РТС и увеличение чувствительности радиоприемных устройств. Любое передающее устройство наряду с излучением на основной (рабочей) частоте излучает на гармониках и субгармониках, а также на других нерабочих частотах. Поэтому РТС являются источником помех для соседних РТС как в основном, так и в «неосновном» для данной РТС диапазонах частот. Большинство приемников имея, кроме основного, побочные каналы приема, могут принимать помехи от соседних РТС в широком диапазоне частот;
- ограниченность пространства, в пределах которого размещаются различные РТС. Особенно остро это проявляется в бортовых РТС, на самолетах,

спутниках, космических аппаратах, кораблях. Так, на самолете-разведчике W-2 имеется 21 РТС с 38 антеннами, а на авианосце «Энтерпрайз» число антенн около 500;

- увеличение электротехнических и электронных средств управления, контроля и диагностики РТС, являющихся дополнительными источниками помех для РТС.

В настоящее время проблема ЭМС РЭС является важнейшей проблемой радиотехники и радиоэлектроники. Пренебрежение этой проблемой приводит к нарушению нормального функционирования современных радиосредств, что, помимо больших экономических потерь, может привести и к трагическому исходу. Примером может служить гибель английского атомного эсминца «Шеффилд» в период англо-аргентинского конфликта из-за Фолклендских (Мальвинских) островов. На этом эсминце не была обеспечена ЭМС системы космической связи и РЛС. В результате одновременно работать могла только одна из этих РТС. Поэтому во время сеанса связи с базой не была своевременно обнаружена ракета, выпущенная аргентинским самолетом, и эсминец погиб.

Решить проблему ЭМС РЭС можно лишь при обеспечении целого комплекса организационных и научно-технических мероприятий.

Рассмотрим основные пути воздействия одной РЭС на другую. На рис. 22.1 стрелками показаны основные каналы, по которым сигналы РЭС<sub>1</sub> проникают в РЭС<sub>2</sub>.

По каналам 1 и 2 электромагнитное поле, излучаемое антенной РЭС<sub>1</sub> через пространство, в котором расположены РЭС, проникает в антенну (канал 1) или принимается конструктивными элементами РЭС<sub>2</sub> (канал 2). Эти каналы действуют как при больших расстояниях между РЭС (обе антенны находятся в дальних зонах друг друга), так и при малых расстояниях (промежуточная и ближняя зоны антенн).

Канал 3 обусловлен излучением и приемом поля элементами конструкции РЭС<sub>1</sub> и РЭС<sub>2</sub>: корпусами, соединительными проводами, отрезками соединительных кабелей и иных линий передачи и т.д. Влияние канала 3 на

соседние РЭС проявляется, как правило, в ближней и промежуточной зонах излучения.

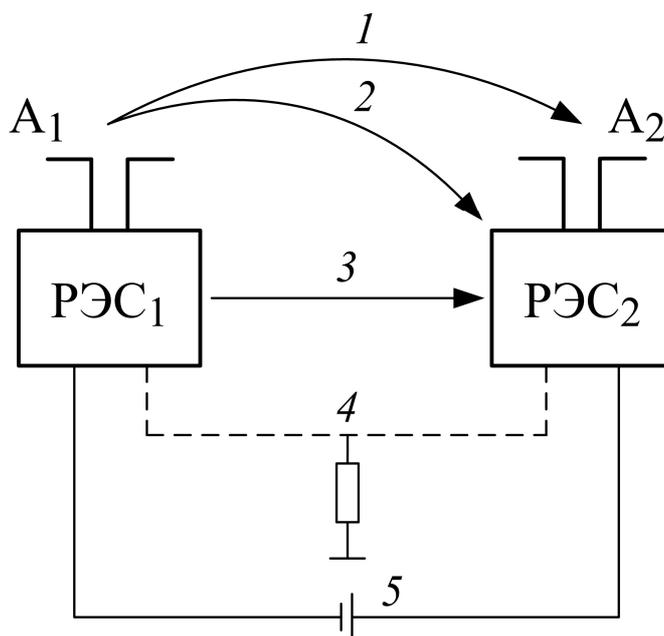


Рис. 22.1. Основные пути воздействия одной РЭС на другую

Канал 4 формируется за счет возможной гальванической связи между обоими РЭС, например, по общей земле, утечки изоляции и т.д.

Канал 5 образуется общими цепями питания обоих РЭС.

Среди всех перечисленных каналов наиболее опасным с точки зрения ЭМС РТС является канал 1. Механизм взаимного влияния РТС по каналу связи через антенны «обеспечивает» около 90% всех мешающих воздействий.

Параметром, характеризующим ЭМС по каналу 1, является коэффициент связи  $\xi_{21}$  между антеннами  $A_1$  и  $A_2$ , который определяется как отношение выходной мощности  $P_{\text{вых}2}$ , проникающей на вход антенны  $A_2$ , к входной мощности  $P_{\text{вх}1}$ , поступающей на вход антенны  $A_1$ :

$$\xi_{21} = \frac{P_{\text{вых}2}}{P_{\text{вх}1}}. \quad (22.1)$$

Соответственно при работе антенны  $A_2$  в режиме передачи, а антенны  $A_1$  в режиме приема можно получить выражение для коэффициента связи  $\xi_{12}$ . Если антенны  $A_1$  и  $A_2$  не содержат невзаимных устройств, то

$$\xi_{12} = \xi_{21} = \xi = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} \quad (22.2)$$

Далее рассмотрим методы расчета коэффициента связи двух антенн на произвольной частоте  $f$ . Для простоты полагаем, что антенны взаимные.

### 2. Коэффициент связи двух произвольных антенн.

Методы определения коэффициента связи антенн существенно зависят от расстояния между антеннами. Поэтому рассмотрим два случая (рис. 22.2).

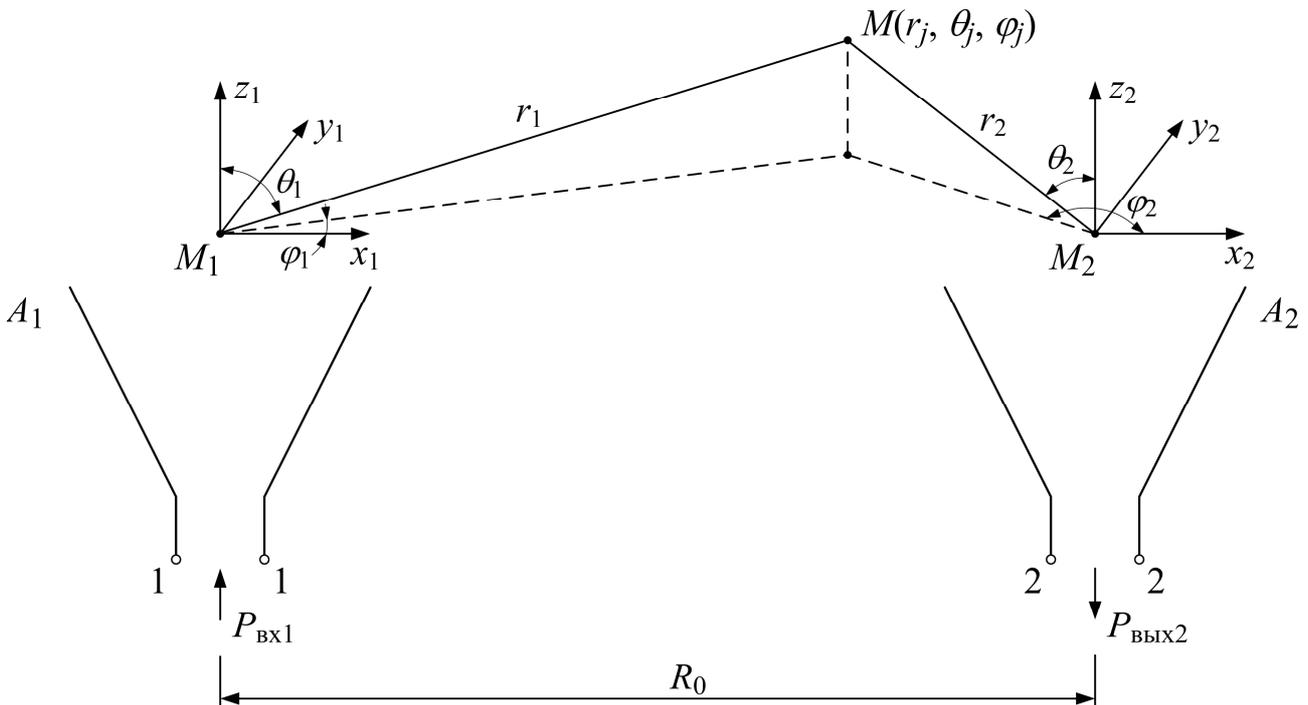


Рис. 22.2. Геометрия задачи определения коэффициента связи двух произвольных антенн

В первом случае будем считать, что расстояние  $R_0$  между антеннами выбрано таким, что каждая из антенн находится в дальней зоне другой антенны, т.е.

$$R_0 \geq \max\left(\frac{L_1^2}{\lambda}, \frac{L_2^2}{\lambda}\right), \quad (22.3)$$

где  $L_1$  и  $L_2$  – максимальные размеры апертур (диаметры) антенн  $A_1$  и  $A_2$ ;  $\lambda$  – длина волны в свободном пространстве, на которой определяют коэффициент связи  $\xi$ .

Для дальнейших рассуждений введем следующие обозначения:  $\Gamma_j(f)$  – коэффициент отражения от входа  $j$ -й ( $j = 1, 2$ ) антенны на частоте  $f$ ;  $\bar{F}_j(M, f)$  – векторная нормированная диаграмма направленности  $j$ -й антенны на частоте  $f$  в системе координат  $j$ -й антенны;  $G_j(f)$  – коэффициент усиления (КУ)  $j$ -й антенны в направлении максимума излучения;  $\chi(f)$  – коэффициент поляризационной связи.

Заметим, что в силу предполагаемого условия (22.3) введенные параметры  $\bar{F}_j$  и  $G_j$  зависят только от угловых координат точки наблюдения  $M$  и не зависят от расстояния до точки наблюдения.

