

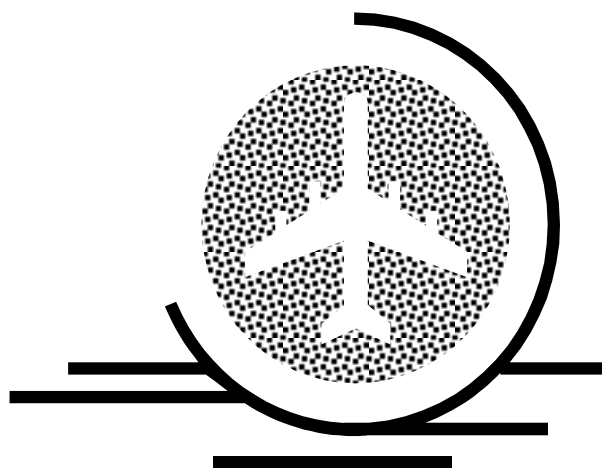


Кафедра конструирования
и производства радиоаппаратуры

А.С. Шостак Горелкин И.И. Зайцев В.П.

АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ. МИКРОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ

Учебно-методическое пособие по практическим занятиям и
курсовому проектированию



ТОМСК 2018

Федеральное агентство по образования Российской Федерации

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С. Шостак Горелкин И.И. Зайцев В.П.

**АНТЕННЫ И УСТРОЙСТВА СВЧ.
МИКРОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ И
УСТРОЙСТВА СВЧ**

Учебно-методическое пособие по практическим занятиям и
курсовому проектированию

Рецензент: профессор кафедры КИПР ТУСУР, Масалов Е.В.

Технический редактор: доцент кафедры КИПР ТУСУР, Кривин Н.Н.

Шостак А.С., Горелкин И.И., Зайцев В.П. Антенны и устройства СВЧ. Микроволновые антенны и устройства СВЧ. Учебно-методическое пособие по практическим занятиям и курсовому проектированию. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2018.- 119с.

Учебно-методическое пособие предназначено для студентов всех форм обучения высшего специального образования, выполняющих курсовой проект по дисциплинам «Антенны и устройства СВЧ», «Микроволновые антенны и устройства СВЧ». В пособии приведены краткие теоретические сведения и рекомендации, необходимые для выполнения всех разделов курсового проекта. В списке литературы, рекомендуемой для выполнения курсового проекта, дан перечень учебной, справочной и нормативно-технической литературы, обращение к которой позволит студентам углубить знания по теме курсового проекта.

© Шостак А.С., Горелкин И.И., Зайцев В.П. 2018

© Кафедра КИПР Томского
государственного университета систем
управления и радиоэлектроники, 2018

СОДЕРЖАНИЕ

1	ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ	6
2	ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ	
СВЧ	7
2.1	Антенны и устройства СВЧ в радиотехнических системах	7
2.2	Классификация антенн	10
3	РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ.....	11
3.1	Основные характеристики рупорных антенн.....	11
3.2	Метод расчета	12
3.3	Выбор геометрических размеров рупора и волноводного	
излучателя	13	
3.4	Расчет возбуждающего устройства	17
3.5	Расчет коэффициента отражения.....	21
3.6	Расчет диаграммы направленности	21
3.7	Коэффициент направленного действия и коэффициент	
усиления	23	
3.8	Диапазонность рупорной антенны	25
3.9	Методика расчета рупорных антенн	26
4	СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ	28
4.1	Принцип действия	28
4.2	Расчетные соотношения	33
4.3	Применение спиральных антенн	36
4.4	Порядок расчета спиральных антенн	38
4.5	Конструкция и питание спиральных антенн	40
5	ПАРАБОЛИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ.....	40
5.1	Принцип работы	41
5.2	Направленные свойства параболической антенны.....	42
5.3	Точность изготовления отражателя.....	48
5.4	Облучатели параболических антенн	49
5.4.1	Основные требования	49
5.4.2	Рупорные облучатели	49
5.4.3	Вибраторные облучатели	51

