

5470

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
им. В.Ф. УТКИНА

УСТРОЙСТВА СВЧ И АНТЕННЫ

Методические указания
к курсовой работе

Рязань 2019

УДК 621.396.67

Устройства СВЧ и антенны: методические указания к курсовой работе / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. Л.В. Аронов, М.В. Кулакова, И.А. Львова. Рязань, 2019. 32 с.

Определены цели и задачи курсовой работы; указаны требования к содержанию и оформлению пояснительной записки, графическому материалу; приведены основные темы курсовых работ, список рекомендуемой литературы, а также методические указания по проектированию конкретных антенных устройств.

Предназначены для студентов специальности 11.05.01 «Радиоэлектронные системы и комплексы» и направления подготовки 11.03.02 «Многоканальные телекоммуникационные системы» при изучении дисциплин «Устройства СВЧ и антенны», «Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства».

Табл. 9. Ил. 8. Библиогр.: 9 назв.

Антенна, волновод, диаграмма направленности, коэффициент усиления

Печатается по решению редакционно-издательского совета Рязанского государственного радиотехнического университета.

Рецензент: кафедра радиоуправления и связи Рязанского государственного радиотехнического университета (зав. кафедрой проф. С.Н. Кириллов)

Устройства СВЧ и антенны

Составители: Аронов Леонид Вячеславович
Кулакова Марина Васильевна
Львова Ирина Александровна

Редактор М.Е. Цветкова
Корректор С.В. Макушина

Подписано в печать 30.08.19. Формат бумаги 60×84 1/16.

Бумага писчая. Печать трафаретная. Усл. печ. л. 2,0.

Тираж 80 экз. Заказ .

Рязанский государственный радиотехнический университет.
390005, Рязань, ул. Гагарина, 59/1.

Редакционно-издательский центр РГРТУ.

Введение

Изучение антенной техники имеет большое значение в повышении уровня подготовки специалистов в области связи и инженеров соответствующих специальностей радиотехнического профиля. Такой специалист должен обладать знаниями в области проектирования и эксплуатации антенно-фидерных устройств, применяемых в очень широком частотном диапазоне - от дециметровых до миллиметровых длин волн. А интенсивное развитие техники связи, наблюдающееся в последние годы, требует от специалиста хороших знаний техники сверхвысоких частот, теории электромагнитного поля, особенностей проектирования устройств антенно-фидерного тракта в этом диапазоне.

Ознакомить студентов с методами расчёта и конструирования всех типов антенных устройств связи в объёме лекционного курса не представляется возможным. Поэтому в формировании будущего специалиста большое значение придаётся выполнению курсовой работы, являющейся самостоятельным видом работ по решению конкретной инженерной или исследовательской задачи.

1. Цели и задачи курсовой работы

Целью курсовой работы является развитие навыков самостоятельного решения задач по организации систем связи, умения обоснованно выбирать тип антенно-фидерного устройства (АФУ) по заданным характеристикам.

При выполнении работы решаются задачи выбора конструкции АФУ и методики расчёта, производится расчёт, выбираются материалы и оформляются пояснительная записка и графический материал. Форма бланка-задания для курсовой работы имеется на кафедре. Бланк-задание подписывается руководителем курсовой работы и студентом.

1.1. Пояснительная записка

Пояснительная записка должна включать: задание, содержание, введение, теоретическую часть, расчётную часть, эскиз конструкции антенны и его описание, заключение, список литературы.

В теоретической части проводится анализ технического задания, рассматриваются возможные варианты его выполнения, даётся обоснование выбора конструкции антенны и питающего фидера

с согласующими устройствами и со стандартным входным разъемом, оцениваются достоинства и недостатки выбранной конструкции. Проводится выбор методики расчёта, описывается порядок расчёта с приведением расчётных формул, при этом ссылки на литературу и нумерация формул по тексту записки обязательны.

В расчётной части проводится расчёт по формулам, приведенным в теоретической части, с подстановкой численных величин и окончательным результатом вычислений с обязательным указанием размерности.

Если один или несколько расчётных параметров определяются по графику из научно-технической литературы, то данный график необходимо перенести в текст пояснительной записки, сославшись на источник.

Графическая часть курсовой работы должна содержать эскиз рассчитанного антенно-фидерного устройства с указанием масштаба.

В перечень литературы включаются все издания, которые использовались в процессе работы и на которые есть ссылки в тексте записки.

Расчеты проводятся с использованием ЭВМ (например, пакеты Matlab, Mathcad), графическая часть работы также оформляется с использованием ЭВМ (например, пакет CorelDRAW).

1.2. Задание для курсовой работы

Задание предусматривает проектирование пяти видов антенн с вариантами технических характеристик. Каждый студент разрабатывает одну из этих антенн. Номер варианта и вид антенны определяются преподавателем.

1. Рассчитать Н-плоскостную рупорную антенну с корректирующей линзой в раскрыве по исходным данным, приведенным в табл. 1.1: частота сигнала f_0 , угол раскрыва рупора $2\varphi_0$. Вход антенны - стандартный дроссельный фланец либо коаксиальный разъем 50 Ом.

Таблица 1.1

№	1	2	3	4	5	6	7	8
f_0 , ГГц	3	7	8	9	9	10	11,2	12
$2\varphi_0$, град	20	20	10	9	12	10	14	8

2. Рассчитать рупорную антенну с осесимметричной диаграммой направленности (ДН) и круговой поляризацией поля

излучения. Исходные данные для расчета [длина волны сигнала λ и коэффициент направленного действия (КНД)] даны в табл. 1.2. Вход антенны - стандартный дроссельный фланец или коаксиальный разъем 50 Ом (при $\lambda > 5$ см).

Таблица 1.2

№	1	2	3	4	5	6	7	8
λ , см	2,5	2,8	3	3,5	4	5	6	7
КНД, раз	50	55	80	60	80	40	40	30

3. Разработать параболическую антенну для приёма линейно-поляризованного сигнала на частоте f_0 . В табл. 1.3 указаны исходные данные для расчёта: частота сигнала f_0 , коэффициент усиления антенны K_y , допустимый уровень первых боковых лепестков ξ_1 .

Таблица 1.3

№	1	2	3	4	5	6	7	8
f_0 , ГГц	2,5	4	5	6	8	10	11	12
K_y , дБ	30	35	32	35	39	45	40	48
ξ_1 , дБ	-18	-19	-18	-19	-21	-21	-21	-23

4. Рассчитать двухзеркальную антенну спутниковой связи для приема линейно-поляризованного сигнала по исходным данным, приведенным в табл. 1.4.

Таблица 1.4

№	1	2	3	4	5	6	7	8
f_0 , ГГц	6	6	8	10	10	10	12	12
K_y , дБ	50	49	49	48	49	50	48	50

5. Рассчитать и определить конструкцию спиральной антенны в режиме осевого излучения. Расчетные данные приведены в табл. 1.5. К ним относятся рабочий диапазон $\Delta\lambda/\lambda$, средняя длина волны λ_0 и коэффициент усиления антенны K_y .

Таблица 1.5

№	1	2	3	4	5	6	7	8
λ_0 , ГГц	10	15	18	20	25	30	35	50
$\Delta\lambda/\lambda$, %	18	25	20	40	15	10	15	20
K_y , дБ	13	20	10	15	14	15	15	18
$n \times m$	3×1	2×2	2×2	3×2	2×2	3×1	3×1	1×2

Вход антенны - стандартный коаксиальный разъем 50 Ом. Расчет электрических параметров антенны выполнить на средней и крайних частотах рабочего диапазона.

В заключение работы необходимо рассчитать диаграмму направленности плоской синфазной решетки на основе рассчитанной спиральной антенны. Размеры решетки $n \times m$ даны в табл. 1.5.

6. Рассчитать конструкцию и характеристики диэлектрической антенны по исходным данным, приведенным в табл. 1.6. К ним относятся диапазон рабочих частот $f_{\min}$ и $f_{\max}$, излучаемая мощность P_{Σ} , ширина диаграммы направленности $2\Delta\theta_{0.5}$, диэлектрическая проницаемость материала ϵ .

Таблица 1.6

№	1	2	3	4	5	6	7	8
$f_{\min}$, МГц	55	350	740	300	450	400	800	900
$f_{\max}$, МГц	95	650	1260	450	750	700	1400	1440
P_{Σ} , кВт	0,	0,80	0,60	0,70	0,52	0,75	0,42	0,45
$2\Delta\theta_{0.5}$, min	20	40	18	45	23	30	12	30
$2\Delta\theta_{0.5}$, max	22	42	20	50	25	35	14	32
ϵ	2,	3,2	2,4	3,0	2,2	2,8	2,6	2,8

7. Исходными данными для расчета волноводно-щелевой антенны являются средняя частота f_{cp} , ширина ДН $2\Delta\theta_{0.707}$, УБЛ (см. табл. 1.7). В результате должны быть рассчитаны: форма ДН, КНД, ширина ДН $2\Delta\theta_{0.707}$, УБЛ, оценена полоса рабочих частот, разработан эскиз конструкции антенны.

