

Федеральное агентство морского и речного транспорта
Федеральное государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Морской государственный университет им. адм. Г. И. Невельского

Кафедра радиоэлектроники и радиосвязи

РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

Методические указания к лабораторным работам
по курсам «Антенны и устройства СВЧ» и «Распространение радиоволн
и антенно-фидерные устройства систем подвижной радиосвязи»

Специальности 201300 и 201200

Составили: В. В. Клоков
С.Н. Павликов

Владивосток
2008

Позиция № 113
в плане издания
учебной литературы
МГУ на 2008 г.

Рецензент Дыда А. А.

Составили Владимир Викторович Клоков, Сергей Николаевич Павликов

Рупорные антенны

Методические указания

Печатается в авторской редакции

1,0 уч.-изд. л.
Тираж 100 экз.

Формат 60 × 84^{1/16}
Заказ №

Отпечатано в типографии ИПК МГУ им. адм. Г. И. Невельского
Владивосток, 59, ул. Верхнепортовая, 50а

В методических указаниях изложены принципы работы апертурных антенн с равномерным и косинусоидальным распределением амплитуды поля по апертуре. Рассмотрена методика расчета антенн, определены ширина диаграммы направленности, уровень боковых лепестков и коэффициент усиления. Показана возможность коррекции неравномерного фазового распределения по апертуре при помощи диэлектрической линзы. Рассмотрены свойства плоского эквивалента линзы Лüneберга, а также методы построения суммарно-разностной рупорной антенны. В ходе работы исследуется влияние амплитудно-фазового распределения поля по апертуре антенны на ее направленные свойства и коэффициент усиления, проводится сравнение расчета и эксперимента.

I. ВВЕДЕНИЕ

Рупорные антенны - один из основных видов антенн сантиметрового диапазона волн. Простота конструкции, удобство выполнения расчетов при хорошем совпадении теории и эксперимента, отсутствие потерь в тракте питания - вот те преимущества, которые позволяют использовать данный тип антенн для различных практических целей и применять их в качестве эталонных для проведения различных измерений. Единственным недостатком рупорной антенны является ее большая длина. Уменьшить длину рупора можно за счет помещения в ее раскрыв (апертуру) диэлектрической линзы, выравнивающей распределение фазы. Равномерность фазы может быть осуществлено как при использовании однородного диэлектрика за счет изменения его толщины, так и за счет использования неоднородных сред.

II. ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Цель работы - приобретение навыков измерения и расчета диаграмм направленности и коэффициента, усиления рупорных и рупорно-линзовых антенн.

III. ЗАДАНИЕ ДЛЯ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОЙ ПОДГОТОВКИ

В процессе домашней подготовки необходимо ознакомиться с принципами работы рупорных и линзовых антенн; знать почему и как отличаются диаграммы направленности рупора в Е- и Н-плоскостях; уметь рассчитать коэффициенты усиления идеального и оптимального рупора; понимать, в чем заключается влияние фазового распределения на форму диаграммы направленности антенны; объяснить формирование диаграммы направленности суммарной или разностной рупорной антенны; знать методику проведения измерений и обработки их результатов; знать методику проведения измерений и обработки их результатов.

IV. МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ

Рупорные антенны относятся к классу апертурных антенн, у которых направленное излучение формируется плоской поверхностью раскрыва S . Простейшей апертурной антенной является открытый конец волновода. Однако ввиду сравнительно малых размеров излучающей апертуры по отношению к длине волны, такая антенна имеет слабую направленность. Для увеличения направленности применяют рупорные антенны. На рис. 1а показан Е-секториальный рупор, расширяющийся в плоскости вектора E с постепенным увеличением размера b . Н-секториальный рупор (см. рис. 1б) расширяется в плоскости вектора H с постоянным увеличением размера a . Такое название рупора получили из-за следующего: в волноводах на практике используют простейший тип волны, а в прямоугольных волноводах таковым является волна H_{10} , структура поля которой напоминает картину электрического поля в плоском конденсаторе; расширение рупора в плоскости соответствующего вектора поля и дает названия Е-секториальный и Н-секториальный рупор.

Если увеличить оба размера волновода, то получается пирамидальный рупор с раскрывом $S=ab$ (рис. 1в). В отличие от секториальных рупоров диаграмма направленности сужается как в Е-, так и в Н-плоскостях.

Направленные свойства рупорной антенны приближенно можно оценить используя метод Гюйгенса-Кирхгофа. В соответствии с этим методом поле излучения любой апертурной антенны можно рассчитать путем сложения полей излучения элементарных площадок, расположенных непрерывно по всей излучающей поверхности антенны. В данном случае излучающей поверхностью является поверхность раскрыва рупора. Поскольку в рупоре в основном сохраняется тот же характер поля, что и в волноводе, то принимают, что на апертуре существуют две взаимно-перпендикулярные тангенциальные составляющие поля E_y и H_x , амплитуды которых не зависят от координаты y , а вдоль координаты x изменяются по закону косинуса. Однако в отличие от поверхности открытого конца волновода, апертура рупора не может быть возбуждена синфазно, так как в рупоре распространяется цилиндрическая (в секториальных) или близкая к сферической (в пирамидальных) волна.