5.4.4	Щелевой облучатель	53
5.4.5	Допустимая дефокусировка облучателя	54
5.4.6	Антенны с решетчатыми и перфорированными отражателями	54
5.4.7	Параболические антенны со специальными диаграммами направленности	56
5.4.8	Антенны с диаграммой направленности типа $\cos ec \theta$	58
5.4.9	Порядок расчета параболической антенны	59
6	АНТЕННА ТИПА ВОЛНОВОЙ КАНАЛ	63
6.1	Общие сведения.....	63
6.2	Расчётная часть.....	64
	СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ	71
	ПРИЛОЖЕНИЕ 1	72
	ПРИЛОЖЕНИЕ 2	80
	ПРИЛОЖЕНИЕ 3	96
	ПРИЛОЖЕНИЕ 4	110

1 ТРЕБОВАНИЯ К КУРСОВОМУ ПРОЕКТУ

Курсовой проект представляет собой самостоятельную работу студента, которая завершает изучение дисциплины "Антенны и устройства СВЧ".

Каждому студенту выдается индивидуальное задание, в котором указана тема проекта и исходные данные.

Студенты должны произвести технически обоснованный выбор антенны и фидера, выполнить электрический расчет антенно-фидерного устройства, разработать конструкцию одного из его узлов, выработать рекомендации по настройке, проверке и особенностям эксплуатации разрабатываемого устройства.

Материалы проекта должны быть оформлены в виде пояснительной записки объемом в 10 - 20 листов текста и одного - двух листов чертежей.

Пояснительная записка должна содержать обоснование выбора типа антенны и фидера, краткие сведения об антенно-фидерном устройстве и его схеме, расчет основных электрических параметров и размеров антенно-фидерного устройства, рекомендации по настройке и измерению основных электрических параметров, а также особенностям эксплуатации разрабатываемого устройства [14].

Графическая часть проекта должна содержать эскиз или блок - схему антенно-фидерного устройства и конструктивный чертеж одного из его узлов (по указанию преподавателя) [14].

2 ОСНОВНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН И УСТРОЙСТВ СВЧ

2.1 Антенны и устройства СВЧ в радиотехнических системах

Антенно-фидерное устройство является неотъемлемой частью всякой радиотехнической системы. Все области применения радиоволн (радиолокация, радиосвязь, телевидение, радионавигация, радиоуправление, радиоастрономия и др.) не могут быть реализованы без антенн - устройств для излучения и приема электромагнитных волн. В любой радиолинии имеются передающая и приемная станции, связь между которыми осуществляется электромагнитными волнами.

Передающая антенна преобразует подведенную фидером энергию высокой частоты (ВЧ), выработанную передатчиком, в энергию электромагнитных волн и обеспечивает излучение в заданном направлении.

Приемная антенна улавливает и преобразует энергию проходящих свободных электромагнитных волн в энергию направляемых электромагнитных волн, передаваемых фидером в приемник.

Фидер является устройством, канализирующим энергию ВЧ, т.е. передающим энергию от передатчика к передающей антенне или от приемной антенны к приемнику. Фидер в ряде случаев называют линией передачи ВЧ или СВЧ (сверхвысокой частоты). Термин «фидер» наиболее широко распространен в радиосвязи. В радиолокации, радионавигации и радиоуправлении, использующих диапазон СВЧ, вместо термина «фидер» используют понятие «тракт СВЧ».