С учетом введенных обозначений коэффициент связи двух антенн вычисляется по формуле [1]

$$\xi(f) = \left( \frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2 G_1(M_2, f) (1 - |\Gamma_1(f)|^2) G_2(M_1, f) (1 - |\Gamma_2(f)|^2) |\chi(f)|^2. \quad (22.4)$$

Иногда потери мощности, связанные с отражением от входа антенны, включают в полный КПД антенны. При этом коэффициент усиления антенны  $\tilde{G}$ , учитывающий отражение, определяется из выражения

$$\tilde{G}_j(M, f) = G_j(M, f) (1 - |\Gamma_j(f)|^2). \quad (22.5)$$

С учетом (22.5) выражение для коэффициента связи антенн принимает вид

$$\xi(f) = \left( \frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2 \tilde{G}_1(M_2, f) \tilde{G}_2(M_1, f) |\chi(f)|^2. \quad (22.6)$$

С точки зрения обеспечения ЭМС коэффициент связи между антеннами должен быть минимален. Выражения (22.4) и (22.6) ясно показывают возможные пути уменьшения коэффициента связи:

- увеличение расстояния между антеннами;
- уменьшение коэффициента усиления каждой из антенн в направлении на другую антенну;
- применение резонансного согласования антенны с фидерной линией на рабочей частоте, что приводит к резкому рассогласованию (увеличению  $|\Gamma|$  на нерабочих частотах);
- использование поляризационно развязанных антенн.

Проанализируем, от чего зависит коэффициент поляризационной связи  $\chi(f)$  между антеннами. С этой целью представим диаграмму направленности  $\bar{F}(M)$  в виде произведения трех сомножителей:

$$\bar{F}(M) = |\bar{F}(M)| \exp[i\Phi(M)] \bar{e}(M), \quad (22.7)$$

где  $|\bar{F}(M)|$  – нормированная амплитудная диаграмма направленности;  $\Phi(M)$  – фазовая диаграмма направленности;  $\bar{e}(M)$  – единичная векторная функция ( $|\bar{e}(M)|=1$ ), называемая поляризационной диаграммой направленности.

Фактически поляризационная диаграмма направленности показывает ориентацию вектора электрического поля, излучаемого антенной в произвольную точку  $M$ , расположенную на сферической поверхности  $r=\text{const}$ . В дальнейшем поляризацию антенны и ее поляризационную диаграмму направленности всегда будем определять в режиме передачи.

Пусть известны поляризационные диаграммы направленности  $\bar{e}_1, \bar{e}_2$  обеих антенн в режиме передачи. Тогда коэффициент поляризационной связи выражается через скалярное произведение поляризационных диаграмм направленности [2]:

$$\chi(f) = [\bar{e}_1(M_2, f), \bar{e}_2^*(M_1, f)], \quad (22.8)$$

где знак комплексного сопряжения «\*» означает, что скалярное произведение вычисляется для векторов  $\bar{e}_1$  и  $\bar{e}_2^*$ .

Любая антенна имеет поле основной (рабочей) и поле паразитной поляризаций. Введем векторы основной  $\bar{e}_o(M, f)$  и паразитной  $\bar{e}_n(M, f)$  поляризаций. Эти вектора взаимно ортогональны, т.е.

$$[\bar{e}_o(M, f), \bar{e}_n(M, f)] = 0. \quad (22.9)$$

Так как в дальней зоне поле всегда чисто поперечно, то поляризационную диаграмму направленности антенны можно представить в виде разложения по базису основной и паразитной поляризаций:

$$\bar{e}_j(M, f) = \alpha_j(M, f) \bar{e}_{oj}(M, f) + \sqrt{1 - \alpha_j^2(M, f)} e^{i\psi_j(M, f)} \bar{e}_{nj}(M, f), \quad (22.10)$$

где  $\alpha_j(M, f)$  – величина основной поляризации поля  $j$ -й антенны ( $\alpha_j \geq 0$ );  $\sqrt{1-\alpha_j^2(M, f)}$  – величина паразитной поляризации;  $\psi_j(M, f)$  – фазовый сдвиг составляющей паразитной поляризации относительно составляющей основной поляризации поля.

Подставляя (22.10) в (22.8), получаем

$$\begin{aligned} \chi(f) = & \alpha_1(M_2, f)\alpha_2(M_1, f)\left[\bar{e}_{o1}(M_2, f), \bar{e}_{o2}(M_1, f)\right] + \\ & + \sqrt{1-\alpha_1^2(M_2, f)}\alpha_2^2(M_1, f)e^{i\psi_1(M_2, f)}\left[\bar{e}_{n1}(M_2, f), \bar{e}_{o2}(M_1, f)\right] + \\ & + \alpha_1^2(M_2, f)\sqrt{1-\alpha_2^2(M_1, f)}e^{i\psi_2(M_1, f)}\left[\bar{e}_{o1}(M_2, f), \bar{e}_{n2}(M_1, f)\right] + \\ & + \sqrt{1-\alpha_1^2(M_2, f)}\sqrt{1-\alpha_2^2(M_1, f)}e^{i[\psi_1(M_2, f)+\psi_2(M_1, f)]}\left[\bar{e}_{n1}(M_2, f), \bar{e}_{n2}(M_1, f)\right]. \end{aligned} \quad (22.11)$$

В выражении (22.11) первое слагаемое в правой части определяет вклад в поляризационный коэффициент передачи по основной поляризации обеих антенн, второе и третье слагаемые – по основной поляризации одной антенны и паразитной поляризации другой, и четвертое слагаемое – вклад по паразитной поляризации обеих антенн.

Рассмотрим некоторые частные случаи.

1. Поляризация обеих антенн на частоте  $f$  линейная, и векторы  $\bar{e}_1(M_2, f)$  и  $\bar{e}_2(M_1, f)$  образуют между собой угол  $\gamma$  (рис. 22.3). В данном случае

$$\bar{e}_{o1} = \bar{y}_{01}, \bar{e}_{n1} = \bar{x}_{01}, \alpha_1 = 1, \bar{e}_{o2} = \sin(\gamma)\bar{x}_{01} + \cos(\gamma)\bar{y}_{01}, \bar{e}_{n2} = \cos(\gamma)\bar{x}_{01} - \sin(\gamma)\bar{y}_{01}, \alpha_2 = 1, \quad (22.12)$$

где  $\bar{x}_{01}, \bar{y}_{01}$  – единичные орты системы координат  $Ox_1y_1$ .

Подставляя эти значения в формулу (22.11), находим

$$\chi(f) = \cos \gamma \text{ или } |\chi(f)|^2 = \cos^2 \gamma. \quad (22.13)$$

При  $\gamma=0$  (совпадающая линейная поляризация обеих антенн по направлению друг к другу) получаем  $|\chi(f)|^2 = 1$ , т.е. поляризационный коэффициент передачи максимален, а при  $\gamma=\pi/2$  (взаимно ортогональная линейная поляризация) получаем  $|\chi(f)|^2 = 0$ , т.е. поляризационный коэффициент передачи минимален.

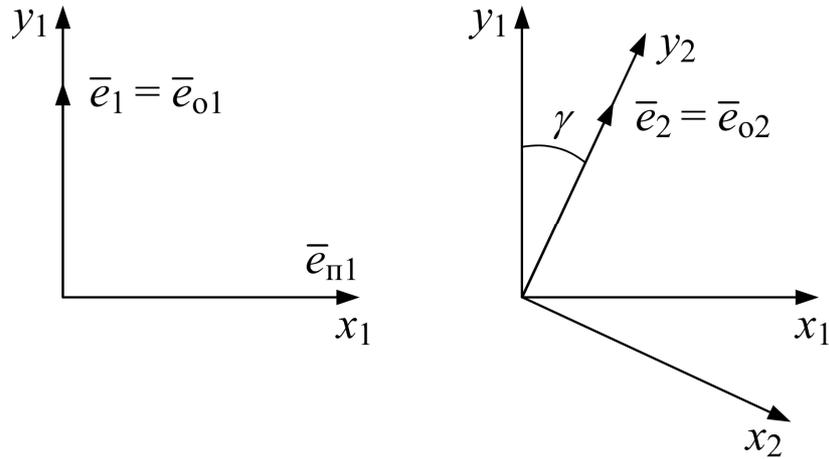


Рис. 22.3. К определению поляризационного коэффициента для антенн с линейной поляризацией

2. Поляризация антенны  $A_1$  линейная, произвольно ориентированная, а антенны  $A_2$  – круговая (рис. 22.4). Для этого случая

$$\begin{aligned} \bar{e}_{o1} &= \cos(\gamma)\bar{x}_{o1} + \sin(\gamma)\bar{y}_{o1}, \quad \bar{e}_{\pi1} = \cos(\gamma)\bar{x}_{o1} - \sin(\gamma)\bar{y}_{o1}, \quad \alpha_1 = 1, \\ \bar{e}_{o2} &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\bar{x}_{o1} \pm i\bar{y}_{o1}), \quad \bar{e}_{\pi2} = \frac{1}{\sqrt{2}}(\bar{x}_{o1} \mp i\bar{y}_{o1}), \quad \alpha_2 = 1. \end{aligned} \quad (22.14)$$

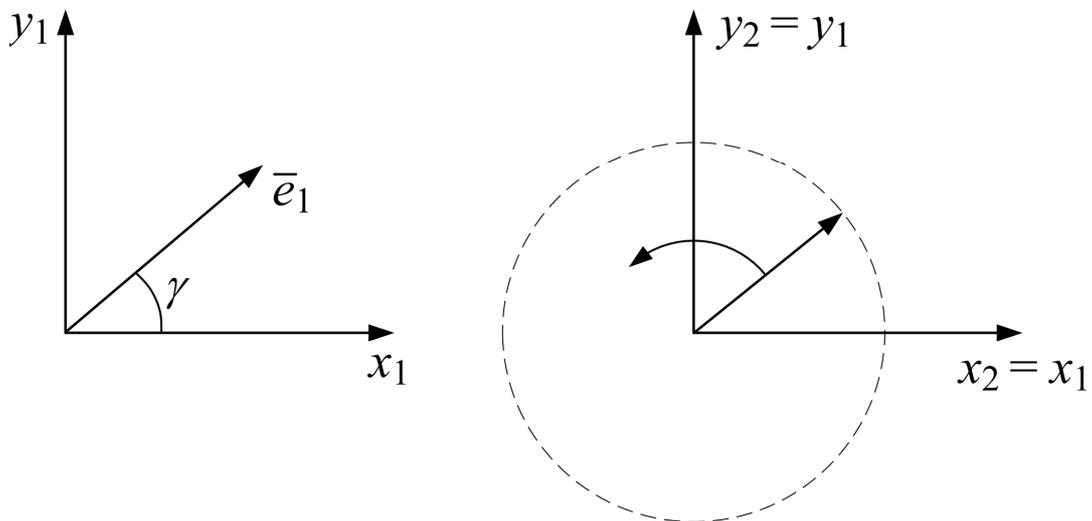


Рис. 22.4. К определению поляризационного коэффициента для антенн:  $A_1$  – с линейной поляризацией;  $A_2$  – с круговой поляризацией

Во второй строке (22.14) верхние знаки «+» и «←» относятся к правополяризованному полю, а нижние – к левополяризованному.