Для расчета фазового распределения по апертуре рупора (рис.2) найдем фазу поля в точке M на расстоянии X от центра апертуры, причем фазу поля в точке $X = 0$ примем за нулевую. Из геометрических соображений нетрудно найти, что уравнение распределение фазы имеет вид

$$\Psi(x) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (h - R) = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (\sqrt{R^2 + x^2} - R) \approx \frac{\pi}{\lambda} \cdot \frac{a^2}{R},$$

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi}{4\lambda} \cdot \frac{a^2}{R}.$$

Видно, что распределение фазы поля по апертуре рупорной антенны подчинено квадратичному закону, причем фазовая ошибка тем меньше, чем больше длина антенны R . При аналогичных расчетах, проведенных для пирамидального рупора

$$\Psi(x, y) = \frac{\pi}{\lambda} \cdot \left(\frac{x^2}{R_H} + \frac{y^2}{R_E} \right),$$

где R_H и R_E - длина рупора в Н- и Е-плоскостях соответственно. Максимальный сдвиг фазы имеет место при $x = \pm \frac{a}{2}$ и $y = \pm \frac{b}{2}$.

Тогда максимальный сдвиг фазы пирамидального рупора равен

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi}{4\lambda} \cdot \left(\frac{a^2}{R_H} + \frac{b^2}{R_E} \right).$$

Диаграмма направленности излучающей поверхности с квадратичным фазовым распределением, рассчитанная по методу Гюйгенса-Кирхгофа определяется математическим выражением, содержащим интегралы Френеля [1]. Следует иметь в виду, что диаграммы направленности в плоскостях Е и Н оказываются несовпадающими в силу различного характера распределения амплитуды поля от координат X и Y . Из рисунков 3а и 3б видно, что ширина диаграммы направленности больше (при одинаковых a и b), а уровень бокового излучения рупорной антенны меньше в плоскости Н чем в плоскости Е, причем это различие вызвано только характером распределения поля по апертуре. В случае отсутствия квадратичных фазовых ошибок рупорная антенна носит название идеальной, у неё R_H и R_E очень велики, а формулы для расчета диаграммы направленности значительно упрощаются:

Для плоскости Е

$$F(\vartheta_E) = \frac{1 + \cos \vartheta_E}{2} \cdot \frac{\sin \frac{kb}{2} \cdot \sin \vartheta_E}{\frac{kb}{2} \cdot \sin \vartheta_E}$$

ширина диаграммы направленности и боковые лепестки:

- по нулевому уровню $\vartheta_{E0} = 115^\circ \lambda/b$,
- по уровню половинной мощности $\vartheta_{E0.707} = 51^\circ \lambda/b$,
- уровень первого бокового лепестка равен 0,21 или -13,2 Дб.

Для плоскости Н

$$F(\vartheta_E) = \frac{\pi}{8} (1 + \cos \vartheta_H) \cdot \frac{\cos \frac{ka}{2} \cdot \sin \vartheta_H}{\left(\frac{\pi}{2} \right)^2 \cdot \left(\frac{ka}{2} \cdot \sin \vartheta_H \right)^2}$$

ширина диаграммы направленности и боковые лепестки:

- по нулевому уровню $\vartheta_{H0} = 172^\circ \lambda/a$,
- по половинной мощности $\vartheta_{H0.707} = 67^\circ \lambda/a$,
- уровень первого бокового лепестка равен 0,066 или -23 Дб.

Расширение диаграммы направленности во втором случае объясняется тем, что при косинусоидальном амплитудном распределении периферийные элементарные площадки апертуры возбуждены слабее и оказывают малое влияние на общее поле излучения, т.е. эквивалентный размер апертуры как бы уменьшается. Это общая закономерность проявляется в апертурных антеннах и антенных решетках. Чем сильнее спадает амплитуда поля к краям апертуры - тем шире главный лепесток диаграммы направленности и тем меньше уровень боковых лепестков.

Условие получения оптимального рупора

Поскольку в рупорной антенне практически невозможно добиться синфазности излучающей поверхности, то задаются допустимой величиной максимального сдвига фаз, которая определяется условием получения максимального коэффициента направленного действия антенны при заданной длине рупора. Это условие и будет условием создания оптимального рупора. Коэффициент направленного действия D (или коэффициент усиления при отсутствии потерь в антенне) для апертурных антенн связи с площадью апертуры S соотношением

$$D = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2} \cdot \nu$$

где коэффициент ν получил название коэффициента использования площади (КИП) раскрыва. Величина $\nu \leq 1$ и зависит от характера амплитудно-фазового распределения по апертуре антенны,

С увеличением размеров рупора a/λ или b/λ при постоянной длине R_E и R_H величина КНД сначала растет (увеличивается S). При дальнейшем увеличении a/λ или b/λ фазовые ошибки начинают возрастать настолько быстро, что в силу более быстрого уменьшения коэффициента использования площади, чем роста S величина КНД уменьшается. При заданной величине R/λ имеется определенная оптимальная величина a/λ или b/λ , при которой КНД максимален.

Рупор, обладающий такими размерами, носит название оптимального.

Длина оптимального рупора

$$R_E = \frac{1}{2} \cdot \frac{b_{onm}^2}{\lambda}$$

Максимальный сдвиг фазы оптимального рупора

$$\Psi_{\max onm}^E = \frac{\pi}{2};$$

$$R_H = \frac{1}{3} \cdot \frac{a^2_{opt}}{\lambda}$$

$$\Psi_{max\ opt}^H = \frac{3\pi}{4};$$

Различие оптимальных размеров рупора для Е- и Н-плоскостей объясняется различным характером распределения амплитуды поля в Е- и Н- плоскостях.