Таблица 1.7

№	1	2	3	4	5	6	7	8
f_{cp} , ГГц	10	10	10	10	12	12	12	12
$\Delta\theta_{0.5}$, °	4	6	8	10	4	6	8	10
УБЛ, дБ	25	22	15	13	25	17	15	13
№	9	10	11	12	13	14	15	16
f_{cp} , ГГц	15	15	15	15	18	18	18	18
$\Delta\theta_{0.5}$, °	4	6	8	10	4	6	8	10
УБЛ, дБ	30	20	17	12	27	22	18	14

8. Исходными данными к проектированию антенной решетки являются: тип решетки (линейная или плоская), длина волны λ (или частота f), ширина ДН $2\Delta\theta_{0,707}$, сектор сканирования $\theta_{ск}$, поляризация поля излучения (см. табл. 1.8). В результате должны быть рассчитаны: параметры одиночного излучателя [ДН $F_1(\theta)$, коэффициент усиления G_1 , ширина ДН $2\Delta\theta_{0,707}$ и $2\Delta\theta_0$] и параметры антенной решетки [форма ДН $F_{реш}(\theta)$, коэффициент усиления $G_{реш}$, ширина ДН $2\Delta\theta_{0,707}$, УБЛ], оценена полоса рабочих частот, разработан эскиз конструкции антенны.

Таблица 1.8

№	1	2	3	4	5	6	7	8
f , ГГц	10	10	10	10	10	10	10	10
$2\Delta\theta_{0,707}$, °	2	3	4	5	2	3	4	5
$\theta_{ск}$, °	10	15	20	10	15	20	10	15
Поляризация	В	В	К	К	Г	Г	В	В
№	9	10	11	12	13	14	15	16
f , ГГц	12	12	12	12	12	12	12	12
$2\Delta\theta_{0,707}$, °	2	3	4	5	2	3	4	5
$\theta_{ск}$, °	20	10	15	20	10	15	20	10
Поляризация	К	К	Г	Г	В	В	К	К

*В – вертикальная, Г – горизонтальная, К – круговая

2. Примерная методика расчета Н-плоскостной рупорной антенны с корректирующей линзой в раскрыве

Рупорные антенны являются простейшими антеннами СВЧ-диапазона. Они могут применяться как самостоятельно, так и в качестве элементов более сложных антенн. Рупорные антенны позволяют формировать диаграммы направленности шириной от $100 - 140^\circ$ до $10 - 20^\circ$. Возможность дальнейшего сужения ДН ограничивается необходимостью резкого увеличения длины рупора.

Рупорные антенны являются широкополосными, они обеспечивают примерно полуторное перекрытие по диапазону. Возможность изменения рабочей частоты в еще больших пределах ограничивается возбуждением и распространением в питающем волноводе высших типов волн. Коэффициент полезного действия рупора – высокий ($\approx 100\%$). Теория рупорных антенн изложена в учебниках [1, 2] и во многих других.

Исходными данными для расчета являются частота сигнала f_0 и угол раскрыва рупора $2\varphi_0$ (табл. 1.1). Необходимо определить

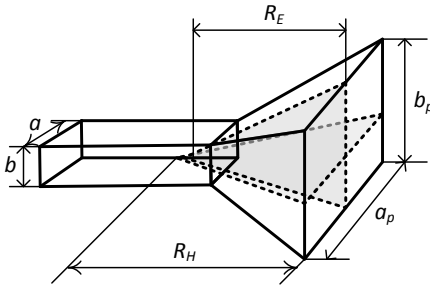


Рис. 2.1

основные геометрические параметры антенны, а также ширину диаграммы направленности в двух плоскостях, КНД, оценить уровень первых боковых лепестков.

1. С учетом заданной частоты f_0 , а соответственно и длины волны λ , выбираются размеры поперечного сечения возбуждающего волновода a, b из условия распространения только волны основного типа (H_{10} - для прямоугольного волновода). Выбор питающего волновода осуществляется по справочным данным, приведенным в таблице стандартных волноводов (приложение 1). Тем самым определяются и размеры входного сечения рупорного излучателя (рис. 2.1).

2. Так как рупор Н-плоскостной, то поперечный размер раскрыва рупора b_p будет равен размеру узкой стенки волновода b .

Для определения поперечного размера раскрыва рупора a_p необходимо воспользоваться рис. 2.2 и соотношениями для продольных размеров оптимального пирамидального рупора:

$$R_E = b_p^2 / 2\lambda; \quad R_H = a_p^2 / 3\lambda. \quad (2.1)$$

Эти размеры могут быть различными и несовместимыми при определенных размерах входного сечения рупора. В этом случае берется наибольшее значение R .

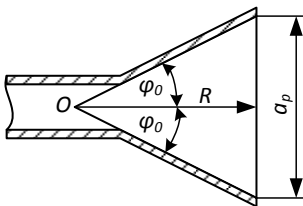


Рис. 2.2

Из рис. 2.2 видно, что $\tan \varphi_0 = a_p / 2R_H$. Отсюда, используя выражение для R_H , нетрудно выразить a_p .

3. По известным размерам раскрыва рупора a_p и b_p рассчитываются его продольные размеры R_E и R_H .

4. Для рупорной антенны диаграмма направленности в главных плоскостях Е и Н в первом приближении находится в предположении синфазности поля в

раскрыве, отсутствия отражений от раскрыва и определяется следующими формулами:

$$F_E(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta\right)}{\frac{\pi b_p}{\lambda} \sin \theta}; \quad (2.2)$$

$$F_H(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi a_p}{\lambda} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{2a_p}{\lambda} \sin \theta\right)^2}. \quad (2.3)$$

5. В результате расчета геометрических размеров рупора велика вероятность получения сравнительно большой длины R_H и R_E . Из соотношений (2.1) следует, что длина рупора пропорциональна квадрату одного из размеров раскрыва. Поэтому для уменьшения длины рупора применяют различные способы [3]. В Н-плоскостном рупоре целесообразно использовать металлопластинчатую (воздушную) корректирующую линзу (рис. 2.3).

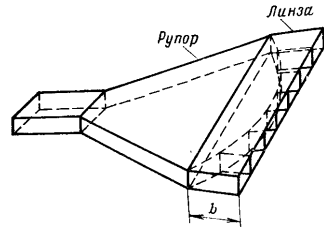


Рис. 2.3

Порядок расчета линзы производится следующим образом:

а) определяется расстояние между пластинами a из соотношения

$$a = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{1-n^2}}, \quad (2.4)$$

где n – коэффициент преломления среды; λ_0 – длина волны, проходящей через линзу.

Во избежание появления высших типов волн величина a должна оставаться в следующих пределах: $\frac{\lambda}{2} < a < \lambda$, а коэффициент преломления $0 < n < 0,86$. При этом $\lambda_0 = n\lambda$, где λ – длина волны в свободном пространстве;

б) необходимо найти значения толщины b и фокусного расстояния f линзы. Для этого, пользуясь графиком зависимости относительной величины фокусного расстояния от относительной толщины металлической линзы при заданном коэффициенте

преломления [3, с. 293], определяем отношения b/d и f/d , где $d = a_p$ в рассматриваемом случае. При известном значении d и приведенных из графика соотношениях нетрудно определить толщину b и фокусное расстояние f линзы. Считаем, что фокусное расстояние $f = R_H$, поэтому на данном этапе можно оценить, во сколько раз уменьшили длину рупора за счет применения металлопластинчатой линзы;

в) количество пластин в линзе определяется достаточно просто:

$$N = a_p / a;$$

г) построить диаграмму направленности рупора в Н-плоскости с учетом корректирующей линзы в раскрыве, взяв за основу следующее соотношение [4]:

$$F(\eta) = \frac{3}{2+T} \left\{ \frac{\sin \eta}{\eta} + (1-T) \frac{(2-\eta^2) \sin \eta - 2\eta \cos \eta}{\eta^3} \right\} \frac{1 + \cos \theta}{2}, \quad (2.5)$$

где $\eta = (\pi a_p / \lambda) \sin \theta$, $T = T_H = 0$ - для плоскости вектора Н.

Подробно теория линзовых антенн изложена в литературе [3, 4].

6. Сравнить по ширине ДН, полученную в п. 4 без учета корректирующей линзы с ДН, полученной в п. 5, г. Оценить уровень первых боковых лепестков.