Подставляя соотношения (22.14) в формулу (22.10), получаем

$$\chi(f) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\cos\gamma \pm i\sin\gamma) \text{ или } |\chi(f)|^2 = \frac{1}{2}. \quad (22.15)$$

Следовательно, величина  $|\chi(f)|^2$  в данном случае не зависит от ориентации (угла  $\gamma$ ) линейной поляризации антенны  $A_1$  и в два раза меньше, чем максимальное значение  $|\chi(f)|^2$  в случае 1.

3. Обе антенны имеют круговую поляризацию с одинаковым направлением вращения в режиме передачи (рис. 22.5). В этом случае аналогично можно показать [8], что

$$\chi(f) = e^{i\varphi} \text{ или } |\chi(f)|^2 = 1. \quad (22.16)$$

Следовательно, поляризационный коэффициент передачи в данном случае максимален.

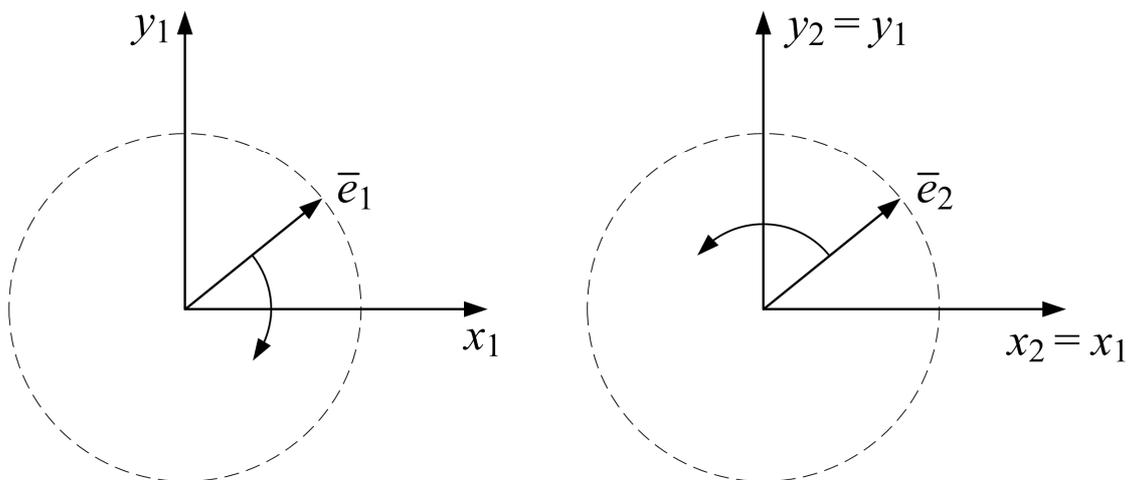


Рис. 22.5. К определению поляризационного коэффициента для антенн с круговой поляризацией с одинаковым направлением вращения в режиме передачи

4. Обе антенны имеют круговую поляризацию с разным направлением вращения. Тогда

$$\chi(f) = 0 \text{ или } |\chi(f)|^2 = 0, \quad (22.17)$$

т.е. в этом случае достигается полная развязка по поляризации.

В реальных антеннах из-за наличия паразитной поляризации величина  $|\chi(f)|^2$  практически всегда больше нуля даже для антенн с взаимно ортогональной основной поляризацией. Поэтому при ориентировочных практических расчетах величину  $|\chi(f)|^2$  для антенн с взаимно ортогональной поляризацией полагают равной 0,01.

Вернемся к выражению (22.6). Это выражение часто записывают в децибельном масштабе

$$\xi(f) = 20 \cdot \lg \left( \frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2 + 10 \cdot \lg \tilde{G}_1(M_2, f) + 10 \cdot \lg \tilde{G}_2(M_1, f) + 10 \cdot \lg |\chi(f)|^2. \quad (22.18)$$

Таким образом, для вычисления по формулам (22.10) или (22.18) коэффициента связи двух произвольных антенн на произвольной частоте  $f$ , находящихся в дальней зоне друг от друга, достаточно знать расстояние между антеннами, величины коэффициентов усиления каждой из антенн в направлении друг на друга и поляризационные диаграммы направленности каждой из антенн в этом же направлении.

Если одна или обе антенны расположены в ближней или промежуточной зонах, то вводят поправочные коэффициенты  $\eta'(R_0)$ , учитывающие зависимость коэффициента усиления антенны от расстояния:

$$G_j(M, f) = G_j(M, f) \eta'_j(R_0). \quad (22.19)$$

С учетом (22.19) выражение (22.10) принимает вид

$$\xi(f, R_0) = \left( \frac{\lambda}{4\pi R_0} \right)^2 \tilde{G}_1(M_2, f) \eta'_1(R_0) \tilde{G}_2(M_1, f) \eta'_2(R_0) |\chi(f)|^2. \quad (22.20)$$

При этом сделано допущение, что величина  $|\chi(f)|^2$  в первом приближении не зависит от расстояния. Это допущение справедливо для промежуточной зоны  $R_0 \leq L^2/\lambda$  и не очень обосновано в ближней зоне.

Поправочные коэффициенты  $\eta'_j(R_0)$  существенно зависят от того, в каком направлении ищется коэффициент усиления. На рис. 22.6 приведены графики зависимости коэффициента  $\eta'$  от  $R_0/\lambda$  для направления максимума излучения

для остронаправленных синфазных антенн различного размера (параметр  $L$ ) двух законов амплитудного распределения по антенне: равномерного амплитудного распределения (рис. 22.6,а) и косинус-квадратичного амплитудного распределения (рис. 22.6,б).

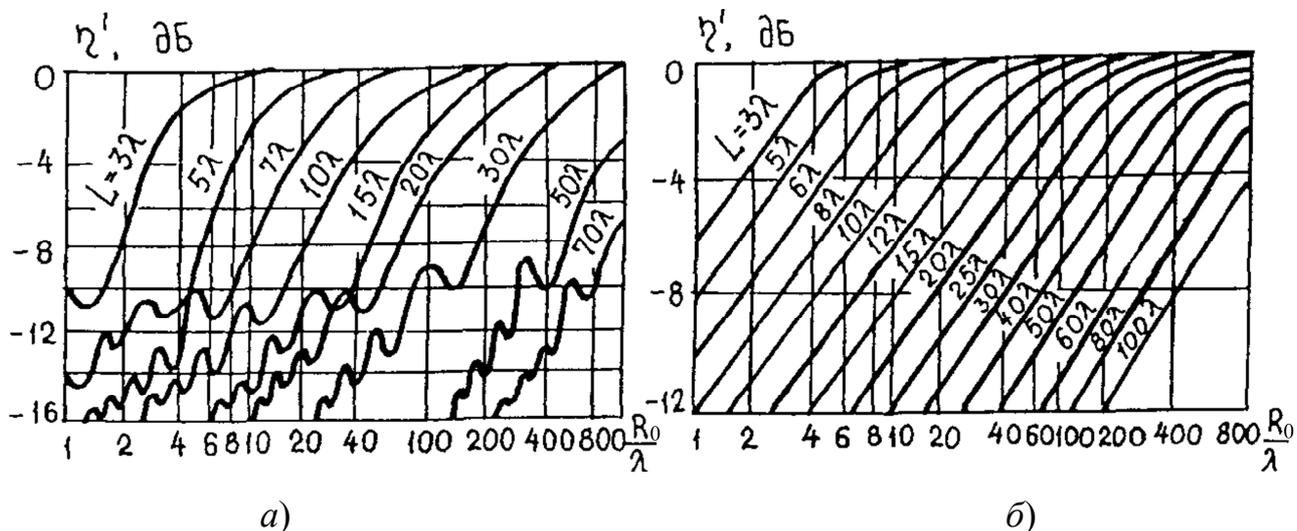


Рис. 22.6. Графики зависимости коэффициента потерь усиления линейной синфазной антенны длиной  $L$  от относительного расстояния  $R_0/\lambda$  до точки наблюдения: *а* – для равномерного амплитудного распределения; *б* – для косинус-квадратичного амплитудного распределения

Существует ряд способов уменьшить коэффициент связи двух антенн. Одним из них является установка между антеннами электромагнитных экранов.

Для оценки функциональных качеств экрана могут использоваться различные характеристики. Наиболее обобщенной является эффективность экранирования  $K$ , под которой понимается отношение амплитуды напряженности электрического поля  $|E|$  в данной точке при отсутствии экрана к амплитуде напряженности электрического поля  $|E_0|$  в той же точке при наличии экрана [3]:

$$K = \frac{|E|}{|E_0|}. \quad (22.21)$$

Часто также пользуются характеристикой экранного затухания

$$A_0 = \frac{1}{K} = \frac{|E_0|}{|E|} \text{ или } A_0 = 20 \cdot \lg \frac{1}{K}, \text{ дБ.} \quad (22.22)$$

Электромагнитный экран, расположенный между двумя антеннами, может быть сплошным (рис. 22.7), в виде круглого кольца (рис.22.8) или иной формы.

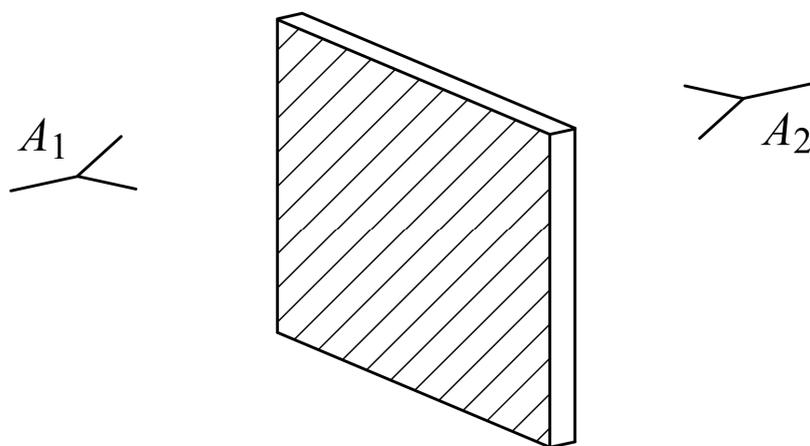


Рис. 22.7. Сплошной электромагнитный экран

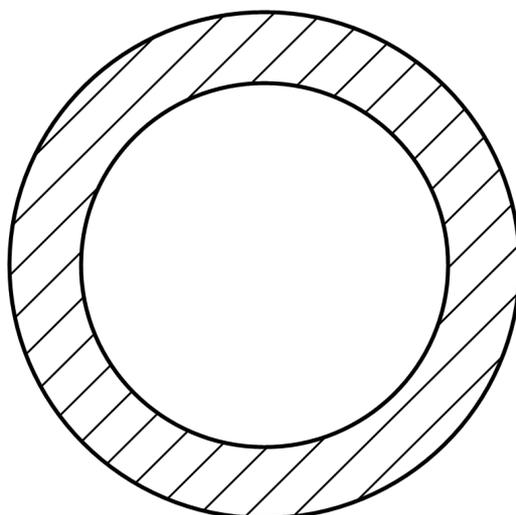


Рис. 22.8. Электромагнитный экран в виде кольца

Экранирующий эффект сплошного плоского бесконечного экрана можно определить по соотношению

$$S=A+B_0+B_T, \text{ дБ}, \quad (22.23)$$

где  $A$ ,  $B_0$  и  $B_T$  – величины затухания падающей на экран волны, связанные соответственно с поглощением в экране, отражением от освещенной части экрана и отражением от теневой поверхности экрана.