Значения КИП имеет следующие значения

Тип рупорной антенны	Значения КИП
идеальная рупорная антенна	$\nu = 0.81$
оптимальный Е- или Н- плоскостной рупор	$\nu = 0.64$
оптимальный пирамидальный рупор	$\nu = 0.52$

КНД пирамидального рупора с произвольными размерами можно рассчитать по формуле

$$D = \frac{4\pi \cdot S}{\lambda^2} \cdot \nu_E \cdot \nu_H,$$

где ν_E и ν_H можно найти из графиков на рис.4а и 4б.

V. ЛИНЗОВЫЕ АНТЕННЫ

Как уже указывалось, одним из недостатков рупора является быстрый рост длины рупора при увеличении размеров его раскрыва. Действительно, длина оптимальных рупоров растет пропорционально a^2 и b^2 . Уменьшить длину рупора при заданных a и b можно, поместив в раскрыв рупора диэлектрическую линзу. Как следует из рис.5, на выходе линзы поле будет синфазным, если выполняется условие:

$$\frac{f}{c} + \frac{d}{v} = \frac{\sqrt{(f+z)^2 + y^2}}{c} + \frac{d-z}{v},$$

где c - скорость электромагнитной волны в диэлектрике

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$$

Записанное выражение есть уравнение гиперболы. Зная размеры раскрыва линзы D , можно найти ее толщину, которая в средней части равна

$$d = \frac{\sqrt{(f+d)^2 + \left(\frac{D}{z}\right)^2} - f - d}{\sqrt{\epsilon} - 1},$$

$$D = \sqrt{D_1^2 + D_2^2}$$

Амплитудное распределение поля на раскрыве линзы, в основном, соответствует распределению поля в рупоре без линзы. Небольшим ослаблением поля на краю апертуры, вносимым линзой можно пренебречь. Поэтому

можно считать, что диаграмма направленности рупорно-линзовой антенны и рупорной антенны с малыми фазовыми ошибками одинаковы.

Линза Люнеберга 2 представляет собой диэлектрическую сферу, или цилиндр, у которой величина диэлектрической проницаемости зависит только от расстояния от центра (или, соответственно, оси) линзы и подбирается таким образом, чтобы расходящиеся лучи точечного источника, облучающего линзу, преобразовывались после прохождения линзы в параллельный пучок (рис.10). Если облучатель линзы располагается на самой поверхности линзы, то зависимость величины диэлектрической проницаемости от радиуса имеет вид:

$$\varepsilon(r) = \sqrt{2 - \frac{r^2}{a^2}}$$

где a - внешний радиус линзы.

Таким образом, в рассматриваемом случае диэлектрическая проницаемость должна принимать максимальное значение, равное

$$\varepsilon(0) = \sqrt{2}$$

в центре линзы и монотонно убывать до единицы на поверхности линзы.

Если облучатель линзы изотропен, т.е. не обладает направленными свойствами, то, как можно показать, при прохождении линзы лучи сгущаются на периферии линзы. Практически это означает, что если облучатель имеет очень широкую диаграмму направленности, так, что вся линза облучается, то амплитудное распределение в раскрыве линзы оказывается возрастающим к краям и боковые лепестки оказываются довольно большими - порядка -10 Дб. Для сравнения напомним, что синфазная апертура с равномерным амплитудным распределением имеет боковые лепестки порядка $-13,2$ Дб.

Изготовление сферической линзы Люнеберга является сложной в технологическом отношении задачей. Значительно проще обстоит дело в случае цилиндрической линзы, при конструировании которой изменять фазовую скорость распространения колебаний можно не только с помощью изменения величины диэлектрической проницаемости, но и другими способами. Так, например, при распространении волны типа TE_{01} в пространстве между двумя параллельными проводящими поверхностями фазовая скорость этой волны является функцией расстояния между этими поверхностями. При использовании поверхностной волны, распространяющейся вдоль диэлектрического слоя, лежащего на металлическом основании, фазовая скорость зависит от толщины диэлектрика. Для создания цилиндрической линзы Люнеберга можно использовать и другие типы замедляющих структур (штыри, канавки и др.).

Исследуемый в лаборатории макет цилиндрической линзы Люнеберга состоит из двух параллельных металлических пластин, пространство между которыми заполнено диэлектриком, толщина которого максимальна в центре линзы и убывает до нуля на краях. Поперечное сечение линзы схематически изображено на рис.7. Для уяснения работы такой конструкции обратимся

сначала к более простому случаю, когда толщина диэлектрического слоя постоянна. Предположим (см. рис. 8), что в рассматриваемом волноводе (бесконечном в плоскости yz) распространяется вдоль оси z : электромагнитная волна, у которой E_y – составляющая вектора электрического поля равна нулю. Нетрудно убедиться, что в данном случае постоянная распространения зависит только от толщины диэлектрического слоя. Если при этом толщина диэлектрика стремится к нулю, то постоянная распространения стремится к пределу $\gamma = k$, где k – волновое число свободного пространства. Если же толщина диэлектрика увеличивается так, что $t \rightarrow b$, то постоянная распространения стремится к величине $k \cdot \sqrt{\varepsilon}$, где ε – диэлектрическая проницаемость материала, заполняющего волновод. Примерный вид зависимости изображен на рис. 9. Используя ее можно так подобрать профиль диэлектрического вкладыша, что конструкция, схематически изображенная на рис. 7 будет обладать основным свойством линзы Лüneберга: расходящиеся лучи источника, облучающего линзу, после прохождения линзы станут параллельными.