7. Оценить КНД рупорной антенны, используя выражение КНД для апертурных антенн:

$$D = \frac{4\pi S_A \nu}{\lambda^2}, \quad (2.6)$$

где λ - длина волны; S_A - геометрическая поверхность раскрыва; ν - апертурный коэффициент использования площади. Для оптимальной рупорной антенны $\nu = 0,5$.

8. По результатам расчетов разработать эскиз Н-плоскостной рупорной антенны с корректирующей линзой в раскрыве. Геометрические размеры фланцев приведены в приложении 2.

3. Примерная методика расчета рупорной антенны с круговой поляризацией поля

Исходными данными для расчета являются длина волны сигнала λ_0 и КНД (табл. 1.2), диаграмма направленности – осесимметричная, поляризация поля круговая. Необходимо определить основные геометрические параметры антенны, а также ширину диаграммы направленности в двух плоскостях, K_v , оценить уровень первых боковых лепестков, обеспечить требуемую поляризацию поля.

1. С учетом заданной длины волны λ_0 выбираются размеры поперечного сечения возбуждающего волновода a , b из условия распространения только волны основного типа (H_{10} - для прямоугольного волновода и H_{11} - для круглого волновода). Выбор питающего волновода осуществляется по справочным данным, приведенным в таблице стандартных волноводов (приложение 1). Тем самым определяются размеры входного сечения рупорного излучателя.

2. КНД антенны или ширина ДН в двух плоскостях $\Delta\theta_{0,5}$ и $\Delta\varphi_{0,5}$ связаны между собой инженерным оценочным соотношением [5, с. 201]:

$$D = \frac{32000}{(\Delta\theta_{0,5} \cdot \Delta\varphi_{0,5})}, \quad (3.1)$$

где $\Delta\theta_{0,5}$ и $\Delta\varphi_{0,5}$ - ширина ДН в градусах.

Так как по заданию ДН осесимметричная, следовательно, $\Delta\theta_{0,5} = \Delta\varphi_{0,5}$. Из соотношения (3.1) можно вычислить ширину ДН в двух плоскостях.

3. По известным угловым размерам ширины ДН находятся размеры раскрыва рупора (a_p - широкая стенка, b_p - узкая стенка) из следующих формул:

$$a_p = \frac{68^\circ \lambda}{\Delta\varphi_{0,5}}; \quad b_p = \frac{51^\circ \lambda}{\Delta\theta_{0,5}}. \quad (3.2)$$

Диаметр раскрыва d_p конического рупора выбирается из следующих соотношений:

$$\text{в плоскости вектора Н - } d_p = \frac{70,5^\circ \lambda}{\Delta\varphi_{0,5}}; \quad (3.3)$$

$$\text{в плоскости вектора Е - } d_p = \frac{60,2^\circ \lambda}{\Delta\theta_{0,5}}. \quad (3.4)$$

Для обеспечения одинаковой ширины ДН в ортогональных плоскостях конический рупор может быть деформирован в эллиптический.

4. Продольные размеры оптимального пирамидального рупора R_E и R_H в плоскостях Е и Н определяются формулами:

$$R_E = b_p^2 / 2\lambda, \quad R_H = a_p^2 / 3\lambda. \quad (3.5)$$

Эти размеры могут быть различными и несовместимыми при определенных размерах входного сечения рупора. В этом случае берется наибольшее значение R . Длина оптимального конического

рупора R связана с диаметром его раскрыва $d_p = 2r_p$ следующим соотношением:

$$R = \frac{d_p^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda. \quad (3.6)$$

5. Для пирамидального рупора ДН в главных плоскостях Е и Н в первом приближении находится из соотношений (2.2) и (2.3). Для конического рупора можно принять, что амплитудное распределение поля в раскрыве совпадает с законом распределения амплитуды поля в поперечном сечении круглого волновода с волной H_{11} . В этом случае ДН может быть представлена в виде интеграла по раскрыву:

$$F(\theta, \varphi) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \int_0^1 \int_0^{2\pi} f(r, \varphi') \exp(ikr_p r \sin \theta \cos(\varphi - \varphi')) r dr d\varphi, \quad (3.7)$$

где функцию $f(r, \varphi')$, аппроксимирующую амплитудное распределение поля в раскрыве, удобно представить в следующем виде [6]:

$$f(r, \varphi') = 1 + c_1 r^2 + (c_2 + c_3 r^2) r^2 \cos^2 \varphi'; \quad (3.8)$$

$$c_1 = -0,37; c_2 = -0,845; c_3 = -0,215.$$

Оценить ширину ДН в обеих плоскостях и при необходимости скорректировать размеры раскрыва антенны.

6. Рассчитать КНД рупорной антенны по выражению (2.6) и сравнить с требуемым в техническом задании.

7. Обеспечить поле с вращающейся поляризацией. Для этого используют фазирующие секции. Они служат для разложения линейно поляризованного поля на две ортогональные составляющие, расположенные в плоскости, перпендикулярной к направлению распространения волны, и создания между ними требуемого фазового сдвига. В общем случае фазирующие секции бывают 3-х видов:

- волноводные;
- на поверхности антенны, чаще всего зеркальной (отражательного типа);
- в раскрыве антенны (проходного типа).

Методы получения поля вращающейся поляризации с помощью фазирующих секций и расчет геометрических размеров этих секций подробно изложены в [3].

8. По результатам расчетов разработать эскиз рупорной антенны с полем круговой поляризации. Геометрические размеры фланцев приведены в приложении 2.

4. Примерная методика расчета зеркальных антенн

Исходными для проектирования антенны являются: частота сигнала f_0 , коэффициент усиления антенны K_y (обозначается G), допустимый уровень первых боковых лепестков ξ_1 (табл. 1.3).

Основные этапы работы состоят в следующем:

- обоснование и выбор типа облучателя и возбуждающей линии;
- расчет основных размеров облучателя, его ДН, определение основных размеров возбуждающей линии;
- расчет размеров и профиля зеркальной антенны, расчет ДН, КНД, $\Delta\theta_{0,5}$, УБЛ, разрабатывается эскиз конструкции антенны.

1. Определяются площадь и радиус раскрыва R_0 апертурной антенны (см. рисунок). В первом приближении можно положить, что коэффициент полезного действия антенны равен $\eta = (0,85 \div 0,9)$. При этом используется соотношение

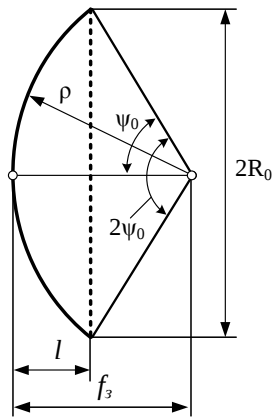
$$D = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2} k_{рез} \cdot \quad (4.1)$$

Следует учитывать, что коэффициент усиления $G = D\eta$, S_A – геометрическая площадь раскрыва, $k_{рез}$ – результирующий коэффициент использования площади апертурной антенны, который на первом этапе проектирования может быть принят равным 0,5.

2. По заданной длине волны выбирается тип облучателя [3], [5]. От облучателя в основном зависят диапазонные свойства антенны. Вибраторные облучатели, питаемые с помощью коаксиальных линий, применяются обычно в дециметровом диапазоне и в длинноволновой части сантиметрового диапазона.

На сантиметровых и более коротких волнах используют волноводные и рупорные облучатели. Студенту предлагается самому выбрать тип облучателя согласно варианту задания в табл. 1.3.

3. Рассчитывается нормированная ДН облучателя в общем случае в двух главных плоскостях.



Основные геометрические параметры зеркала: $2R_0$ – раскрыв апертурной антенны; $2\psi_0$ – угол раскрыва; l – глубина зеркала; f_3 – фокусное расстояние

3.1. Расчет параметров рупорных облучателей приведен в разделах 2 и 3. Для обеспечения небольшого затенения раскрыва облучателем радиус r_p конического рупорного облучателя выбирается из условия:

$$\frac{r_p}{R_0} \leq (0.22 \div 0.27). \quad (4.2)$$

В первом приближении ДН рупорного облучателя апертурной антенны можно принять осесимметричной и аппроксимировать формулой:

$$f_{обл}(\theta) = (1 + \cos \psi) \frac{J_1(kr_p \sin \theta)}{kr_p \sin \theta}, \quad (4.3)$$

где $J_1(kr_p \sin \theta)$ - функция Бесселя первого порядка; $k = 2\pi / \lambda$ - волновое число.