Затухание, связанное с поглощением, определяется по формуле

$$A=0,132t_3\sqrt{f\sigma\mu}, \text{ дБ}, \quad (22.24)$$

где  $t_3$  – толщина экрана, мкм;  $f$  – частота, МГц;  $\sigma$  – электропроводность материала экрана относительно электропроводности меди (для меди  $\sigma_m=1$ );  $\mu$  – магнитная проницаемость материала экрана относительно меди (для меди  $\mu_m=1$ ).

Зависимость затухания  $A$  от частоты приведена на рис. 22.9. Как видно, значительно труднее осуществить экранирование от низкочастотных помех, чем от высокочастотных. Затуханием за счет внутреннего отражения  $B_T$  в выражении (22.23) можно пренебречь, если  $A > 4$  дБ.

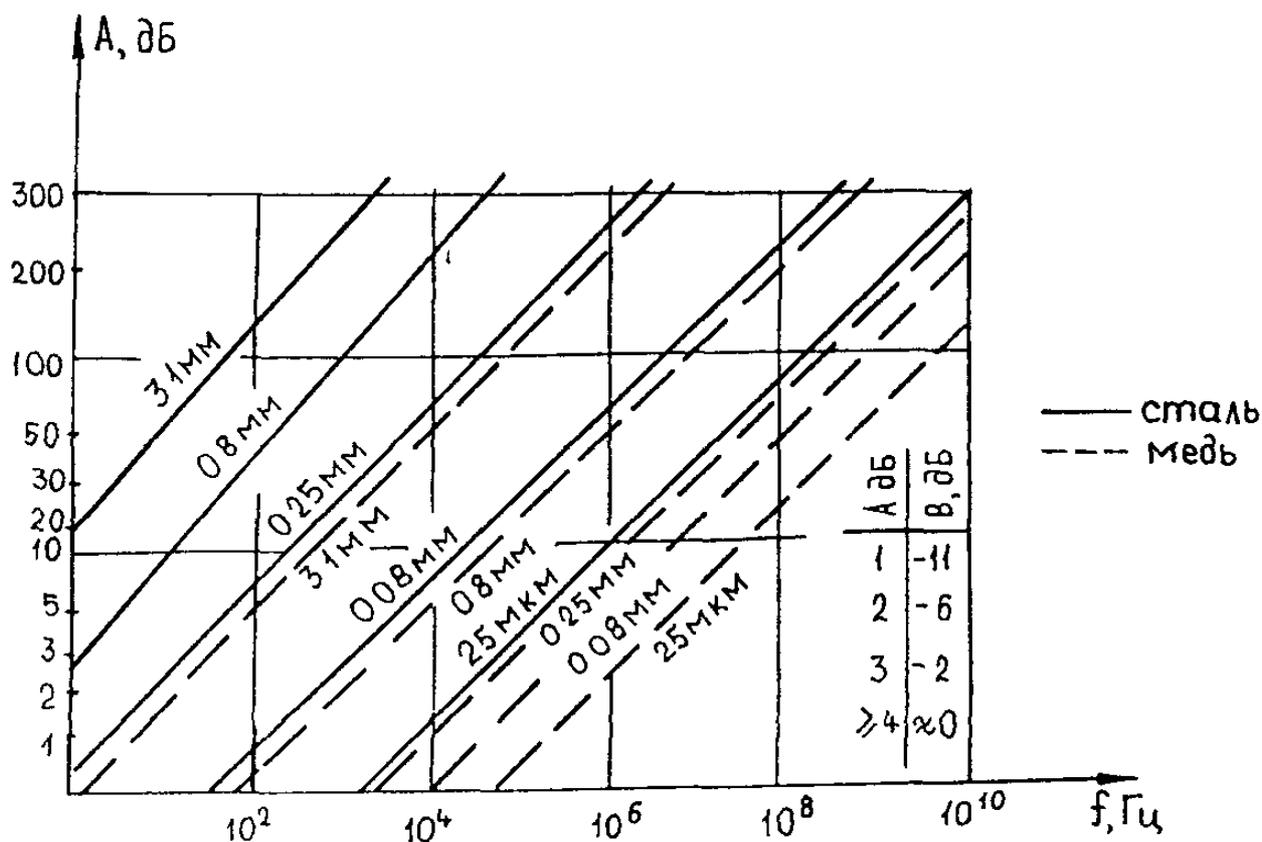


Рис. 22.9. Графики зависимости затухания  $A$  в сплошном плоском бесконечном экране от частоты  $f$

Затухание, связанное с отражением плоской волны от освещенной части экрана, определяется соотношением

$$B_0 = 108 + 10 \cdot \lg \left( \frac{\sigma}{\mu f [\text{МГц}]} \right), \text{ дБ.} \quad (22.25)$$

График зависимости  $B_0$  от частоты представлен на рис. 22.10, из которого следует, что затухание возрастает в области низких частот и растет с увеличением электропроводности и уменьшением магнитной проницаемости.

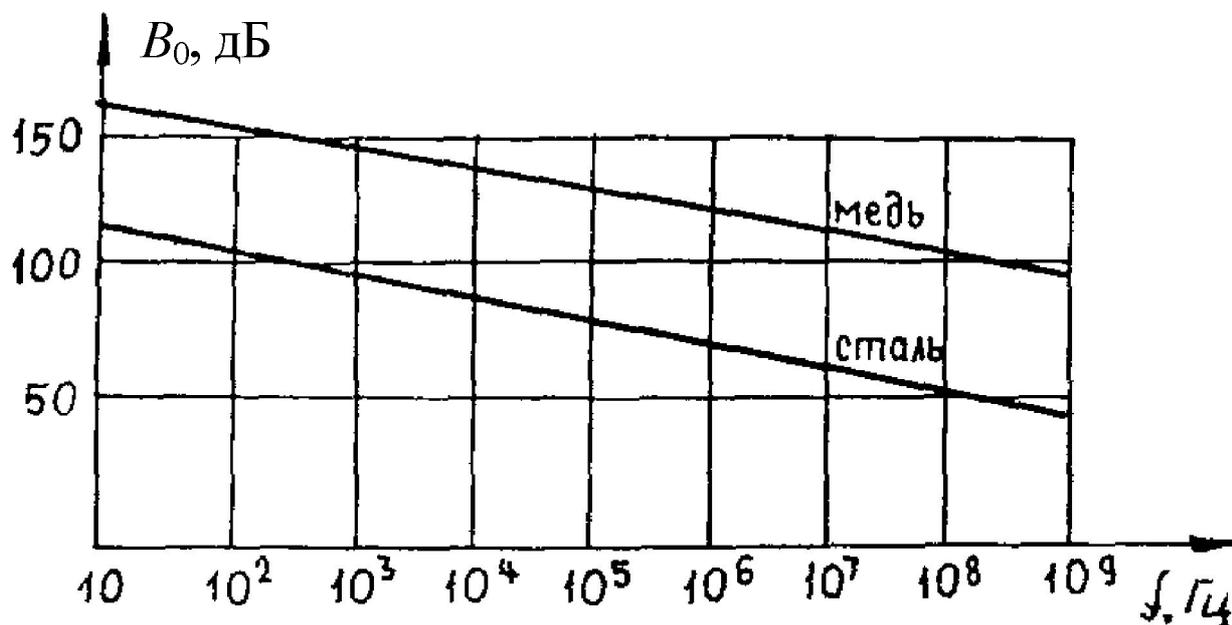


Рис. 22.10. Графики зависимости затухания  $B_0$ , связанного с отражением плоской волны, от частоты  $f$

В СВЧ-диапазоне экранирующий эффект бесконечных плоских экранов превышает сотни децибел, поэтому для конечных плоских экранов экранирующие свойства в основном определяются дифракционными явлениями на кромках экрана. Экранирующее действие сплошного экрана в СВЧ-диапазоне тем лучше, чем больше его размер по сравнению с длиной волны.

Принцип действия кольцевых экранов иной. Он основан на интерференции полей, прошедших у внешней и внутренней кромок кольцевого экрана. Такие экраны могут как существенно ослабить поле в направлении системы «источник излучения – кольцевой экран» (рис. 22.11), так и усилить его.

Пусть перед источником  $Q$  однородной сферической волны на расстоянии  $R_0$  расположен кольцевой экран, внутренний и внешний радиусы которого равны соответственно  $\rho_1$  и  $\rho_2$ . Напряженность электрического поля  $E$  в точке  $P$ , лежащей на оси системы на достаточно большом расстоянии от плоскости экрана, можно записать в виде [4]

$$E = E_0 \int_S \frac{e^{-ikR_1}}{R_1} (\bar{R}_1, \bar{n}) dS, \quad (22.26)$$

где  $R_1$  – расстояние от текущей точки интегрирования на экране до источника  $Q$ ;  $\bar{n}$  – нормаль к поверхности экрана;  $S$  – область интегрирования.