Антенно-фидерное устройство, обеспечивающее излучение и прием радиоволн, неотъемлемая часть любой радиотехнической системы. Требования к техническим характеристикам антенн вытекают из назначения радиосистемы, условий размещения, режима работы, допустимых затрат и т.д. Реализуемость необходимых направленных свойств, помехозащищенности, частотных, энергетических и других характеристик антенн во многом зависит от рабочего диапазона волн. Хотя в радиотехнических системах используют разные диапазоны частот, сверхвысокие частоты (СВЧ) получают все более широкое применение. Это объясняется возможностями реализации в антеннах СВЧ - характеристик, влияющих на важнейшие показатели качества всей радиосистемы. Так, в диапазоне СВЧ антенны могут создавать остронаправленное излучение с лучом шириной до долей градуса и усиливать сигнал в десятки и сотни тысяч раз. Это позволяет использовать антенну не только для излучения и приема радиоволн на большие расстояния, но и для пеленгации, борьбы с помехами, обеспечения ЭМС систем и ряда других задач.

Антенны СВЧ широко применяют в различных областях радиоэлектроники - связи, телевидении, радиолокации, радиоуправлении, а также в системах инструментальной посадки летательных аппаратов,

радиоэлектронного противодействия, радиовзрывателей, радиотелеметрии и др. Успешное развитие радиоастрономии и освоение космоса во многом связаны с достижениями антенной техники СВЧ.

Широкое распространение получили остронаправленные сканирующие антенны. При механическом сканировании, выполняемом поворотом всей антенны, максимальная скорость движения луча в пространстве ограничена и при современных скоростях летательных аппаратов оказывается недостаточной. Поэтому возникла необходимость в разработке новых типов антенн - фазированных антенных решеток (ФАР).

Бурное развитие микроэлектроники отразилось и на антенной технике. В последние годы широко используются микроэлектронные устройства СВЧ, полосковые и микрополосковые линии передачи, в том числе выполненные на них фазовращатели, коммутаторы, вентили, усилители и т. п. Потенциальные возможности микроэлектроники в уменьшении массы и объема радиоаппаратуры могут быть реализованы при соответствующем построении антенн, отказе от традиционных их типов и переходе к печатным антенным решеткам.

Проектирование и разработка антенно-фидерных устройств любой радиотехнической системы ведутся на основании технических требований, в которых определены основные характеристики создаваемого устройства. Кроме того, знание основных параметров и характеристик антенно-фидерных устройств и возможностей их реализации необходимо разработчикам радиотехнических систем, поскольку ряд важнейших параметров систем предопределяется антенными устройствами. Так, в радиолокации разрешающая способность и точность определения угловых координат, время и сектор обзора пространства, помехозащищенность, дальность действия и другие параметры РЛС определяются исключительно характеристиками антенны или в значительной степени зависят от них.

Основные характеристики антенно-фидерных устройств.

Направленность действия является основной характеристикой антенн, которая определяет неодинаковость излучения (или приема) антенн в различных направлениях. Для оценки направленности действия всех существующих антенн в теории вводится понятие абсолютно ненаправленной антенны - изотропного излучателя (гипотетический излучатель), который излучает электромагнитную энергию равномерно во все стороны.

Напряженность электрического поля E , создаваемая произвольной излучающей антенной в некоторой точке пространства $M(r, \theta, \varphi)$ будет зависеть от координат точки r, θ, φ и подводимой мощности P (или тока I), т.е. $E = E_m(I, r, \theta, \varphi)$. При $r = const$, $I = const$ ($P = const$) $E = E_{m \max} F(\theta, \varphi)$, откуда $E_m / E_{m \max} = F(\theta, \varphi)$, где $F(\theta, \varphi)$ - характеристика направленности - зависимость поля излучения от направления при неизменном расстоянии от точки наблюдения до антенны и неизменной подводимой мощности.

Характеристикой направленности приемной антенны является функция, характеризующая зависимость ЭДС, снимаемой с выходных клемм приемной антенны, от направления прихода радиоволн при неизменной поляризации и интенсивности поля. Графическое изображение характеристики направленности называется *диаграммой направленности* (ДН). Пространственная диаграмма направленности может быть изображена в виде некоторой поверхности. Радиус-вектор, проведенный от центра до некоторой точки поверхности, пропорционален полю излучения в данном направлении. Сечения пространственной диаграммы направленности плоскостями, проходящими через центр, называют *диаграммами направленности в соответствующей плоскости*.