В том случае, когда по соотношению (4.2) получают большие габаритные размеры рупора, необходимо определять r_p графически следующим образом:

- выбирается угол раскрыва зеркальной антенны $\psi = 2\psi_0$ в пределах от 100° до 160° ;
- строится график зависимости

$$f_{обл}(r_p) = \left| (1 + \cos \psi_0) \frac{J_1(kr_p \sin \psi_0)}{kr_p \sin \psi_0} \left(\cos^2 \left(\frac{\psi_0}{2} \right) \right) \right|, \quad (4.4)$$

по которому на уровне $\Delta=0,31$ находится радиус рупора r_p ;

- строится ДН облучателя по выражению (4.3).

3.2. ДН некоторых других типов облучателей могут быть рассчитаны по следующим формулам:

- вибраторный облучатель с дисковым рефлектором

$$f_{облE}(\theta) = f_{облH}(\theta) = \begin{cases} \cos^2 \theta, & |\theta| \leq \pi/2, \\ 0, & \theta > \pi/2; \end{cases} \quad (4.5)$$

- двухщелевой облучатель (облучатель Катлера)

$$f_{облE}(\theta) = f_{облH}(\psi) = \begin{cases} \cos \theta, & |\theta| \leq \pi/2, \\ 0, & \theta > \pi/2. \end{cases} \quad (4.6)$$

В приведенных формулах угол θ отсчитывается от оси облучателя.

4. Принимая, что ДН облучателя является осесимметричной, а раскрыв антенны - круглым, находим угол раскрыва апертурной антенны $2\psi_0$ (если на данном этапе он ещё не выбран) из уравнения:

$$f_{обл}(\psi_0) \cos^2\left(\frac{\psi_0}{2}\right) = \Delta, \quad (4.7)$$

где Δ - уровень поля на краю раскрыва апертурной антенны, зависящий от УБЛ [5]. Часто угол ψ_0 определяется из условия максимума КНД апертурной антенны ($\Delta \approx 0,31$).

5. Проводится расчет геометрических параметров антенны (см. рис. 4.1):

$$f_3 = R_0 / 2 \operatorname{tg}(\psi_0 / 2) \quad (4.8)$$

- фокусное расстояние зеркальной антенны, где R_0 - радиус раскрыва зеркала;

$$\rho_3(\psi) = f_3 / \cos^2(\psi / 2) \quad (4.9)$$

- профиль зеркала;

$$l = f_3 - R_0 / \operatorname{tg}(\psi_0) \quad (4.10)$$

- глубина зеркала.

6. Рассчитывается и строится график распределения амплитуды поля в раскрыве зеркальной антенны:

$$E_s(r) = f_{обл}(\psi) \cos^2\left(\frac{\psi}{2}\right). \quad (4.11)$$

В формуле (4.11) $\psi = \psi(r) = 2 \arctg(r / 2 f_3)$, $0 \leq r \leq R_0$.

7. Проводится расчет множителя направленности $F_\Sigma(\theta)$ и ДН $F(\theta)$ зеркальной антенны по следующим соотношениям:

$$F_\Sigma(\theta) = \int_0^{R_0} E_s(r) J_0(kr \sin \theta) r dr; \quad (4.12)$$

$$F(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} F_\Sigma(\theta), \quad (4.13)$$

где $J_0(kr \sin \theta)$ - функция Бесселя нулевого порядка; $k = 2\pi / \lambda$ - волновое число.

8. Рассчитанную ДН необходимо нормировать, определить ширину главного лепестка по уровню половинной мощности ($\Delta\theta_{0,5}$) и уровень боковых лепестков, сравнить с требуемым в задании.

9. Далее следует оценить величину коэффициента использования поверхности раскрыва

$$K_{pez} = k_A k_{II}, \quad (4.14)$$

где апертурный коэффициент использования площади

$$k_A = \frac{2 \left| \int_0^{R_0} E_s(r) r dr \right|^2}{R_0^2 \int_0^{R_0} |E_s(r)|^2 r dr}, \quad (4.15)$$

коэффициент перехвата

$$k_{II} = \frac{\int_0^{\psi_0} |f_{обз}(\psi)|^2 \sin(\psi) d\psi}{\int_0^{\pi} |f_{обз}(\psi)|^2 \sin(\psi) d\psi}. \quad (4.16)$$

Уточнить величину коэффициента направленного действия антенны.

$$D = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2} K_{pez}. \quad (4.17)$$

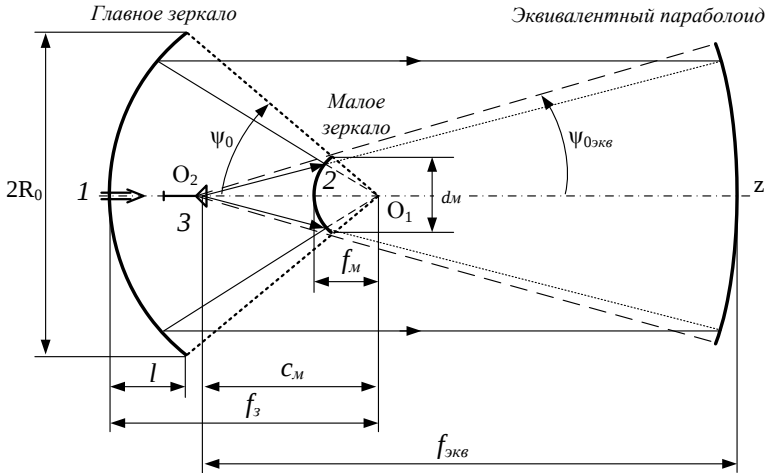
По расчетному КНД определить коэффициент усиления антенны и сравнить с заданным.

10. В заключение следует разработать эскиз антенны и устройство её сопряжения с фидерным трактом (при необходимости определяется его электрическая прочность [5]).

5. Примерная методика расчета двухзеркальных антенн для приема линейно-поляризованного сигнала

При проектировании антенны рекомендуется применить двухзеркальную антенну Кассегрена, построенную по классической схеме: большое зеркало параболической формы, а малое - гиперболической.

Двухзеркальная антенна по схеме Кассегрена (см. рисунок) представляет собой систему, состоящую из главного зеркала 1 в виде параболоида вращения диаметром $2R_0$, вспомогательного (малого) зеркала 2, диаметр которого d_M , и облучателя 3, ψ_0 и $\psi_{0экв}$ - углы раскрыва главного и малого зеркала (эквивалентного параболоида), f_3 и $f_{экв}$ - фокусные расстояния главного и эквивалентного параболоидов. Все расстояния по ломаной линии от фокуса до раскрыва одинаковы, что обеспечивает синфазность поля в раскрыве.



Принцип работы двухзеркальной антенны по схеме Кассегрена состоит в том, что электромагнитное поле от облучателя, отражаясь от второго зеркала (гиперboloида), попадает на поверхность первого зеркала (параболоида), а отражённое от него излучается в пространство, причём вид излучаемого в пространство поля совпадает с полем, излучаемым плоской синфазной поверхностью.

Антенны Кассегрена широко используются в области радиорелейной и космической связи, в радиоастрономии, радиоуправлении, радиолокации и т.д. Для космической связи обычно строят антенны больших размеров с диаметром большого зеркала в 20 - 30 м и более. На тропосферных линиях связи применяются антенны с диаметром раскрыва 7 - 18 м. В области радиорелейной связи применяются антенны с диаметром раскрыва от 0,5 до 5 м.

Порядок расчета двухзеркальной антенны аналогичен порядку расчета параболической (однозеркальной) антенны. Исходными данными являются частота f_0 и коэффициент усиления K_y .

1. Определяются площадь и радиус раскрыва R_0 двухзеркальной антенны. При этом используется соотношение:

$$D = \frac{4\pi S_A}{\lambda^2} k_{рез}, \quad (5.1)$$

где S_A - геометрическая площадь раскрыва; $k_{рез}$ - результирующий коэффициент использования площади апертурной антенны, который на первом этапе проектирования может быть принят равным 0,6. При определении диаметра раскрыва большого зеркала по заданному K_y

можно принять, что коэффициент полезного действия антенны $\eta = (0,85 \div 0,9)$.

2. В качестве облучателя двухзеркальной антенны, как правило, выбирается конический рупор, и лучше всего либо гофрированный, либо с изломом образующей (раздел 9.4 в [1]). Если в качестве облучателя выбирается пирамидальный рупор, то необходимо обеспечить осесимметричную ДН, т.е. размеры раскрыва рупора должны удовлетворять соотношению $a_p \approx 1,5b_p$.

3. Определяются фокусное расстояние f_3 главного зеркала

$$f = (0,35 \div 0,5)2R_0; \quad (5.2)$$

рассчитывается угол раскрыва $\psi_0 = 2\arctg(R_0/2f_3)$. (5.3)

Из конструктивных соображений выбираются параметры:

$$c_M = (0,5 \div 0,8)f_3 \quad (5.4)$$

- расстояние между фокусами малого гиперболического зеркала и угол раскрыва малого зеркала $\psi_{0\text{экв}} = 15^\circ \div 20^\circ$.