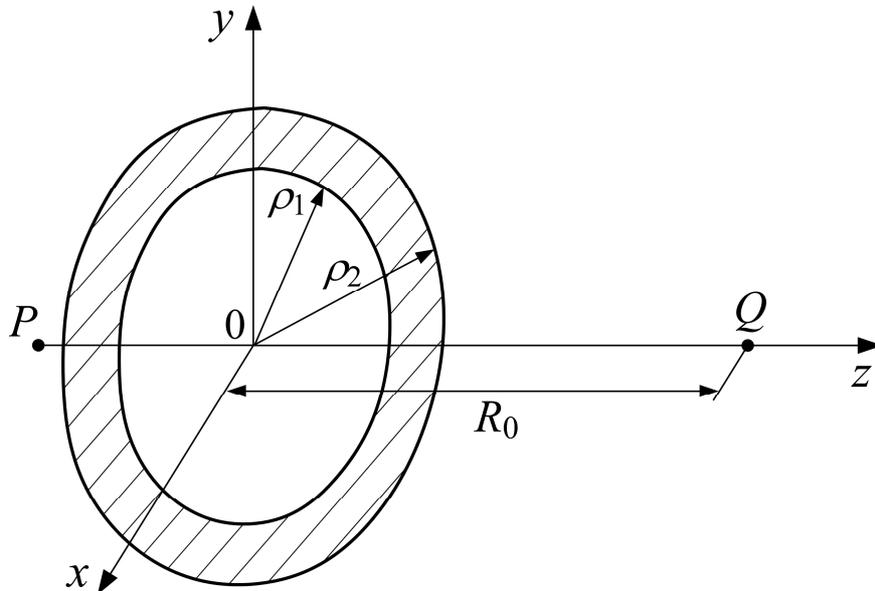


Рис. 22.11. Кольцевой экран

Как показано в [11], данный интеграл можно преобразовать к виду

$$E = E_0 \left( 1 + e^{-ik \frac{\rho_2^2}{2R_0}} - e^{-ik \frac{\rho_1^2}{2R_0}} \right). \quad (22.27)$$

Зависимость экранного затухания кольцевого экрана, рассчитанного с учетом (22.27), показана на рис. 22.12.

При выполнении условия  $E=0$  (полное подавление поля излучения) получаем уравнение, связывающее размеры кольца  $\rho_1$  и  $\rho_2$  с расстоянием  $R_0$  и волновым числом  $k$ , при которых минимизируются поля в точке  $P$ , лежащей на оси системы. Это уравнение имеет вид

$$1 + e^{-ik \frac{\rho_2^2}{2R_0}} - e^{-ik \frac{\rho_1^2}{2R_0}} = 0. \quad (22.28)$$

Входящие в состав (22.28) три слагаемых соответствуют прямому полю, проходящему через экран и точку  $P$ , полю дифракции на внешней кромке

кольца и полю дифракции на внутренней кромке. Сумма этих полей, имеющих равную амплитуду, при разности фаз между ними в  $120^\circ$  равна нулю.

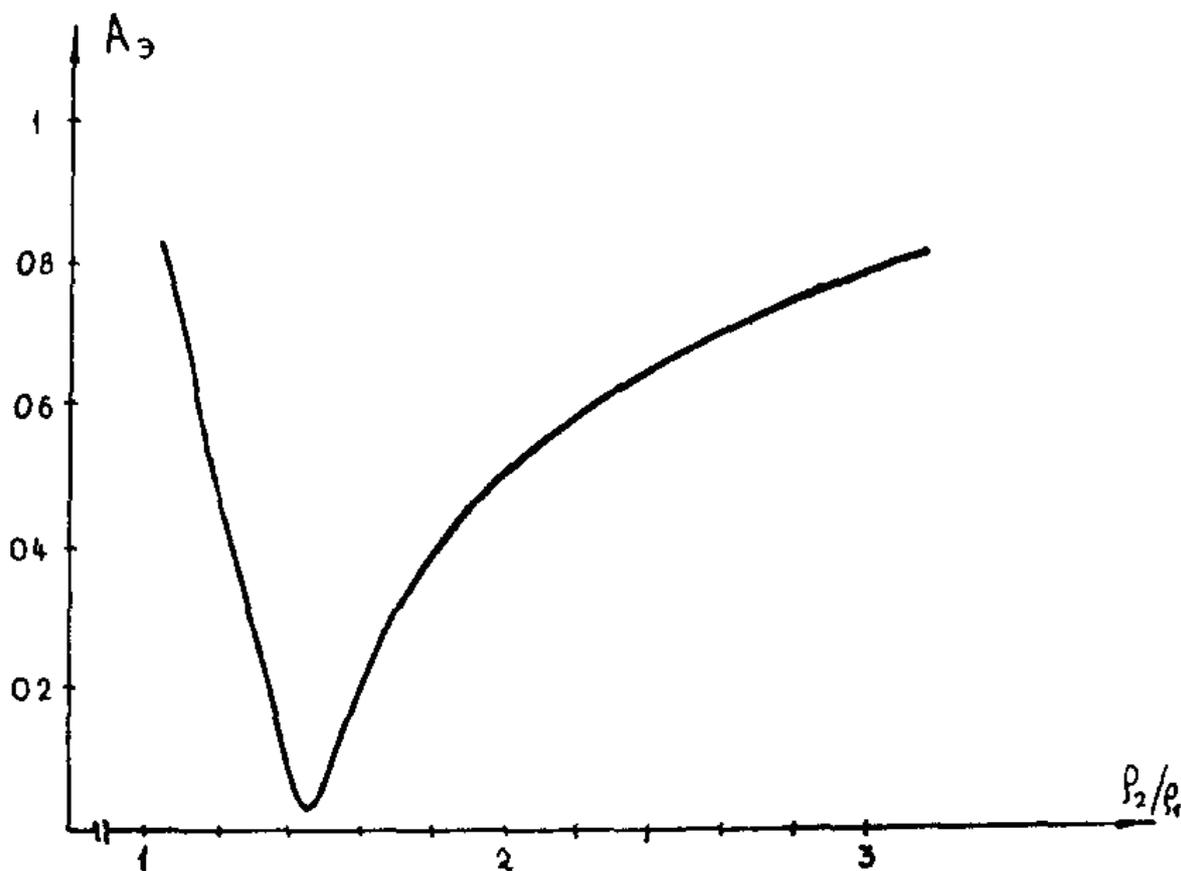


Рис. 22.12. График зависимости экранного затухания от размера кольца  $\rho_2$  при фиксированных значениях  $R_0=5$  м,  $\lambda=3$  см,  $\rho_1=22$  см

Уравнение (22.28) имеет бесконечно много корней. Минимальные размеры кольца, при которых экран полностью подавляет излучение, составляют

$$\rho_1 = \sqrt{\frac{1}{3}}\rho_0 = 0,577\rho_0 \text{ и } \rho_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}\rho_0 = 0,816\rho_0, \quad (22.29)$$

где  $\rho_0 = \sqrt{\lambda R_0}$  – радиус первой зоны Френеля.

Отметим частотные свойства экранов. Если сплошные экраны могут работать практически во всем диапазоне частот (исходя из формул (22.24) и (22.25)) и при этом позволяют получить глубокое подавление помехи более 100 дБ (при полном экранировании), то кольцевые экраны осуществляют глубокое подавление поля в точке  $P$  в ограниченной полосе частот.

## Расчетное задание и расчетные формулы

При подготовке к работе необходимо заранее определить снижение коэффициента связи двух антенн из-за введения кольцевого экрана (соотношения (22.22) и (22.27)). Исходные данные для расчета приведены в табл. 22.1.

Таблица 22.1. Исходные данные для расчета

Номер варианта	$\lambda$ , см	$R_0$ , м	$\rho_1$ , см	$\rho_2$ , см
1	3	5	22	31
2	3	6	22	31
3	3	7	22	31
4	3	5	22	31,5
5	3	5	22	32

## Экспериментальная часть

### Описание лабораторной установки

Лабораторная установка (рис. 22.13) состоит из генератора, передающей зеркальной антенны, соединенной с генератором гибким коаксиальным кабелем, приемной рупорной антенны (см. Приложение Б), измерительного прибора (милливольтметр ВЗ-38) и двух кольцевых экранов, устанавливаемых на стойке. Поляризация обеих антенн горизонтальная.

Электромагнитная энергия поступает из генератора в передающую зеркальную антенну. Высокочастотный сигнал, принятый приемной рупорной антенной, поступает через детекторную секцию на милливольтметр ВЗ-38. Диод в детекторной секции работает на квадратичном участке вольтамперной характеристики, поэтому показания милливольтметра ВЗ-38 пропорциональны излучаемой мощности. Исследуемые кольцевые экраны устанавливаются на стойке и могут перемещаться в ней вниз и вверх ( $y_c$ ), а также вместе со стойкой на разное расстояние между антеннами.

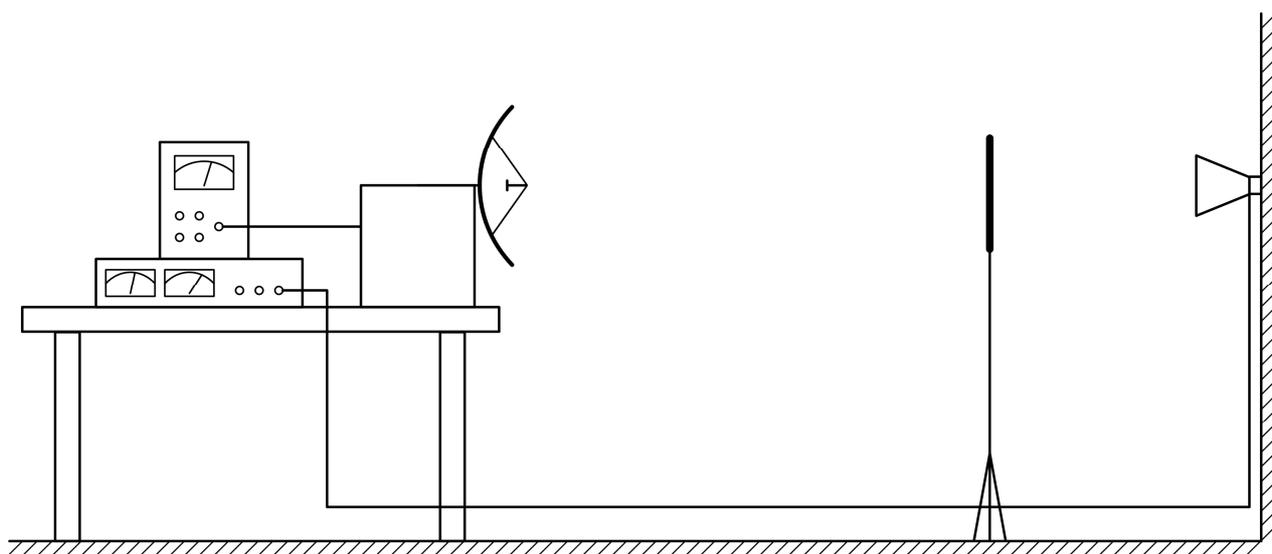


Рис. 22.13. Схема лабораторной установки

### Порядок выполнения эксперимента

Для теоретического определения коэффициента связи по соотношениям (22.6) или (22.20) необходимо определить коэффициенты усиления обеих антенн на рассматриваемой частоте. В настоящей работе коэффициент усиления зеркальной антенны  $G_2$  измеряют экспериментально и рассчитывают теоретически, а значение коэффициента усиления рупорной антенны  $G_1$  задают, так как эта антенна эталонная.