При рассмотрении направленности действия необходимо учитывать *поляризационную характеристику* антенны, которая определяет поляризацию излучаемых и принимаемых ею волн. Антенна может излучать поле с вертикальной, горизонтальной, круговой или эллиптической (вращающейся) поляризацией, причем в зависимости от направления вращения поля волны могут быть как *право-*, так и *левонаправленными*.

Не менее важными являются *энергетические характеристики*, определяющие значения и изменения в процессе работы ряда величин, характеризующих максимально допустимую мощность излучения, при которой обеспечивается электрическая прочность и допустимый тепловой режим, мощность СВЧ - потерь в антенно-фидерном тракте, мощность шумов, развиваемая на входе приемника, мощность, требуемая для управления положением луча в пространстве, и т.д. Величины этих мощностей характеризуются КПД, шумовой температурой, входным сопротивлением антенны, волновым сопротивлением фидера, согласованием в питающем фидере и другими параметрами.

Частотные характеристики определяют изменение основных параметров антенн с частотой. При рассмотрении частотных характеристик антенно-фидерных устройств следует различать требования, предъявляемые к рабочему диапазону и полосе частот. Требуемая полоса частот определяется спектром передаваемого антенной сигнала, т.е. условием одновременного излучения или приема антенной заданного спектра частот. Диапазон частот определяется условием работы антенны последовательно во времени на различных участках этого диапазона волн, т.е. в принципе при изменении рабочей частоты радиосистемы допускается синхронное изменение некоторых параметров антенны.

В антеннах с механическим сканированием, в которых движение луча осуществляется поворотом антенны, характеристики управления не связаны с электрическим расчетом антенны и являются определяющими при проектировании механизмов вращения. *В электрически сканирующих антеннах*, в которых меняется положение луча в пространстве с помощью электрически управляемых устройств при неподвижной антенне, характеристики управления являются исходными при ее проектировании.

Антенно-фидерное устройство, как и любое инженерное сооружение, имеет ряд *общетехнических и экономических характеристик* таких, как сложность или простота устройства, масса и габариты (особенно важны в бортовой аппаратуре), надежность работы, механическая прочность, стоимость, простота и удобство эксплуатации, контроля, ремонта и т.д.

Основные требования к характеристикам разрабатываемого антенно-фидерного устройства в каждом конкретном случае различны и зависят от назначения. С увеличением объема обрабатываемой информации радиосистемы (например, с ростом дальности действия, разрешающей способности, точности определения координат, быстродействия, помехозащищенности и др.) возрастают требования к характеристикам антенно-фидерных устройств. Взаимосвязь между характеристиками антенно-фидерных устройств и характеристиками радиосистем приводится в соответствующих курсах радиолокации, радиоуправлении, навигации и т.д.

2.2 Классификация антенн

В соответствии с действующими ГОСТами антенны и линии передачи классифицируют по диапазонам радиоволн.

1. Антенны мириаметровых или сверхдлинных волн (СДВ), т.е. антенны, работающие в диапазоне длин волн $\lambda > 10$ км. Этот диапазон волн соответствует очень низким частотам (ОНЧ), т.е. частотам менее 30 кГц.

2. Антенны километровых или длинных волн (ДВ) ($\lambda = 10 \dots 1$ км). Это диапазон низких частот (НЧ) - 30...300 кГц.

3. Антенны гектометровых или средних волн (СВ) ($\lambda = 1000 \dots 100$ м). Это диапазон средних частот (СЧ) - 300...3000 кГц.

4. Антенны декаметровых или коротких волн (КВ) ($\lambda = 100 \dots 10$ м). Это диапазон высоких частот (ВЧ)-3...30 МГц.

5. Антенны метровых волн ($\lambda = 10 \dots 1$ м). Это диапазон очень высоких частот (ОВЧ)-30...300 МГц.