4. Рассчитываются основные геометрические параметры двухзеркальной антенны:

$$f_{\text{экв}} = f_3 \frac{e+1}{e-1} \quad (5.5)$$

- фокусное расстояние эквивалентного зеркала,

где эксцентриситет малого зеркала
$$e = \frac{\sin(\psi_0 + \psi_{0\text{экв}})}{\sin(\psi_0 - \psi_{0\text{экв}})}; \quad (5.6)$$

- диаметр малого зеркала
$$d_M = \frac{2c_M \sin(\psi_0) \sin(\psi_{0\text{экв}})}{\sin(\psi_0 + \psi_{0\text{экв}})}; \quad (5.7)$$

- фокус малого зеркала
$$f_M = \frac{d_M \cos\left(\frac{\psi_0 + \psi_{0\text{экв}}}{2}\right)}{4 \sin\left(\frac{\psi_0}{2}\right) \cos\left(\frac{\psi_{0\text{экв}}}{2}\right)}; \quad (5.8)$$

- форма гиперboloида
$$\rho_M(\psi) = \frac{f_M(1+e)}{1+e \cos(\psi)}; \quad (5.9)$$

- профиль главного зеркала
$$\rho_3(\psi) = \frac{f_3}{\cos^2(\psi/2)}; \quad (5.10)$$

- глубина главного зеркала
$$l = f_3 - R_0/\tg(\psi_0). \quad (5.11)$$

5. Если считать, что ДН облучателя является осесимметричной и аппроксимируется формулой (4.3), а раскрыв антенны - круглым, из уравнения

$$f_{обл}(\psi_0) \cos^2(\arctg(r_p/2f_{экв})) = \Delta \quad (5.12)$$

находим диаметр облучателя $d_p = 2r_p$, Δ - уровень поля на краю раскрыва двухзеркальной антенны. Во многих случаях d_p может быть определен из условия максимума КНД ($\Delta \approx 0,31$).

Если не удастся решить уравнение (5.12) численно, то его можно решить графически, построив зависимость $\Delta(r_p)$ и оценив значение r_p по уровню $\Delta \approx 0,31$.

По полученным размерам раскрыва облучателя необходимо построить его диаграмму направленности, а также рассчитать длину рупора и выбрать фидерный тракт в соответствии с частотой f_0 с учетом критической частоты по табл. 5 из [8].

6. Рассчитывается и строится график распределения амплитуды поля в раскрыве двухзеркальной антенны:

$$E_S(r) = f_{обл}(\psi) \cos^2\left(\frac{\psi}{2}\right), \quad (5.13)$$

где $\psi = \psi(r) = 2\arctg(r/2f_{экв})$, $0 < r < R_0$.

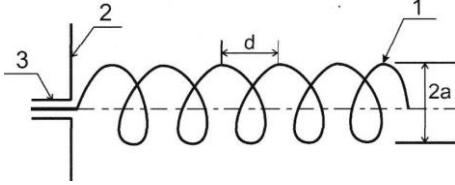
На данном этапе необходимо проверить уровень поля на краю раскрыва зеркала Δ . Если уровень поля не соответствует $\Delta \approx 0,31$, то необходимо скорректировать размеры облучателя.

Следующие пункты расчета (пп. 7-10) полностью соответствуют представленным в разделе 4 (см. порядок расчета зеркальных антенн).

6. Примерная методика расчета спиральной антенны в режиме осевого излучения

Спиральная антенна в режиме осевого излучения относится к антеннам поля круговой поляризации, обладает высокими диапазонными свойствами. Конструктивно представляет собой металлическую спираль 1, питаемую коаксиальной линией 3 (см. рисунок). Внешний проводник коаксиальной линии присоединяется к рефлектору 2, который необходим для повышения эффективности возбуждения антенны и улучшения ее направленных свойств.

Параметрами цилиндрической спирали являются: N – число витков спирали; α – угол подъема витка; a – радиус спирали ($2a$ – диаметр антенны); L – осевая длина спирали; d – шаг спирали; l_s – длина витка спирали.



В качестве исходных данных для расчета заданы: рабочий диапазон $\Delta\lambda/\lambda$, средняя длина волны λ_0 и

коэффициент усиления антенны K_y . Необходимо выполнить расчет ДН и КНД, оценить ширину ДН $\Delta\theta_{0,5}$ и УБЛ на средней и крайних частотах рабочего диапазона, входное сопротивление антенны.

1. Параметры спиральной антенны, излучающей поле вращающейся поляризации в режиме осевого излучения, определяются следующими ориентировочными соотношениями:

- угол подъема витка α : $12^\circ < \alpha < 18^\circ$; $\alpha = \arctg \frac{d}{2\pi a}$; (6.1)

- длина витка спирали $l_s = \lambda_0$; $l_s = \sqrt{(2\pi a)^2 + d^2}$; (6.2)

- коэффициент замедления основного типа волны вдоль проводника спирали $\xi = 1,25$;

- шаг спирали d рассчитывается из соотношений (6.1) и (6.2) при выбранных значениях α и l_s ;

- длина антенны: $L = Nd$, где N – количество витков, выбирается, как правило, не более 11;

- радиус витка: $a = \frac{\lambda_0}{2\pi \left(\xi \sqrt{1 + \tg^2 \alpha} - \tg \alpha \right)}$; (6.3)

- для обеспечения поля круговой поляризации;

$$a = \frac{\lambda_0}{2\pi \left(\xi \sqrt{1 + \tg^2 \alpha} - \tg \alpha \left(1 + \frac{\lambda_0}{2L} \right) \right)}; \quad (6.4)$$

- для обеспечения максимального КНД.

2. ДН спиральной антенны можно представить в виде совокупности двух линейно поляризованных компонент поля на основании теоремы о перемножении диаграмм:

$$F_{\theta}(\theta) = F_{1\theta}(\theta)F_{\Sigma}(\theta); \quad (6.5)$$

$$F_{\varphi}(\theta) = F_{1\varphi}(\theta)F_{\Sigma}(\theta), \quad (6.6)$$

где $F_{1\theta}(\theta) \approx \cos \theta$, $F_{1\varphi}(\theta) \approx 1$ - меридиональная и азимутальная составляющие поля, создаваемые витком радиуса a соответственно, множитель направленности

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{Nk}{2} (\xi l_{\theta} - d \cos \theta) \right]}{N \sin \left[\frac{k}{2} (\xi l_{\theta} - d \cos \theta) \right]}. \quad (6.7)$$

3. Амплитудная ДН спиральной антенны определяется по выражению

$$F(\theta) = \sqrt{F_{\theta}^2(\theta) + F_{\varphi}^2(\theta)}. \quad (6.8)$$

Далее находятся УБЛ, проводится оценка ширины ДН $\Delta\theta_{0,5}$, КНД можно рассчитать по следующей формуле [7]:

$$D = \frac{2}{\int_0^{\pi} F(\theta) \sin \theta d\theta}. \quad (6.9)$$

Также для расчета КНД можно воспользоваться выражением, полученным в результате экспериментов [3]:

$$D \approx 15 \left(\frac{l_{\theta}}{\lambda_0} \right)^2 N \frac{d}{\lambda_0}. \quad (6.10)$$

Данное соотношение справедливо, если $N > 3$, $12^\circ < \alpha < 16^\circ$, а l_{θ}/λ_0 меняется от 0,75 до 1,3.

Зная КНД, нетрудно определить K_y . По заданию необходимо оценить ДН $\Delta\theta_{0,5}$, K_y и УБЛ не только на средней, но и на крайних частотах рабочего диапазона. Расчетный K_y сравнить с заданным.

4. Активная часть входного сопротивления спиральной антенны может быть рассчитана по формуле

$$R_{\text{вх}} \approx 140 l_{\theta} / \lambda_0. \quad (6.11)$$

Поскольку входное сопротивление спиральной антенны активно и близко к 140 Ом, необходимо рассчитать согласующее устройство на входе (например, четвертьволновый трансформатор).

5. Разрабатываются эскиз спиральной антенны и устройство её сопряжения с фидерным трактом.

6. Производится расчет ДН и K_y решетки спиральных антенн размером $n \times m$, указанном в задании в табл. 5.

Если решетка является плоской синфазной, предназначенной для обострения ДН в двух главных плоскостях ($n \neq 1$, $m \neq 1$), то расчет её ДН в обеих плоскостях определяется выражением (XV.28a) [3, с. 322]. Если решетка линейная, то расчет характеристик необходимо произвести в соответствии с выражениями, приведенными в параграфе XVIII.2 [3].