Особенность цилиндрической линзы рассматриваемого типа заключается в том, что у нее раскрыв не плоский, а занимает половину цилиндрического пояса, противоположную точке облучения. Фазы поля в раскрыве не одинаковы, но их соотношение таково, что при дальнейшем распространении волны в воздухе образуется плоский фазовый фронт в плоскости, касательной к середине раскрыва. В связи с этим диаграмма направленности такой антенны в Н-плоскости подобна диаграмме направленности синфазной антенны с шириной раскрыва a , а в Е-плоскости – диаграмме направленности антенны бегущей волны длиной a . В соответствии с этим ширина главного лепестка в Е- и Н-плоскости определяется по формулам

$$\vartheta_{H0.707} = 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{2a},$$

$$\vartheta_{E0.707} = 200^\circ \cdot \sqrt{\frac{\lambda}{2a}}.$$

Суммарно-разностные рупорные антенны часто используются при построении радиолокационных антенн. Обычно две антенны подсоединяются к выходам четырехплечного суммарно-разностного моста так, что при подводе энергии к одному входу моста антенны возбуждены синфазно, а к другому – противофазно. В нашем случае синфазность или противофазность возбуждения антенн обеспечивается при помощи фазовращателя, вводимого в тракт питания одной из антенн (рис. 10).

Поле излучения двух одинаковых антенн с диаграммой направленности $F_1(\vartheta)$, возбуждаемых со сдвигом фаз φ и находящихся на расстоянии d , можно найти как

$$E = E_1 + E_2 = \frac{AF_1(\vartheta)}{r} \cdot e^{j\frac{\varphi}{2}} \cdot e^{-jk(r + \frac{d}{2}\sin\vartheta)} + \frac{A \cdot F_1(\vartheta)}{r} \cdot e^{-j\frac{\varphi}{2}} \cdot e^{-jk(r - \frac{d}{2}\sin\vartheta)} =$$

$$= \frac{2AF_1(\vartheta)}{r} \cdot e^{-jkr} \cdot \cos \frac{1}{2}(kd \sin \Theta + \varphi)$$

Откуда их суммарная диаграмма направленности в плоскости расположения антенн

$$F(\vartheta) = F_1(\vartheta) \cdot \cos \frac{1}{2}(kd \sin \Theta + \varphi) = F_1(\vartheta) \cdot F_2(\vartheta)$$

Из полученного выражения видно, что при изменении фазового сдвига φ можно существенно изменять диаграмму направленности антенны: при $\varphi = 0$ $F_{\Sigma}(0) = 1$, т.е. поля излучения двух антенн складываются в направлении, перпендикулярном раскрывам обеих антенн; при $\varphi = 180^\circ$ получается разностная диаграмма, $F_{\Sigma}(0) = 0$, а максимум диаграммы ориентирован в направлении $\sin \Theta_{\max} = \frac{\lambda}{2d}$; при произвольном φ $\sin \Theta_{\max} = \frac{\varphi \cdot \lambda}{2\pi \cdot d}$ т.е. при наличии двух антенн изменение фазы питания одной из них дает возможность управлять положением максимума диаграммы направленности. Такие двухэлементные антенны получили название интерферометров и нашли широкое применение в радиоастрономии и радиолокации, т.к. при большом расстоянии между антеннами можно получать многолепестковые диаграммы направленности, причем каждый лепесток имеет очень малую ширину, которую можно определить по формуле

$$\vartheta_{0,5} = 51^\circ \cdot \frac{\lambda}{d}$$

VI. ОПИСАНИЕ ЛАБОРАТОРНОЙ УСТАНОВКИ

Структурная схема измерительной установки представлена на рис.11. Исследуемая рупорная антенна 1 совместно с детекторной секцией 2 устанавливается на поворотном стенде 3. Продетектированный сигнал поступает на логарифмический усилитель 4 и далее на самописец 5. Передающая часть установки состоит из генератора 6 типа Г4-90 и вспомогательной антенны 7. Для измерения диаграмм направленности в Е- и Н-плоскостях предусмотрен поворот антенн 1 и 7 вокруг продольной оси на 90° . Встроенный аттенюатор в генераторе Г4-90 позволяет исследовать амплитудную характеристику приемного тракта с целью ее калибровки. Измерения проводятся в 1,5 см диапазоне волн.

VII. ЗАДАНИЯ ПО ЛАБОРАТОРНОЙ РАБОТЕ

Измерить диаграммы направленности и коэффициент усиления:

1. пирамидальной антенны с малыми фазовыми ошибками,
2. оптимальной пирамидальной рупорной антенны,
3. Е-секториального оптимального рупора,
4. Н-секториального оптимального рупора,
5. Е-секториального рупора с большими фазовыми ошибками,

6. Антенны типа 5) с корректирующей линзой,
7. Модифицированной линзовой антенны Люнеберга,
8. Суммарно-разностной линзовой антенны.

Измерения диаграмм направленности проводятся в Е- и Н-плоскостях. Коэффициент усиления измеряется методом сравнения с эталонной антенной в качестве которой выбирается антенна 1) или 2). Увеличение или уменьшение коэффициента усиления антенны относительно эталонной определяется по величине потерь, которые устанавливаются аттенуатором генератора при постоянстве уровня сигнала на выходе измерительного усилителя. Коэффициент усиления эталонной антенны рассчитывается по вышеприведенным формулам.