#### 1. Определение коэффициента усиления зеркальной антенны.

С этой целью вместо зеркальной антенны необходимо установить эталонный рупор на стойке и повернуть его раскрыв в сторону приемного рупора. Затем, поворачивая эталонный рупор в горизонтальной и вертикальной плоскостях, найти максимальные показания  $\alpha_1$  измерительного прибора (милливольтметр ВЗ-38) и записать их. Затем снова подключить зеркальную антенну и настроить ее. Поворачивая зеркальную антенну, найти максимальные показания прибора  $\alpha_2$  и записать их. По полученным показаниям, которые пропорциональны квадрату напряженности поля, и известному коэффициенту усиления эталонного рупора  $G_1 = 100$  найти коэффициент усиления зеркальной

антенны из соотношения  $G_2 = \frac{\alpha_2}{\alpha_1} G_1$ .

Полученные данные сравнить с теоретическими, рассчитанными по формуле

$$G_2 = \frac{4\pi}{\lambda^2} S \nu,$$

где  $S$  – площадь апертуры антенны;  $\nu = 0,6$ .

## 2. Определение коэффициента связи двух антенн.

Вращая зеркальную антенну, ориентировать главный максимум ее диаграммы направленности на рупорную антенну. С помощью измерительного прибора (милливольтметр ВЗ-38) измерить мощность на входе передающей антенны  $P_{\text{вх1}}$  и на выходе приемной рупорной антенны  $P_{\text{вых2}}$ . По формуле (22.1) определить коэффициент связи антенн. Полученные данные сравнить с теоретическими, полученными по формулам (22.23) или (22.20). При этом полагать, что  $R = 7$  м,  $\lambda = 3$  см,  $\chi(f) = 1$ .

## 3. Определение коэффициента связи двух антенн при наличии кольцевого экрана (экранное затухание $A_3$ ).

Вращая зеркальную антенну, находят главный максимум диаграммы направленности. Записывают показание измерительного прибора  $P_0$ .

На стойке, отстоящей на расстоянии  $l = 2$  м от приемной рупорной антенны, устанавливается круглый кольцевой экран. Поднимая экран над стойкой, в табл. 22.2 заносят показания измерительного усилителя  $P_1$ . Для определения  $A_3$  в децибелах необходимо провести вычисления по формуле

$$A_3 = 10 \cdot \lg \frac{P_1}{P_0}, \text{ дБ.}$$

Таблица 22.2. Экспериментальные данные измерения экранного затухания

$u_c$ , см											
$P_1$ , мВ											
$A_3$ , дБ											

Полученные данные сравнить с теоретическими, рассчитанными в задании для домашней подготовки с помощью формул (22.22) и (22.27). Следует иметь в виду, что приемная антенна расположена не в дальней зоне и не является точечной, поэтому расчет является оценочным.

### **Требования к отчету**

Оформление отчета должно отвечать требованиям, изложенным в разделе «Правила оформления отчета». В отчете должны быть представлены:

- 1) цель работы и схема лабораторной установки;
- 2) теоретические расчеты коэффициента связи и коэффициента усиления;
- 3) данные измерения коэффициента усиления зеркальной антенны, коэффициента связи между антеннами;
- 4) таблицы и график зависимости  $A_3$  от  $u_c$ ;
- 5) выводы по результатам исследования влияния кольцевых экранов на коэффициент связи двух антенн.

### **Контрольные вопросы**

1. В чем заключается проблема ЭМС и ее решение средствами антенной техники?
2. Каковы пути взаимодействия РЭС?
3. Дайте физическое толкование коэффициента связи двух антенн и расскажите, от чего он зависит.
4. Перечислите способы уменьшения коэффициента связи антенн.
5. Что такое коэффициент поляризационной связи двух антенн? Рассмотрите случай, когда поляризация обеих антенн линейная.
6. Что такое коэффициент поляризационной связи двух антенн? Рассмотрите случай, когда поляризация одной антенны линейная, произвольно ориентированная, другой – круговая.
7. Что такое коэффициент поляризационной связи двух антенн? Рассмотрите случай, когда обе антенны имеют круговую поляризацию: а) с одинаковым направлением вращения; б) с разным направлением вращения.
8. Расскажите о принципах действия и свойствах кольцевого экрана.
9. Расскажите о принципе действия и свойствах сплошного металлического экрана.

## Приложение А. Определение характеристик направленности антенны

### Снятие диаграммы направленности

Величина напряженности поля, излучаемого антенной, зависит от положения точки наблюдения. Функциональное описание этой зависимости производят в сферической системе координат  $(R, \theta, \varphi)$ , центр которой находится в электрическом центре антенны. Для дальней зоны, т.е. на расстояниях  $R$ , во много раз больших рабочей длины волны  $\lambda$  и наибольшего излучающего размера антенны  $D$ , величину напряженности поля можно описать формулой

$$E = \frac{E_{\max}}{R} F(\theta, \varphi). \quad (\text{A.1})$$

Функцию  $F(\theta, \varphi)$ , описывающую зависимость амплитуды поля от угловых координат, называют амплитудной характеристикой направленности антенны, или сокращенно – характеристикой направленности антенны. Графическое изображение характеристики направленности называют диаграммой направленности.

Амплитудные диаграммы направленности (например, в плоскости угла  $\theta$ ) строят как в полярной, так и в прямоугольной системе координат (рис. А.1), по модулю. Вопрос о том, в какой системе координат строить диаграмму направленности, определяет ее ширина. Для широких диаграмм направленности (примерно  $30^\circ$  и более) наглядней изображение получается в полярной системе координат, а для узких диаграмм направленности – в прямоугольной.

Довольно часто при построении диаграммы направленности в любой системе координат возникает задача точного изображения относительно малого уровня боковых лепестков. В этом случае для отсчета величины  $F(\theta, \varphi)$  применяют логарифмический масштаб.

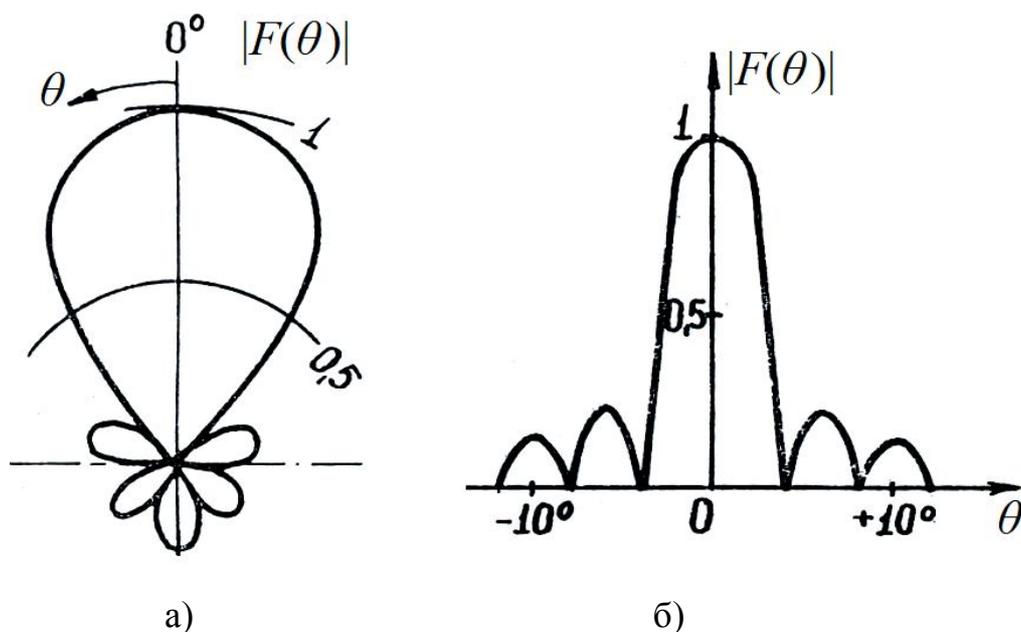


Рис. А.1. Амплитудные диаграммы направленности:

а – в полярной системе координат; б – в прямоугольной системе координат

При работе антенны в режиме приема характеристика направленности описывает изменение напряжения (или тока) на входе антенны в зависимости от направления прихода электромагнитной волны. В соответствии с принципом взаимности характеристика направленности антенны при работе на передачу и прием одна и та же. Это обстоятельство позволяет снимать диаграмму направленности антенны в режиме передачи или приема в зависимости от того, что более удобно.

Для снятия диаграммы направленности антенны в любом режиме необходима вторая (вспомогательная) антенна (рис. А.2). Для исследуемой антенны направление на вторую антенну меняется, а для вспомогательной антенны оно постоянно; при этом расстояние между двумя антеннами остается неизменным.

При снятии диаграммы направленности необходимо определить, с каким интервалом изменять координатный угол и на каком расстоянии располагать антенны.

Первый вопрос связан с шириной главного лепестка диаграммы направленности антенны. Построение главного лепестка, а также боковых

лепестков диаграммы направленности следует производить по достаточному числу экспериментальных точек.