7. В заключение необходимо разработать эскиз антенной решетки с учетом способа реализации схемы распределения мощности и его конструктивного исполнения.

7. Примерный расчет диэлектрической стержневой антенны

Диэлектрические стержневые антенны относятся к антеннам бегущей волны или антеннам поверхностных волн [3, 5, 9] и находят применение в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн, т.е. на частотах 2 ГГц и выше. Один стержень обеспечивает формирование диаграммы направленности с шириной главного лепестка более 25 градусов. Для получения более узких диаграмм направленности стержневые антенны объединяются в антенные решетки.

Стержневые антенны реализуют режим осевого излучения и выполняются на основе замедляющих систем, способных поддерживать поверхностные волны. При этом направляющим элементом поверхностных волн является диэлектрический стержень, а ее возбудителем – либо электрический вибратор, либо металлический волновод. Для улучшения согласования антенны со свободным пространством диэлектрический стержень выполняется в виде усеченного конуса. При этом существенно снижается уровень боковых лепестков, составляющий для несужающегося стержня порядка 30..40 % от уровня главного лепестка диаграммы направленности.

Одними из преимуществ диэлектрических стержневых антенн являются простота конструкции и малые размеры поперечного сечения излучающей системы. Это позволяет размещать невыступающие антенны бегущей волны на гладкой поверхности летательных

объектов. В качестве основного недостатка можно отметить малую мощность излучения и относительно невысокий коэффициент полезного действия, обусловленный потерями в диэлектрике.

Стержневые диэлектрические антенны относятся к узкополосным, поскольку рабочая полоса частот измеряется обычно единицами процентов, значительно реже - десятками процентов.

Конструкция стержневой диэлектрической антенны показана на рис. 7.1.

Конструкция антенны включает две основные части:

- возбуждающее устройство в виде коаксиально-волноводного перехода на круглом волноводе с волной основного типа H_{11} ;
- круглый диэлектрический стержень, представляющий собой отрезок регулярного (цилиндрического) или нерегулярного (конического) диэлектрического волноводов.

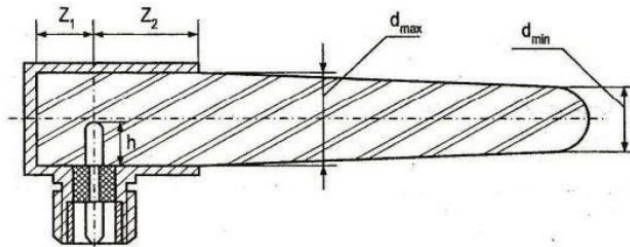


Рис. 7.1.

На первом этапе осуществляется выбор параметров диэлектрического материала, из которого изготавливается стержень.

Традиционно для изготовления данных антенн применяются высокочастотные диэлектрики, обладающие малыми потерями. К ним, в частности, можно отнести материалы типа полистирол, люцит, фторопласт, у которых величина относительной диэлектрической проницаемости составляет порядка $\epsilon \approx 2,2 \dots 2,6$, а тангенс угла диэлектрических потерь не превышает $\operatorname{tg} \delta = 10^{-3} \dots 10^{-4}$.

После выбора параметров материала рассчитываются максимальный $d_{\max}$ и минимальный $d_{\min}$ диаметры стержня [3, 5, 9]:

$$d_{\max} \approx \lambda_{cp} / \sqrt{\pi(\epsilon - 1)}; \quad (7.1)$$

$$d_{\min} \approx \lambda_{cp} / \sqrt{2.5\pi(\epsilon - 1)}. \quad (7.2)$$

Формулы (7.1) и (7.2) получены с учетом обеспечения переноса основной части мощности внутри диэлектрического стержня.

Длина стержня, обеспечивающего получение максимального значения коэффициента направленного действия, определяется выражением:

$$L \approx \frac{\lambda_{cp}}{2(\varepsilon - 1)}. \quad (7.3)$$

Если в качестве исходных данных задана ширина главного лепестка диаграммы направленности $2\Delta\theta_{0.5}$, то длина стержня может быть найдена с использованием соотношения:

$$L \approx \frac{60^\circ}{2\Theta_{0.5}} \lambda_{cp}. \quad (7.4)$$

Для найденных геометрических размеров стержня коэффициент замедления ξ составляет примерно 1,2..1,4 и вычисляется по формуле:

$$\xi \cong 1 + \frac{\lambda_{cp}}{2L}. \quad (7.5)$$

Зависимость коэффициента замедления ξ в диэлектрической антенне от ее волновых размеров показана на рис. 7.2 из [5].

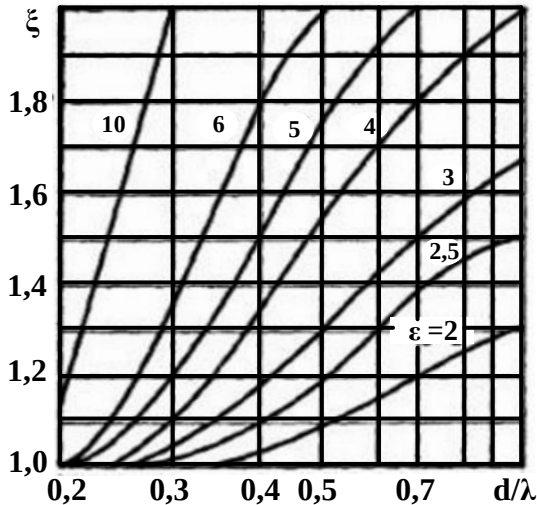


Рис. 7.2

Известны несколько способов расчета диаграммы направленности, в которых механизм излучения антенны представляется либо как излучение эквивалентными поверхностными токами на стержне, либо как излучение токов смещения (поляризации) в объеме стержня.

Поскольку расчет излучения объемных токов смещения позволяет получить наиболее точные результаты для средних по длине стержней, когда $L \leq 6\lambda$, широко применяемых на практике, применим для вычисления характеристики направленности данный метод. В соответствии с ним сечения объемной диаграммы направленности в плоскостях E ($\varphi = 0$) и H ($\varphi = \pi/2$) определяются формулами:

$$F_{\theta}(\theta) \cong J_0(ka \sin \theta) \cos \theta \left| \frac{\sin \psi}{\psi} \right|; \quad (7.6)$$

$$F_{\varphi}(\theta) \cong J_0(ka \sin \theta) \left| \frac{\sin \psi}{\psi} \right|, \quad (7.7)$$

где $J_0(ka \sin \theta)$ - функция Бесселя нулевого порядка;

$$\psi = 0.5kL(\cos \theta - \xi);$$

угол θ отсчитывается от оси антенны;

L - длина диэлектрического стержня вне волноводной секции;

$a = 0.25(d_{\max} + d_{\min})$ - средний радиус эквивалентной цилиндрической антенны.

Формулы (7.6) и (7.7) не учитывают излучения от стыка диэлектрического стержня с волноводом и отражения от конца диэлектрического стержня, определяющего высокий уровень боковых лепестков, а также затухание в нем, вызванное излучением и тепловыми потерями. Вследствие этого совпадение теоретических и экспериментальных ДН возможно только в области главного лепестка. Учет потерь в диэлектрике приводит к исчезновению нулей в ДН.

Величина коэффициента направленного действия рассчитывается по формуле:

$$D_0 \approx (7...8) \frac{L}{\lambda_{cp}}. \quad (7.8)$$

8. Примерная методика расчета волноводно-щелевых антенн

Волноводно-щелевые антенны (ВЩА) являются разновидностью линейных антенных решеток. Они обеспечивают

формирование узкой ДН в плоскости, проходящей через ось волновода, и представляют собой систему щелей, прорезанных в стенках волновода. Различают два типа волноводно-щелевых антенн: резонансные и нерезонансные. У резонансных антенн на центральной частоте все щели возбуждаются синфазно, в результате чего направление главного максимума совпадает с нормалью к оси антенны. В интересах устранения дифракционных лепестков щели располагают на расстоянии $d = \lambda_B / 2$, где λ_B – длина волны в волноводе. Для линейно поляризованных антенн используются поперечные щели или продольные щели, размещенные на широкой стенке прямоугольного волновода с волной H_{10} по разные стороны от оси волновода, или щели, наклоненные под углом α на узкой стенке такого волновода, при этом соседние щели имеют противоположный наклон [1]. В конце волновода резонансных антенн устанавливается короткозамыкатель.