6. Антенны дециметровых волн ($\lambda = 100 \dots 10$ см). Это диапазон ультравысоких частот (УВЧ) - 300...3000 МГц.

7. Антенны сантиметровых волн ($\lambda = 10 \dots 1$ см). Это диапазон сверхвысоких частот (СВЧ) - 3... 30 ГГц.

8. Антенны миллиметровых волн ($\lambda = 10 \dots 1$ мм). Это диапазон крайне высоких частот (КВЧ) - 30...300 ГГц.

9. Антенны субмиллиметровых волн или децимиллиметровых волн ($\lambda = 1 \dots 0,1$ мм). Это диапазон гипервысоких частот (ГВЧ) - 300...3000 ГГц.

10. Антенны оптического диапазона ($\lambda < 0,1$ мм).

В приведенной выше классификации, как и в ГОСТе, диапазон СВЧ соответствует сантиметровым волнам, однако в существующей практике этот термин имеет более широкие границы, а именно, он включает волны от метровых до миллиметровых. В зарубежной (и переводной) литературе СВЧ - антеннам (технике) соответствует термин *микроволновые антенны* (техника).

Такая классификация обусловлена особенностью распространения радиоволн в различных диапазонах и различными возможностями в реализации требуемых характеристик, размеров антенн и точности их изготовления.

В конструктивном и электрическом отношении антенны разных диапазонов имеют существенные различия.

В теории антенн при рассмотрении их основных характеристик и методов расчета независимо от диапазона работы принято выделять следующие классы антенн:

- остронаправленные;
- диапазонные и сверхширокополосные;
- электрически сканирующие;
- слабонаправленные, устанавливаемые на борту ЛА, в которых учитывается явление дифракции на наружной поверхности ЛА.

В общей теории антенных устройств обычно деление на передающие и приемные антенны не проводится, хотя в конструктивном отношении их приходится различать. Каждый класс антенн может в свою очередь делиться на различные виды (типы), группы, причем в основу такого деления ставятся: направленность действия, частотные свойства и другие основные характеристики.

3 РУПОРНЫЕ АНТЕННЫ

3.1 Основные характеристики рупорных антенн

Волноводно-рупорные антенны являются простейшими антеннами сантиметрового диапазона волн.

Они могут формировать диаграммы направленности шириной от 100 - 140° (при раскрытии специальной формы) до 10 - 20° в пирамидальных рупорах. Возможность дальнейшего сужения диаграммы рупора ограничивается необходимостью резкого увеличения его длины.

Волноводно-рупорные антенны являются широкополосными устройствами и обеспечивают примерно полуторное перекрытие по диапазону. Возможность изменения рабочей частоты в еще больших пределах ограничивается возбуждением и распространением высших типов волн в питающих волноводах. Коэффициент полезного действия рупора высокий (около 100%). Рупорные антенны просты в изготовлении. Сравнительно небольшое усложнение (включение в волноводный тракт фазизирующей секции) обеспечивает создание поля с круговой поляризацией.

Недостатками рупорных антенн являются:

а) громоздкость конструкции, ограничивающая возможность получения узких диаграмм направленности;

б) трудности в регулировании амплитудно-фазового распределения поля в раскрыве, которые ограничивают возможность снижения уровня боковых лепестков и создания диаграмм направленности специальной формы.

Рупорные излучатели могут применяться как самостоятельные антенны или, так же как и открытые концы волноводов, в качестве элементов более сложных антенных устройств. Как самостоятельные антенны рупоры используются в радиорелейных линиях, в станциях метеослужбы, весьма широко в радиоизмерительной аппаратуре, а также в некоторых станциях специального назначения. Широко используются небольшие рупоры и открытые концы волноводов в качестве облучателей параболических зеркал и линз. Облучатели в виде линейки рупоров или открытых концов волноводов могут быть использованы для формирования диаграмм направленности специальной формы, управляемых диаграмм или, например, при использовании одного и того же параболоида для создания карандашной и косекансной диаграммы направленности. Для формирования узких диаграмм направленности могут быть использованы двумерные решетки, составленные из открытых концов волноводов или небольших рупоров. Возможно построение плоских или выпуклых фазированных решеток.