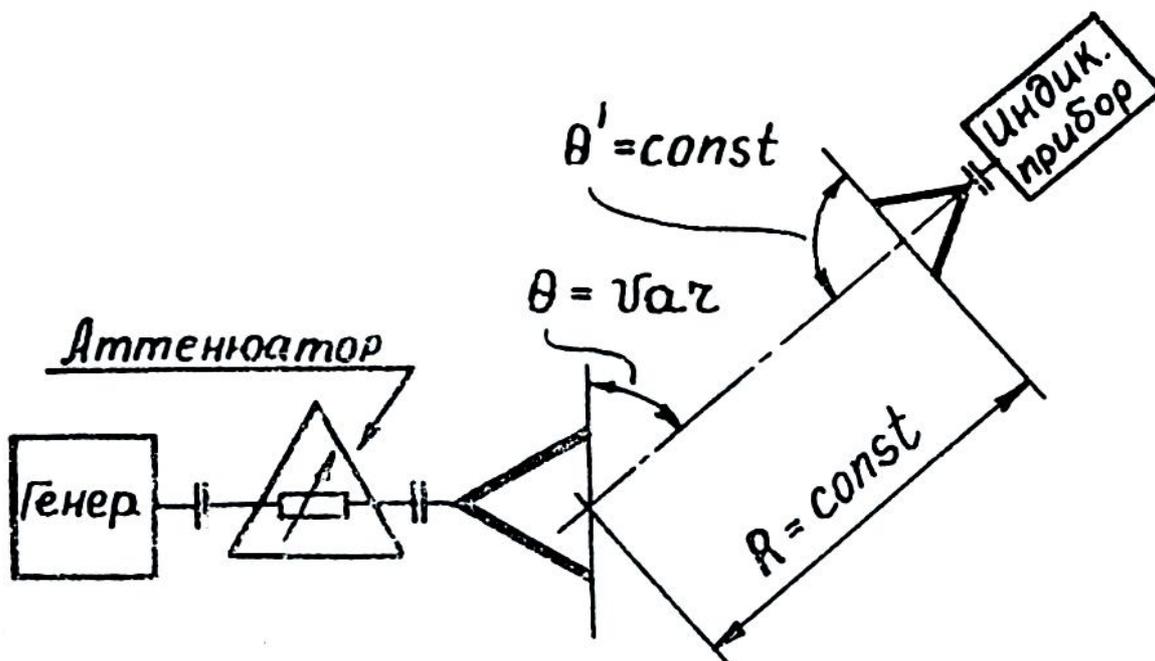


Рис. А.2. Схема установки для снятия диаграммы направленности

Для наиболее точного построения диаграммы направленности в пределах главного лепестка необходимо иметь 12...16 экспериментально полученных точек. Для этого в начале эксперимента производят предварительное определение ширины главного лепестка «по нулям», и  $\frac{1}{12} \dots \frac{1}{16}$  этой величины укажет на максимальный интервал изменения угла  $\theta$ . Положение нулей диаграммы направленности при эксперименте фиксируют по возможности точнее.

Интервал изменения угла  $\Delta\theta$  до эксперимента приближенно можно оценить по формулам, поскольку обычно размер излучающего раскрыва  $D$  антенны и рабочая длина волны  $\lambda$  известны. Ширину луча большинства антенн по нулевому уровню определяют по формуле

$$2\theta_0 \approx 120 \frac{\lambda}{D}, \text{ град.} \quad (\text{А.2})$$

Следовательно, интервал изменения угла  $\Delta\theta_0 \leq 10 \frac{\lambda}{D}$ .

Выбор необходимого расстояния между антеннами связан с фазовой и амплитудной ошибками в их раскрывах. Вследствие сферичности фронта волны, излученной антенной с размером раскрыва  $d$  (рис. А.3,а), раскрыв  $D$  приемной антенны будет возбуждаться несинфазно. В случае, когда размер раскрыва одной антенны намного больше размера раскрыва другой антенны ( $D \gg d$ ), амплитудную ошибку можно не учитывать. Фазовая ошибка будет допустимой (меньше  $\pi/8$ ), если расстояние между антеннами выбрать из соотношения

$$R \geq \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (\text{A.3})$$

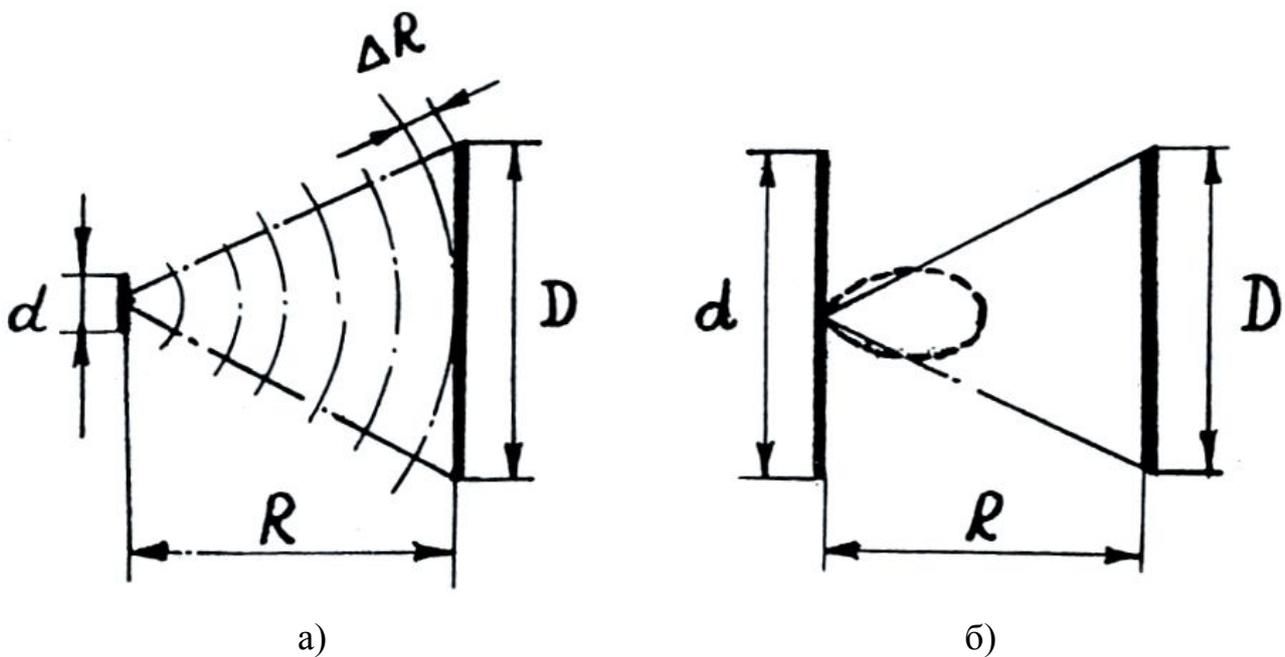


Рис. А.3. Схема для определения расстояния между антеннами при измерении диаграммы направленности: *а* – с учетом только фазовой ошибки; *б* – с учетом только амплитудной ошибки

В случае антенн с соизмеримыми размерами раскрывов к фазовой ошибке добавляется еще амплитудная ошибка. Последняя возникает вследствие того, что равномерность возбуждения раскрыва приемной антенны зависит от ширины диаграммы направленности передающей антенны (рис. А.3,б). Влияние указанных ошибок становится незначительным, если диаграмму направленности снимать на расстоянии

$$R \geq \frac{2(D+d)^2}{\lambda}. \quad (\text{A.4})$$

При измерениях диаграммы направленности антенн надо иметь в виду, что характеристики детекторов, применяемых в индикаторных приборах, нелинейны. В первом приближении характеристики кристаллических детекторов можно считать квадратичными, и тогда данные индикаторных приборов будут соответствовать диаграммам направленности «по мощности», т.е.  $F^2(\theta, \varphi)$ .

При точных измерениях диаграммы направленности влияние нелинейности характеристики детектора можно избежать за счет применения градуированного аттенюатора (рис. А.2), включенного в любое место высокочастотного тракта установки. В этом случае измерения уровня сигнала ведутся путем изменения затухания, вносимого аттенюатором. Перед измерениями вспомогательную антенну устанавливают в направлении главного максимума диаграммы направленности исследуемой антенны. Регулировка аттенюатора состоит в установке его в положение максимального затухания, величина которого определяется чувствительностью принимаемой аппаратуры и удобным положением стрелки индикаторного прибора. При снятии диаграммы направленности за счет уменьшения затухания аттенюатора стрелка индикаторного прибора возвращается к первоначальному положению. Данные об измерении уровня сигнала считываются со шкалы градуированного аттенюатора (с учетом градуировочного графика) в децибелах, которые затем можно пересчитать в относительные величины. При таком способе измерения диаграммы направленности рабочий режим детектора неизменен и вид его характеристики не имеет значения.

#### Измерение коэффициента усиления антенн

Для измерения коэффициента усиления (КУ) антенн с применением эталонной антенны используют ту же схему установки, что и для снятия диаграммы направленности. Минимально допустимое расстояние между

антеннами также определяется по формуле (А.4). Поскольку на КУ антенн сказываются фазовые и амплитудные ошибки в обеих плоскостях, то в формулу (А.4) необходимо подставить наибольшие размеры раскрывов антенн.

При измерении КУ вспомогательную антенну устанавливают в направлении главного максимума исследуемой антенны с неизвестным коэффициентом усиления  $G_x$ . После записи показаний индикаторного прибора  $\alpha_x$  исследуемую антенну заменяют на эталонную с известным коэффициентом усиления  $G_{эт}$ . При квадратичной характеристике детектора изменения в показаниях индикаторного прибора будут прямо пропорциональны изменению КУ при перемене антенн:

$$G_x = G_{эт} \frac{\alpha_x}{\alpha_{эт}}, \quad (\text{А.5})$$

где  $\alpha_{эт}$  – показания индикаторного прибора при использовании эталонной антенны.

При применении градуированного аттенюатора измерение отношения  $\frac{\alpha_x}{\alpha_{эт}}$  производится точнее. Поэтому при точных измерениях КУ предпочтительнее пользоваться аттенюатором. Если КУ необходимо измерить очень точно, то учитывают величины отраженных мощностей от входов исследуемой и эталонной антенн. Обычно эти отражения малы и при измерениях их не учитывают.

В качестве индикаторного прибора в лаборатории используется милливольтметр ВЗ-38.

#### Измерение при помощи милливольтметра ВЗ-38

Аналоговый милливольтметр переменного тока ВЗ-38 (рис. А.4) предназначен для измерения величины напряжения переменного тока в диапазоне 100 мкВ...300 В частотой 20 Гц...5 МГц.

В милливольтметре ВЗ-38 имеется детектор среднего значения. Шкала прибора проградуирована в среднеквадратических значениях синусоидального

напряжения. Прибор ВЗ-38 удобен для измерения затуханий и частотных характеристик по шкале, проградуированной в децибелах (0 дБ – 0,775 В).



Рис. А.4. Милливольтметр ВЗ-38 (передняя панель)

Предел допускаемой основной погрешности прибора, выраженный в процентах от верхнего предела установленного поддиапазона измерения, равен  $\pm 2,5\%$ . Входная емкость: 30 пФ (1...300 мВ) и 15 пФ (1...300 В). Входное сопротивление: 5 МОм (1...300 мВ) и 4 МОм (1...300 В).

На его передней панели имеются:

- стрелочный прибор, по положению стрелки которого отсчитывается входное напряжение;
- входной разъём для подачи измеряемого напряжения;
- переключатель пределов измерения напряжения;
- выключатель сети и индикатор включения.

Для начала работы необходимо включить прибор в сеть, щёлкнуть вверх сетевым выключателем и дать прибору прогреться 5 минут.

Устанавливаем переключатель пределов на значение, немного превышающее предполагаемую величину измеряемого напряжения. Например, если планируется измерять напряжение примерно 1...2 В, ставим переключатель на «3 V» (как на рис. А.4).