Характерной особенностью нерезонансных антенн является то, что у них щели располагаются на расстоянии d , несколько большем или меньшем $\lambda_B / 2$ (используется оценка $d \leq \frac{N-1}{N} \lambda_{B_{\min}} L$, где N – количество щелей; L – длина антенны). В конце волновода устанавливается согласованная нагрузка, в которой рассеивается 5 – 10 % мощности. Максимум ДН такой антенны отклонен от нормали к оси решетки, и его положение зависит от частоты.

Исходными данными для расчета волноводно-щелевой антенны являются средняя частота f_{cp} , ширина ДН $2\Delta\theta_{0,707}$, УБЛ.

В результате должны быть рассчитаны: форма ДН, КНД, ширина ДН $2\Delta\theta_{0,707}$, УБЛ, оценена полоса рабочих частот, разработан эскиз конструкции антенны. Для дальнейших расчетов в рамках курсового проектирования щелевые излучатели принимаются резонансными. В качестве модели волноводно-щелевой антенны рассматривается регулярная линия, в которую проводимости включены параллельно. Конструктивной реализацией такой антенны может выступать прямоугольный волновод с волной H_{10} , в котором прорезаны продольные щели в широкой стенке.

1. Размеры антенны (её длина L , расстояние между щелями d , вид щелей и их параметры) определяются длиной волны, параметрами выбранного волновода, требуемыми значениями КНД или ширины ДН и УБЛ, которые обеспечиваются выбором амплитудного распределения щелей.

Функции распределения амплитуды возбуждения щелей, используемые на практике, представлены в таблице (δ – относительный уровень возбуждения крайних щелей; λ_0 – длина волны в свободном пространстве; n – номер щели; z_n – координата n -й щели).

Функции возбуждения щелей

	Вид распределения	δ	L / λ_0	УБЛ, дБ
1	$f_n = 1 - (1 - \delta) \left(\frac{2z_n - L}{L} \right)^2$	1	$50,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	13,2
		0,8	$52,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	15,8
		0,5	$55,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	17,1
		0	$66^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	20,6
2	$f_n = \delta + (1 - \delta) \cos \left(\frac{\pi(2z_n - L)}{2L} \right)$	1	$50,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	13,2
		0,6	$52,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	16
		0,2	$55,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	21,5
		0	$66^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	23
3	$f_n = \delta + (1 - \delta) \cos^2 \left(\frac{\pi(2z_n - L)}{2L} \right)$	1	$50,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	13,2
		0,6	$56,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	18,7
		0,2	$67,5^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	30,3
		0	$83^\circ / \Delta\theta_{0,707}$	32

2. Количество щелей определяется по формуле:

$$N = \text{round} \left(\frac{L}{d} \right).$$

3. Рассчитывается нормирующий множитель:

$$\sigma = \frac{1 - \chi^I}{\sum_{n=1}^N f_n^2},$$

где χ – относительная величина мощности в нагрузке волновода. Для нерезонансной антенны $\chi \approx 0,05-0,1$, для резонансной антенны $\chi = 0$.

4. Допуская, что взаимодействие между щелями определяется только волной основного типа, между падающими и отраженными волнами на входах n -й щели имеют место следующие связи:

$$\begin{aligned} a_{n-1} &= -\left(\left(1 + \frac{g_n}{2} \right) a_n + \frac{g_n}{2} b_n \right) \exp(j\gamma_B l_n); \\ b_{n-1} &= \left(\frac{g_n}{2} a_n - \left(1 - \frac{g_n}{2} \right) b_n \right) \exp(-j\gamma_B l_n), \end{aligned}$$

где γ_B – постоянная распространения (волновое число) волновода;

g_n – проводимость n -й щели;

a_n – комплексная амплитуда падающей волны n -й щели;

b_n – комплексная амплитуда отраженной волны n -й щели;

l_n – расстояние между n -й и $n-1$ -й щелями.

Проводимость n -й щели определяется выражением:

$$g_n = \frac{2\sigma f_n^2}{|a_n + b_n|^2}.$$

5. Расчет проводимостей щелей, обеспечивающий выбранное амплитудное распределение f_n ($n = \overline{1, N}$), для нерезонансной антенны начинается с конца. Проводимость N -й щели рассчитывается по формуле $g_N = \sigma f_N^2 / \chi$. Принимая $a_N = \sqrt{\chi}$, $b_N = 0$, рассчитываются

комплексные амплитуды a_{N-1} , b_{N-1} и проводимость g_{N-1} . Далее с применением рекуррентных формул последовательно рассчитываются остальные проводимости и комплексные амплитуды.

В случае резонансной антенны для обеспечения идеального согласования на центральной частоте проводимости щелей рассчитываются по формуле:

$$g_n = \frac{f_n^2}{\sum_{n=1}^N f_n^2}.$$

Комплексные амплитуды рассчитываются аналогично случаю нерезонансной антенны, однако при этом

$$a_N = f_N \sqrt{2\sigma} / \left(1 - \exp(-j2\gamma_B l_{N-1}) \sqrt{g_N} \right),$$

$$b_N = -a_N \exp(-j2\gamma_B l_{N-1}).$$

6. Смещение x_n , продольных щелей относительно осевой линии широкой стенки волновода могут быть определены в соответствии с формулой:

$$x_n = \frac{a}{\pi} \arcsin \left(\sqrt{\frac{g_n \lambda_0 b}{2,09 \lambda_B a}} / \cos \left(\frac{\pi \lambda_0}{2 \lambda_B} \right) \right).$$

7. Диаграмма направленности антенны в плоскости, проходящей через ось волновода, имеет вид:

$$F(\theta) = f(\theta) \sum_{n=1}^N g_n (a_n + b_n) \exp(jk_0 z_n \cos(\theta)),$$

где $f(\theta) = \frac{\cos(\pi/2 \cos(\theta))}{\sin(\theta)}.$

8. КСВ определяется по формуле:

$$КСВ = \frac{|1 + Y_{BX}| + |1 - Y_{BX}|}{|1 + Y_{BX}| - |1 - Y_{BX}|},$$

где входная проводимость равняется проводимости первой щели $Y_{BX} = Y_1$. Проводимости щелей рассчитываются, начиная с конца антенны, по рекуррентной формуле:

$$Y_n = g_n + \frac{Y_n + jtg(\gamma_B l_{n+1})}{1 + jY_{n+1}tg(\gamma_B l_{n+1})},$$

при этом для нерезонансной антенны $Y_{N+1} = 1$, а для резонансной антенны $Y_{N+1} = g_N - jctg(\gamma_B l_{N+1})$.

9. Эквидистантные линейные и плоские антенные решетки

Антенная решетка представляет собой систему одинаковых и одинаково ориентированных излучателей. Существуют различные виды антенных решеток. Основными геометрическими параметрами линейной эквидистантной антенной решетки являются шаг решетки d ,

число излучателей N , сдвиг фаз токов соседних излучателей $\Delta\psi$. Длина решетки равняется $L=(N-1)d$.

В случае плоской антенной решетки с прямоугольной сеткой количество основных параметров увеличивается вдвое: (d_x, N_x, ψ_x, L_x); (d_y, N_y, ψ_y, L_y).

Исходными данными к проектированию антенной решетки являются: тип решетки (линейная или плоская), длина волны λ (или частота f), ширина ДН по половинной мощности $2\Delta\theta_{0.707}$, сектор сканирования $\theta_{ск}$, поляризация поля излучения.

В результате должны быть рассчитаны: параметры одиночного излучателя [ДН $F_1(\theta)$, коэффициент усиления G_1 , ширина ДН $2\Delta\theta_{0.707}$ и $2\Delta\theta_0$] и параметры антенной решетки [форма ДН $F_{реш}(\theta)$, коэффициент усиления $G_{реш}$, ширина ДН $2\Delta\theta_{0.707}$, УБЛ], оценена полоса рабочих частот, разработан эскиз конструкции антенны.

Рекомендуемый порядок расчёта

1. Выбрать и рассчитать излучатель решетки. Исходные данные для его расчета: длина волны λ , диапазон частот, поляризация излучаемого поля, сектор сканирования $\theta_{ск}$.

2. Рассчитать максимально допустимые значения шага d_x, d_y , при котором отсутствуют дифракционные максимумы. Исходные данные для расчета: длина волны λ , ширина ДН одиночного излучателя на нулевом уровне $2\Delta\theta_0$ и максимальный угол отклонения луча ФАР от нормали к решетке $\theta_{ск}$:

$$d = \frac{\lambda}{\sin \Delta\theta_0 + \sin \Delta\theta_{ск}}.$$

В случае плоских ФАР шаг решетки рассчитывается в двух плоскостях.