3.2 Метод расчета

Расчет рупорных антенн основан на результатах их анализа, т. е. первоначально ориентировочно задаются геометрическими размерами антенны, а затем определяют ее электрические параметры. Если размеры выбраны неудачно, то расчет повторяется снова.

Поле излучения рупорной антенны, как и всех антенн СВЧ, определяется приближенным методом. Сущность приближения заключается в том, что несмотря на связь между полем внутри и вне рупора, внутреннюю задачу решают независимо от внешней, и полученные из этого решения значения поля в плоскости раскрыва рупора используют для решения внешней задачи.

Амплитудное распределение поля в раскрыве рупора принимается таким же, как в питающем его волноводе. В связи с тем, что фронт волны в рупоре не остается плоским, а трансформируется в цилиндрический в секториальном рупоре и в сферический в пирамидальном и коническом, то фаза поля по раскрыву меняется по квадратичному закону.

Описанные амплитудное и фазовое распределения поля по раскрыву являются приближенными. Некоторое уточнение дает учет отражения от раскрыва хотя бы только основного типа волны. При этом надо иметь в виду, что коэффициент отражения Γ уменьшается с увеличением раскрыва.

Диаграмма направленности рупорной антенны по известному полю в раскрыве может рассчитываться методом волновой оптики на основе принципа Гюйгенса и формулы Кирхгофа [1,8,9]. Применение формулы Кирхгофа к электромагнитному полю не является строгим. Рядом авторов были внесены уточнения, учитывающие особенности электромагнитного поля антенны. В силу этого в литературе для расчета диаграммы направленности имеется несколько различных, но похожих друг на друга формул, которые дают близкие результаты. Имея выражение для диаграммы направленности, можно найти коэффициент направленного действия антенны, зависимость ширины диаграммы направленности от размеров раскрыва и другие характеристики антенны.

3.3 Выбор геометрических размеров рупора и волноводного излучателя

Рупорная антенна (рис. 3.1) состоит из рупора 1, волновода 2, и возбуждающего устройства 3.

Если генератор, питающий антенну, имеет коаксиальный выход, то возбуждение антенного волновода 2 осуществляется чаще всего штырем, расположенным перпендикулярно широкой стенке волновода, возбуждение к штырю подводится коаксиальным кабелем. Если генератор, питающий антенну, имеет волноводный выход, то фидерный тракт выполняется обычно в виде прямоугольного волновода с волной H_{10} . Волноводный фидер непосредственно переходит в волновод 2, возбуждающий рупор. Расчет возбуждающего устройства в виде несимметричного штыря будет приведен в следующем подразделе.

Выбор размеров волновода. Выбор размеров поперечного сечения прямоугольного волновода a и b производится из условия распространения в волноводе только основного типа волны H_{10} :

$$0,6\lambda \leq a \leq 0,9\lambda \quad (3.1)$$

Размер b должен удовлетворять условию $b < \lambda/2$ и может быть выбран равным $a/2$. При разработке конструкции желательно использовать типовые волноводы.