VIII. КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Чем отличаются диаграммы направленности пирамидальной антенны с квадратным раскрывом в Е- и Н-плоскостях?
2. Какой тип поля используется в рупорных антеннах?
3. Что значит коэффициент использования поверхности антенны?
4. Откуда берется название Е-секториальная и Н- секториальная антенны?
5. Какая рупорная антенна называется оптимальной и чем она отличается от идеальной?
6. Какие характерные особенности диаграмм антенн с большими фазовыми ошибками?
7. От чего зависит фазовая ошибка?
8. Объясните принцип работы антенны Люнеберга.
9. Как измерить, обработать результаты измерений и построить диаграмму направленности?
10. Что такое коэффициент усиления, как его рассчитать и измерить?
11. Как работает суммарно-разностная рупорная антенна? Нарисуйте ее диаграмму направленности при разных φ .
12. Пояснить причину возникновения фазовой ошибки в рупорных антеннах.
13. Какому закону подчиняется распределение фазы по раскрыву антенны, запишите его?
14. Записать выражение функции направленности рупорной антенны в Е и Н плоскостях.
15. Как определить ширину диаграммы направленности по уровню половинной мощности?
16. Как уменьшить уровень боковых лепестков диаграммы направленности антенны?

IX. СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

В отчет необходимо включить

1. Структурную схему установки.
2. Все измерения диаграммы направленности; определение ширины диаграммы направленности по нулевому уровню (если возможно) и уровню половинной мощности и уровень первого бокового лепестка.
3. Расчетные значения ширины диаграммы направленности по приближенным формулам.
4. Результаты измерений и расчет коэффициента усиления антенн.
5. Расчет толщины диэлектрической линзы.
6. Сопоставление расчетных и измеренных величин, анализ проведенной работы.

X. Литература

1. Фролов О.П. Антенны и фидерные тракты для радиорелейных линий связи. М.: "Радио и связь". 2001г. 416с.
2. Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев Устройства СВЧ и антенны. Радиотехника. 2006г. 376 с.
3. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М. Высшая школа, 1988. 432с.
4. Марков Г.Г., Сазонов Д.М. Антенны. -М: Энергия, 1975г.
5. Айзенберг Г.З. и др. Антенны УКВ. -М: Связь, 1977г.
6. Ерохин Г.А., Чернышев О. В. , Козырев Н. Д. , Кочержевский В.Г. Антенно – фидерные устройства и распространение радиоволн . – М. Радио и связь. 1996. 486с.
7. Черенкова Е. Л. , чернышев О. В. Распространение радиоволн. – М. Радио и связь., 1984. 273 с.
8. Вершков М.В., Миротворский О.В. Судовые антенны. -Л: Судостроение, 1990г.
9. Фрадин. Антенно-фидерные устройства. Связь. М., 1977 г.
10. Фрадин. Антенны СВЧ. Сов.радио М., 1957 г.