3. Линейные размеры ФАР (L_x и L_y) для равноамплитудного возбуждения можно оценить по формуле:

$$L = 51^\circ \frac{\lambda}{2\Delta\theta \cos \theta_{ск}}.$$

Затем рассчитывается число излучателей. Для плоской решетки эти параметры рассчитываются в двух плоскостях (с соответствующими индексами), а суммарное число излучателей равно:

$$N_{\Sigma} = N_x N_y.$$

4. После расчета геометрических параметров ФАР рассчитывается её амплитудная ДН для трёх положений луча в секторе

сканирования ($\pm 2\Delta\theta$ и 0°). При этом вначале рассчитывается множитель системы:

$$F_N(\theta) = \frac{\sin\left(\left(\frac{N}{2}\right)kd \sin\theta - \Delta\psi\right)}{N \sin\left(\left(\frac{1}{2}\right)kd \sin\theta - \Delta\psi\right)},$$

где k – волновое число. Сдвиг фаз между излучателями определяется по формуле:

$$\Delta\psi = 2\pi d \sin\theta_{\max} / \lambda,$$

где $\theta_{\max}$ – направление максимального излучения.

Непосредственно ДН ФАР рассчитывается с использованием теоремы перемножения:

$$F_{\text{реи}}(\theta) = F_1(\theta) F_N(\theta).$$

5. Коэффициент усиления ФАР рассчитывается по формуле:

$$G_{\text{реи}} = G_1 G_N,$$

где G_N – коэффициент усиления, создаваемый множителем решетки.

Для случая равноамплитудного возбуждения $G_N = N_\Sigma$.

6. Эскиз конструкции антенны включает: схему структурную электрическую (ЭЛ) ФАР с диаграммообразующей схемой, схему расположения излучателей и габаритный чертеж ФАР.

Библиографический список

1. Кочержевский Г.Н. и др. Антенно-фидерные устройства. - М.: Радио и связь, 1989. - 351 с.
2. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн / Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В. Г. - М.: Радио и связь, 1996. - 486 с.
3. Драбкин А. Л. и др. Антенно-фидерные устройства. - М.: Сов. радио, 1974.
4. Проектирование антенных устройств СВЧ: учеб. пособие / И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов, В.В. Лукин. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 107 с.
5. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ: учебник для радиотехнич. спец. вузов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.
6. Азенберг Г. З. и др. Антенны УКВ. Ч. 1,2. -М.: Связь, 1977. - 288 с.

7. Устройства СВЧ и антенны: методические указания к курсовой работе / Рязан. гос. радиотехн. ун-т; сост. А.В. Маторин. - Рязань, 2009. - 22 с.

8. Устройства СВЧ и антенны: методические указания к курсовому проектированию / Рязан. гос. радиотехн. акад.; сост.: В.И. Елумеев, А.Д. Касаткин, В.Я. Рендакова, Д.А. Кулясова. - Рязань, 2005. - 30 с.

9. Устройства СВЧ и антенны / под ред. Д.И. Воскресенского. - М.: Радиотехника, 2008. - 384 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

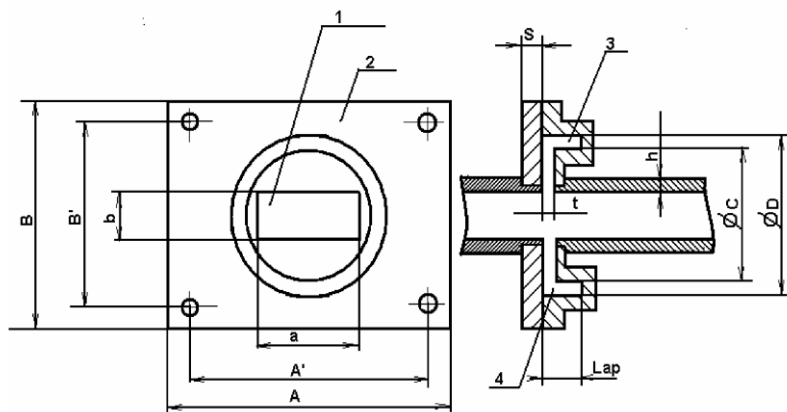
ХАРАКТЕРИСТИКИ СТАНДАРТНЫХ ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ВОЛНОВОДОВ

Обозначение волновода	Диапазон частот для основного типа волн, ГГц		Внутренние размеры, мм		Средняя длина волны $\lambda_{\text{ср}}$, см	Критическая длина волны $\lambda_{\text{кр}}$, см
	f_{min}	f_{max}	a	b		
МЭК-26	2,17	3,30	86,36,	43,18	11,5	17,3
МЭК-32	2,60	3,95	72,14	34,04	9,4	14,4
МЭК-40	3,22	4,90	57,17	29,083	7,5	11,6
МЭК-48	3,94	5,99	47,55	22,149	6,3	9,5
МЭК-58	4,64	7,05	40,39	20,193	5,2	8,0
МЭК-70	5,38	8,17	34,85	15,799	4,3	7,0
МЭК-81	6,57	9,99	28,499	12,624	3,7	5,7
МЭК-100	8,20	12,5	22,860	10,160	3,0	4,6
МЭК-120	9,84	15,0	19,050	9,525	2,5	3,8
МЭК-140	11,9	18,0	15,799	7,899	2,2	3,2
МЭК-180	14,5	22,0	12,954	6,477	1,7	2,6
МЭК-220	17,6	26,7	10,668	4,318	1,4	2,1
МЭК-260	21,7	33,0	8,636	4,318	1,2	1,7
МЭК-320	26,4	40,0	7,112	3,556	0,9	1,4
МЭК-400	32,9	50,1	5,690	2,845	0,75	1,1
МЭК-500	39,2	59,6	4,775	2,388	0,6	0,96
МЭК-620	49,8	75,8	3,759	1,880	0,48	0,76
МЭК-740	60,5	91,9	3,099	1,549	0,4	0,6
МЭК-900	73,8	112	2,540	1,270	0,33	0,5

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

РАЗМЕРЫ ЭЛЕМЕНТОВ ФЛАНЦЕВ

Тип волновода	a	b	h	A	B	A'	B'	S	C	D	t	Lap	d
МЭК-32	72,14	34,0	2,03	130	90			8,0	84,3	98,6	0,91	21,8	
МЭК-40	58,17	29,0	1,62	96	63			6,0	66,4	77,47	0,74	17,7	
МЭК-48	47,55	22	1,62	86	62			6,0	55,63	64,92	0,63	14,4	
МЭК-58	40,39	20,1	1,62	78	58			6,0	46,13	53,85	0,53	12,3	
МЭК-70	34,85	15,8	1,62	54	54	41	42	5,0	40,6	47,24	0,43	10	4,5
МЭК-84	28,5	12,6	1,62	47	47	35	37	5,0	32,36	37,97	0,38	8,76	4,5
МЭК-100	22,86	10,1	1,27	42	42	31	32	5,0	25,78	31,11	0,29	6,73	4,5
МЭК-120	19,05	9,52	1,27	39	39	29	30	5,0	21,74	25,32	0,23	5,82	4,5
МЭК-140	15,8	7,9	1,01	35	35	25	26	4,5	18,03	21,03	0,19	4,83	4,5
МЭК-180	12,95	6,48	1,01	30	30	22	23	4,5	14,78	17,25	0,15	3,96	3,5
МЭК-220	10,66	4,31	1,01	29	29	21	22	4,5	12,0	13,60	0,13	3,28	3,5
МЭК-260	8,636	4,31	1,01						9,86	11,51	0,1	2,64	3,5
МЭК-320	7,112	3,55	1,01	19	23	12	17		8,15	9,45	0,09	2,18	3,5
МЭК-400	5,69	2,84	1,01						6,53	7,57	0,07	1,75	
МЭК-500	4,775	2,38	1,01						5,46	6,35	0,06	1,45	



Дроссельный фланец: 1 – волновод; 2 – фланец;
3 – дроссельная канавка; 4 – радиальный зазор

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	1
1. Цели и задачи курсовой работы.....	1
1.1. Пояснительная записка.....	1
1.2. Задание для курсовой работы.....	2
2. Примерная методика расчета Н-плоскостной рупорной антенны с корректирующей линзой в раскрыве.....	5
3. Примерная методика расчета рупорной антенны с круговой поляризацией поля.....	8
4. Примерная методика расчета зеркальных антенн.....	11
5. Примерная методика расчета двухзеркальных антенн для приема линейно-поляризованного сигнала.....	14
6. Примерная методика расчета спиральной антенны в режиме осевого излучения.....	17
7. Примерный расчет диэлектрической стержневой антенны.....	20
8. Примерная методика расчета волноводно-щелевых антенн.....	23
9. Эквидистантные линейные и плоские антенные решетки.....	27
Библиографический список.....	29
ПРИЛОЖЕНИЕ 1.....	30
ПРИЛОЖЕНИЕ 2.....	31