Важно! Предел измерения прибора обозначает величину напряжения, подаваемого на вход, при котором стрелка прибора отклонится до максимального (крайнего правого) положения.

Подаём на вход прибора измеряемое напряжение. Стрелка его отклонится и покажет величину поданного напряжения. Если стрелка ушла вправо за границу шкалы (зашкалила), то входное напряжение больше установленного предела, нужно переключатель пределов переключить на больший предел; если стрелка отклонилась меньше, чем четверть шкалы, то нужно переключиться на меньший предел, иначе будет велика погрешность измерения.

По какой шкале производить отсчёт? Верхняя шкала имеет деления до 10, по ней удобно измерять на пределах, кратных 10; средняя шкала имеет деления до 30, по ней удобно измерять на пределах, кратных 3. На нижнюю шкалу для ясности не будем обращать внимания – для лабораторных работ она не требуется.

На рис. А.4 переключатель пределов стоит в положении «3 V», значит, считывать показания будем по средней шкале. По ней стрелка максимально может отклониться до числа 30 при входном напряжении 3 В, т.е. значение, которое стрелка показывает на средней шкале (рис. А.4), нужно разделить на 10. Тогда получим величину измеряемого напряжения. В нашем случае стрелка показывает «21», считаем:  $21/10 = 2,1$  В.

## Приложение Б. Вспомогательная рупорная антенна

Основным элементом рупорной антенны является стандартный пирамидальный рупор с размерами раскрыва  $90 \times 135$  см, длиной 160 см, с входным волноводом сечением  $23 \times 10$  мм на длине волны 3,2 см, коэффициент усиления рупора равен примерно 90.

Высокочастотная энергия от генератора к антенне подается с помощью гибкого коаксиального кабеля с волноводным выходом сечением  $23 \times 10$  мм. Вспомогательная рупорная передающая антенна имеет два варианта крепления к стене (рис. Б.1 и рис. Б.2).

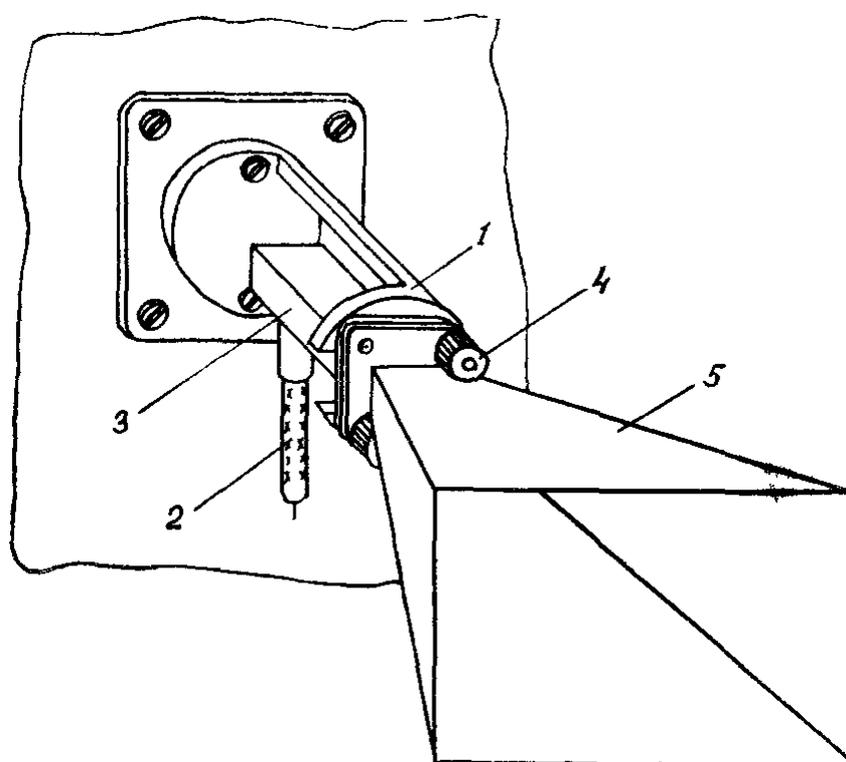


Рис. Б.1. Первый вариант вспомогательной передающей рупорной антенны:

1 – втулка, укрепленная на стене; 2 – гибкий коаксиальный кабель; 3 – волноводный выход кабеля; 4 – крепежные гайки; 5 – пирамидальный рупор

Варианты рупорной антенны отличаются друг от друга конструкцией узла крепления. В первом варианте (рис. Б.1) фланец рупора и фланец волноводного выхода коаксиального кабеля посажены на двух шпильках неподвижной втулки, укрепленной на стене. В этом варианте для изменения плоскости

поляризации излученного поля на  $90^\circ$  необходимо отвернуть две круглые с накаткой крепежные гайки, снять оба волноводных фланца со шпилек, и после их поворота вокруг продольной оси на  $90^\circ$  надеть другими отверстиями на шпильки и затянуть крепежными гайками.

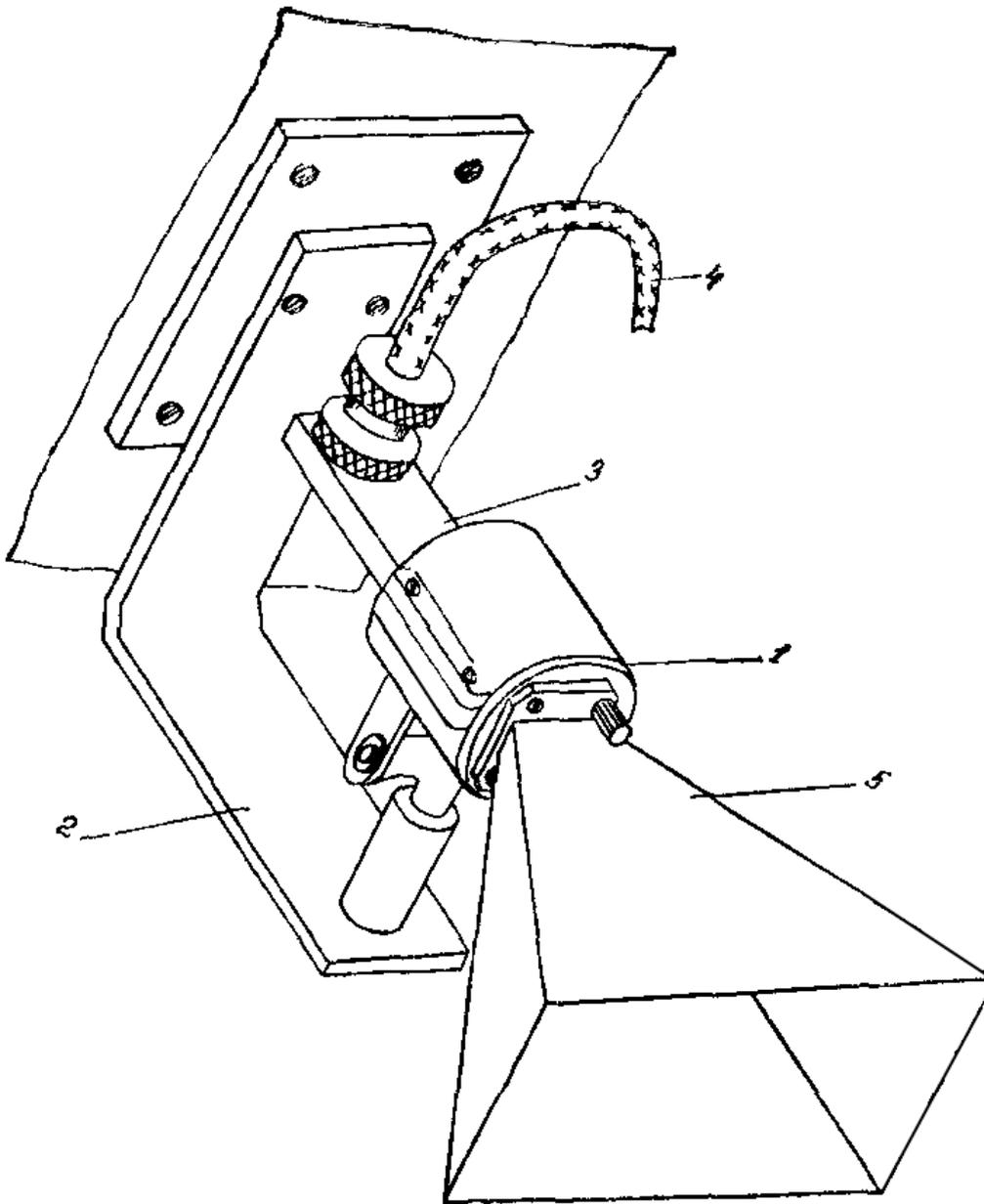


Рис. Б.2. Второй вариант вспомогательной передающей рупорной антенны:  
1 – головка с вращающейся втулкой; 2 – кронштейн, укрепленный на стене;  
3 – волноводный выход гибкого коаксиального кабеля; 4 – гибкий  
коаксиальный кабель; 5 – пирамидальный рупор

Во втором варианте антенны (рис. Б.2) рупор и волноводный выход коаксиального кабеля посажены на шпильки вращающейся втулки специальной головки. В данном варианте для изменения плоскости поляризации излучаемого поля на  $90^\circ$  необходимо сам рупор с некоторым усилием повернуть на четверть оборота. Вращающаяся втулка головки через каждые четверть оборота стопорится специальными пружинными фиксаторами с западающими шариками.

## Содержание

### Работа № 22. ИССЛЕДОВАНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА СВЯЗИ

<b>АНТЕНН.....</b>	<b>2</b>
Цель работы.....	2
Теоретическая подготовка к работе.....	2
Расчетное задание и расчетные формулы.....	18
Экспериментальная часть.....	18
Описание лабораторной установки.....	18
Порядок выполнения эксперимента.....	19
Требования к отчету.....	21
Контрольные вопросы.....	21
<b>Приложение А. Определение характеристик направленности антенны</b>	<b>22</b>
Снятие диаграммы направленности.....	22
Измерение коэффициента усиления антенн.....	26
Измерение при помощи милливольтметра В3-38.....	27
<b>Приложение Б. Вспомогательная рупорная антенна</b> .....	<b>30</b>

## Литература

- 
- 1 Пономарев Л.И. Основы ЭМС излучающих систем РЭС. М.: МАИ. 1989.
  - 2 Марков Г.Т., Сазонов Д.М., Антенны. М.: Энергия. 1975.
  - 3 Конструирование экранов и СВЧ-устройств / Под ред. А.М. Чернушенко. М.: Радио и связь. 1990.
  - 4 Ямпольский В.Г., Фролов О.П. Антенны и ЭМС. М.: Радио и связь. 1983.