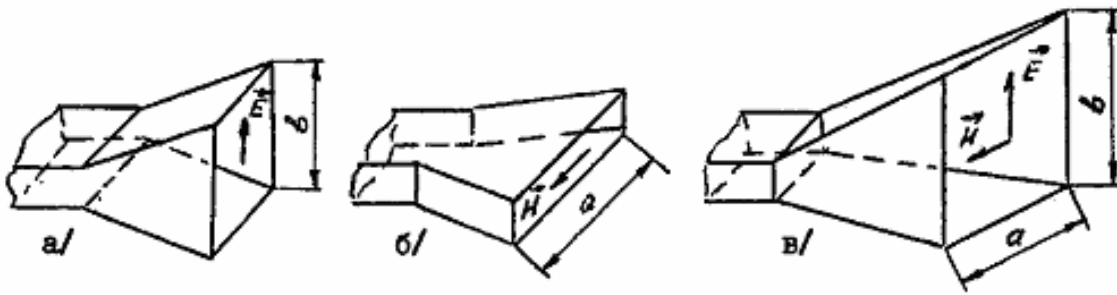


Рис. 1. Типы рупорных антенн: а/ , б/ – секториальные, в/ – пирамидальные

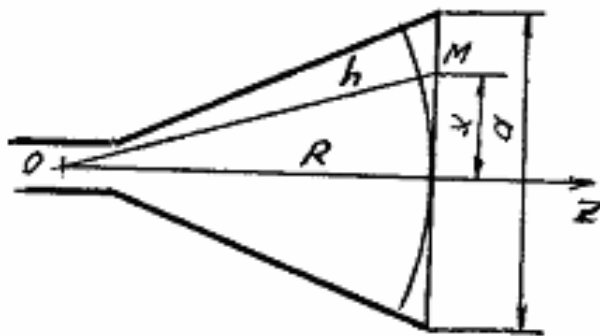


Рис. 2. К расчету фазового распределения по апертурной антенне

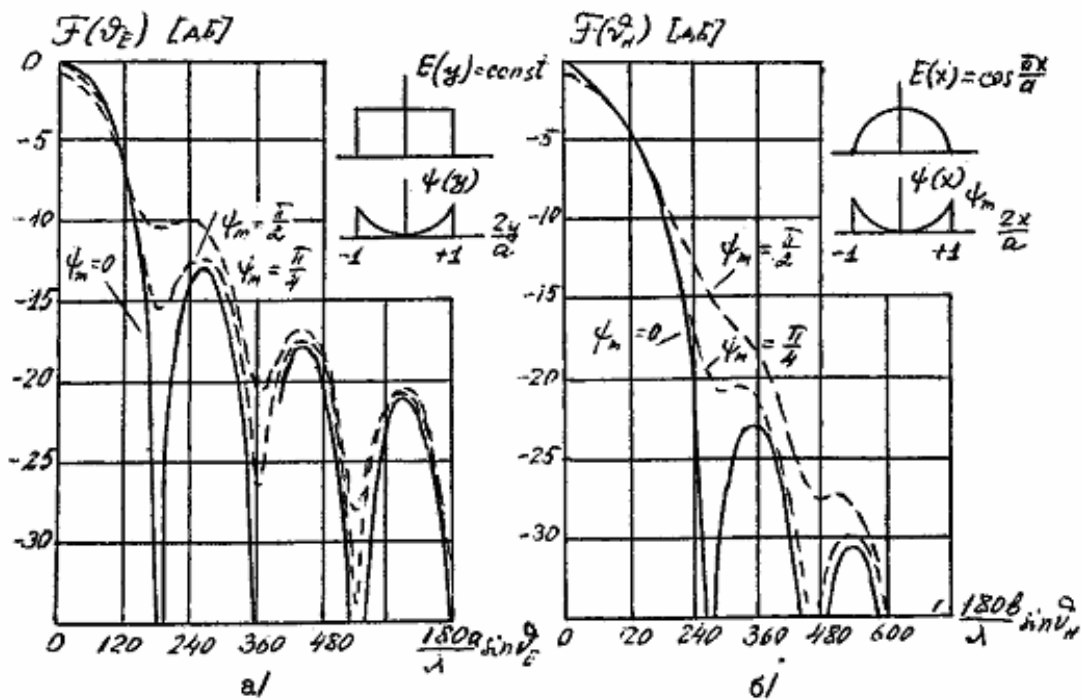


Рис. 3. Диаграммы направленности антенны в Е- и Н-плоскостях

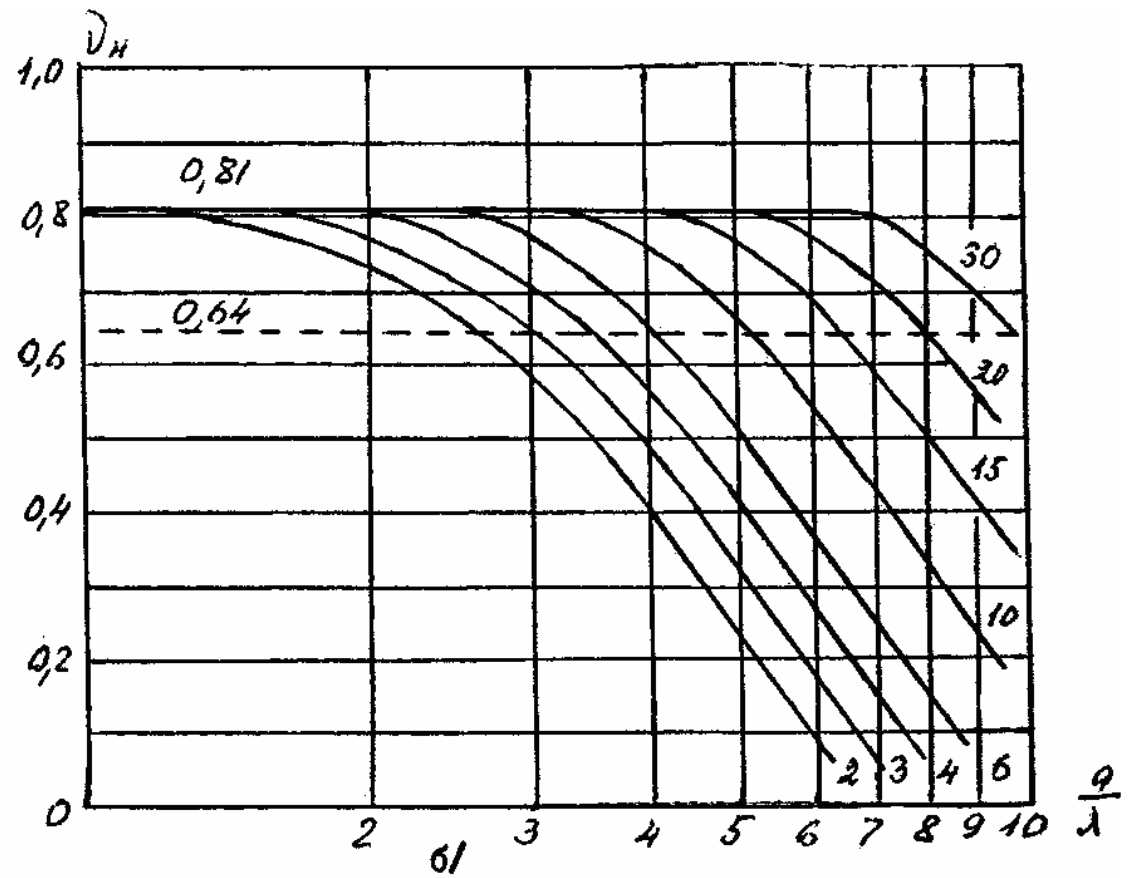
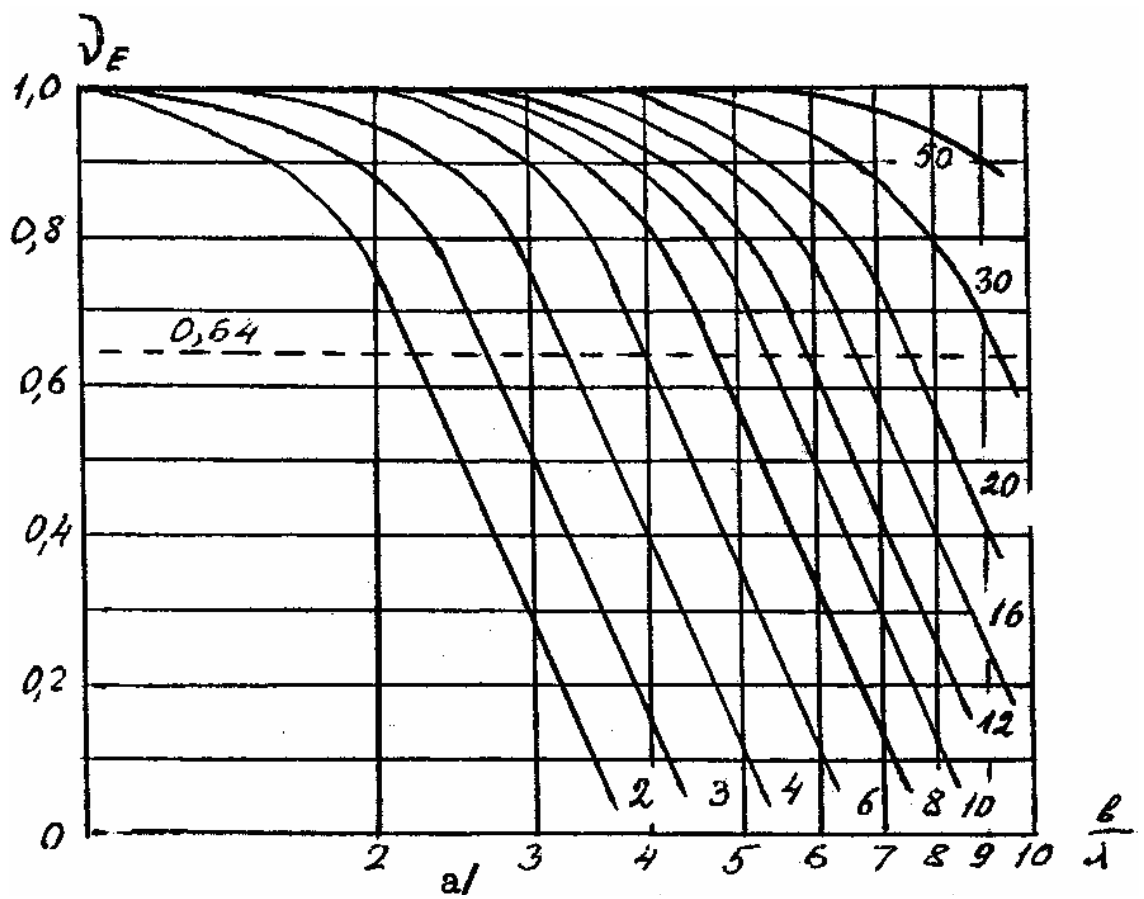


Рис. 4. Определение коэффициента использования площади раскрытия рупорной антенны

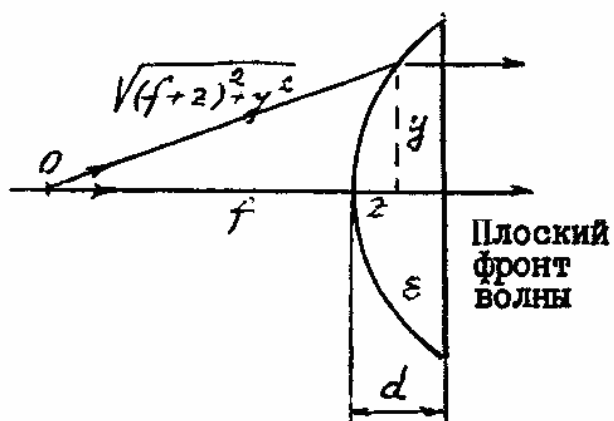


Рис. 5. К расчету толщины диэлектрической линзы

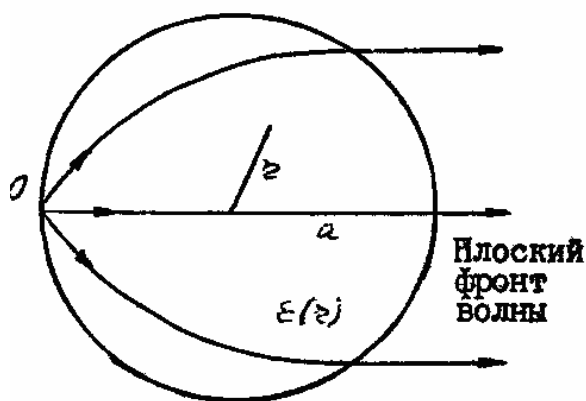


Рис. 6. Сферическая линза Люнеберга

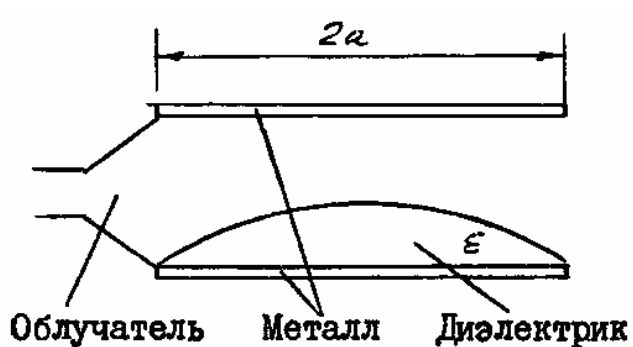


Рис. 7. Цилиндрическая линза Люнеберга

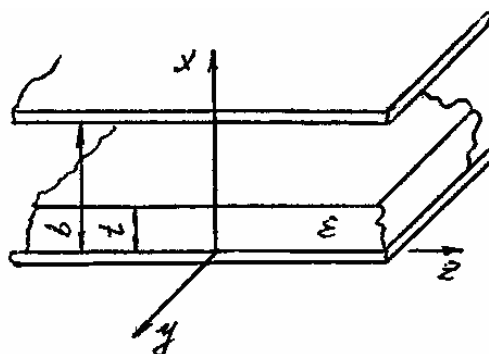


Рис. 8. Волновод с диэлектрической пластиной

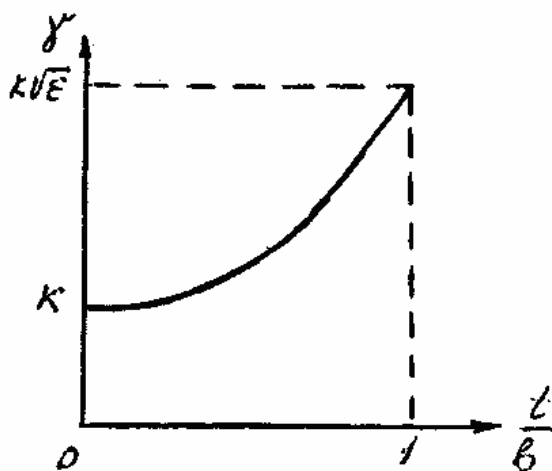


Рис. 9. Изменение постоянной распространения волны в волноводе с диэлектрической пластиной в зависимости от толщины пластины

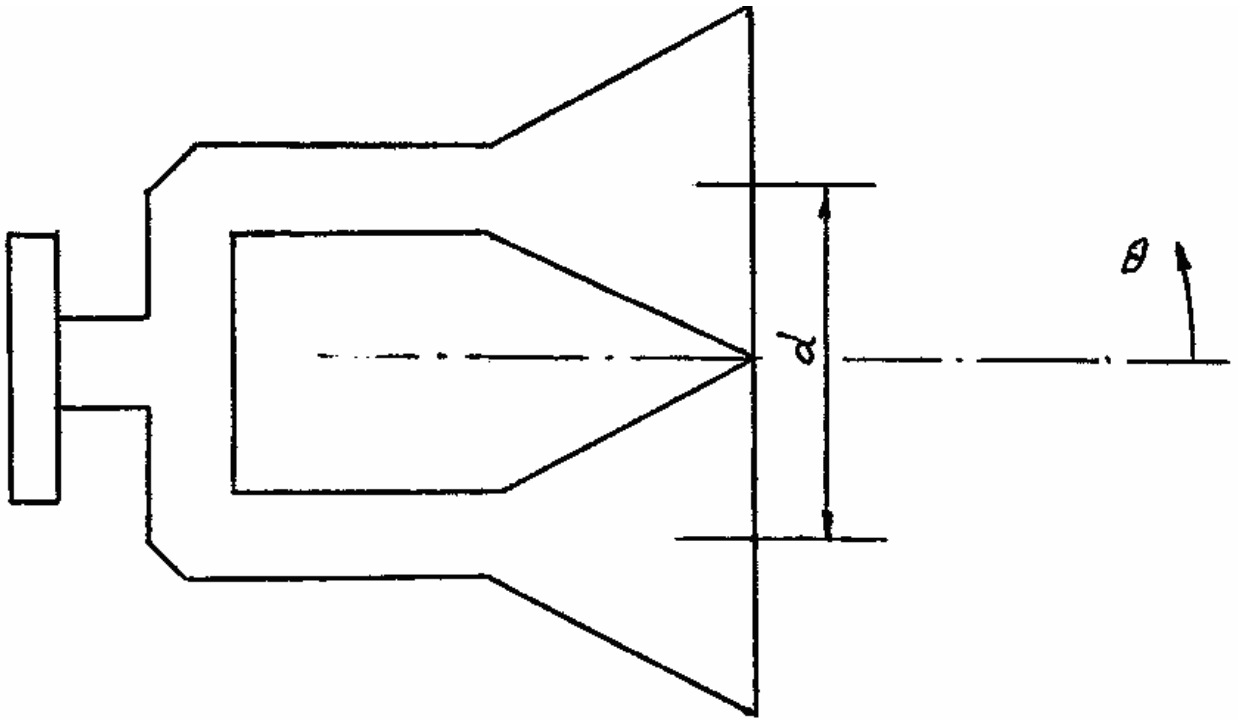


Рис. 10. Интерферометр из двух рупорных антенн

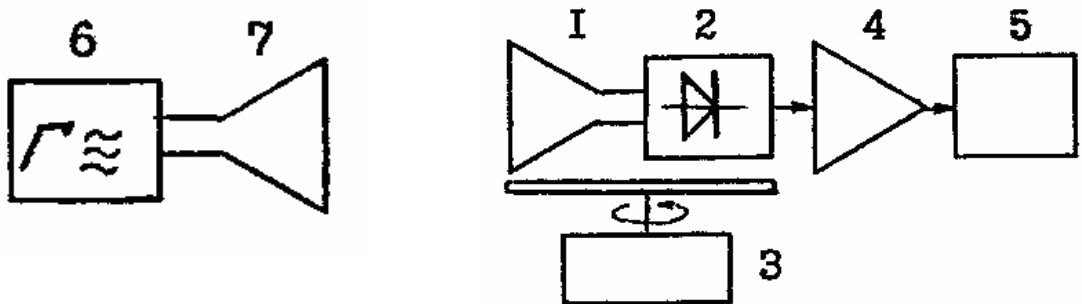


Рис. 11. Структурная схема установки для измерения диаграмм направленности рупорных антенн

- 1 – рупорная антенна; 2 – детекторная секция; 3 – поворотный стенд;
 4 – логарифмический усилитель; 5 – самописец; 6 – генератор типа Г4-90; 7 – вспомогательная антенна