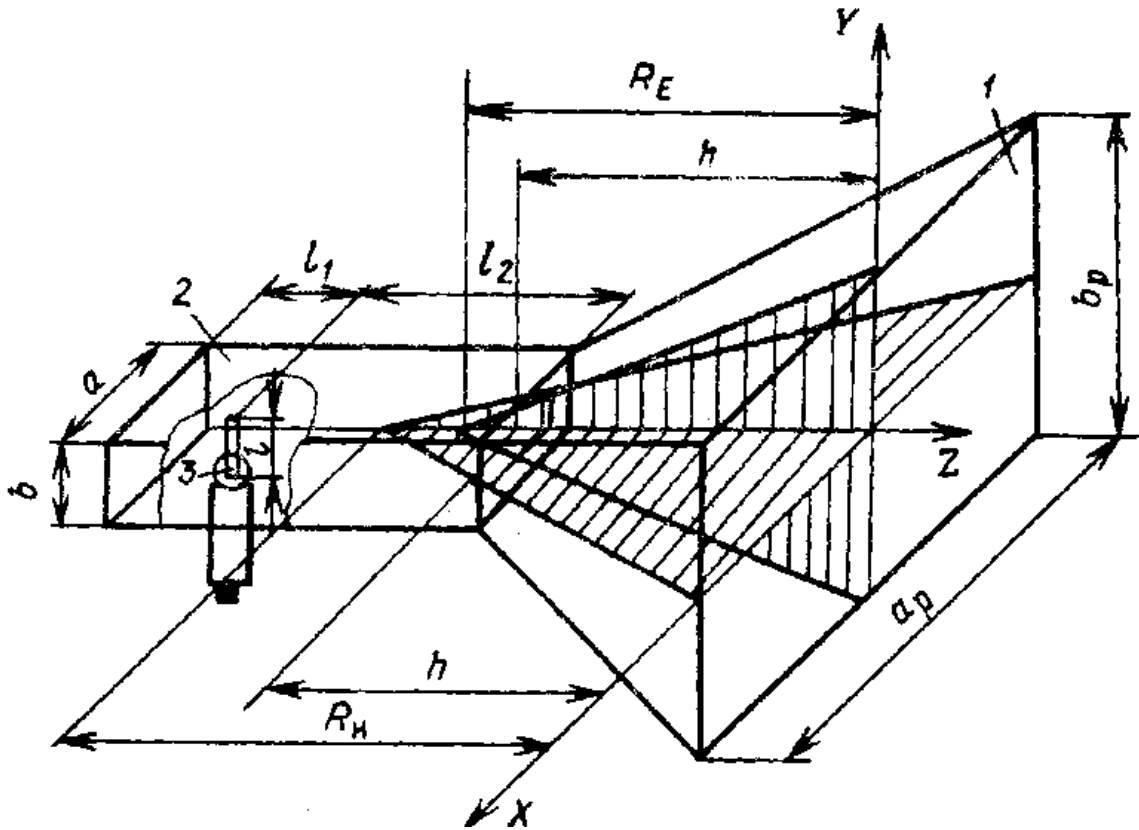


Рисунок 3.1. Схема рупорной антенны

Радиус r_2 сечения круглого волновода, который используется в конических рупорных антеннах, выбирается также из условия распространения только одного основного типа волны H_{11} , а именно

$$\frac{\lambda}{3,14} < r_2 < \frac{\pi}{2,61}. \quad (3.2)$$

Полоса пропускания круглых, волноводов несколько меньше, чем прямоугольных.

Длина отрезка волновода l_1 от возбуждающего штыря до закорачивающей стенки выбирается из условия согласования с питающим коаксиалом. Соображения по выбору длины l_1 будут приведены при расчете возбуждающего устройства. В большинстве случаев $l_1 \approx \lambda_B/4$.

Длина волновода l_2 от возбуждающего устройства до горловины рупора выбирается из условия фильтрации высших типов волн. Вблизи штыря кроме волны H_{10} возбуждается множество высших типов волн, все они оказываются в закритическом режиме и по мере движения к рупору затухают по экспоненциальному закону. Высшие типы волн не должны проходить в горловину рупора и затем в его раскрыт, для этого их амплитуда должна уменьшиться на длине l_2 примерно в 100 раз. Ближайшей волной высшего

типа в прямоугольном волноводе будет волна H_{20} . Если ее амплитуда затухает в 100 раз, то амплитуда других высших типов волн затухнет еще сильнее. Относительное изменение амплитуды волны H_{20} в 100 раз запишется следующим образом:

$$\frac{E}{E_0} = e^{j\gamma_{H_{20}}l_2} = 100, \quad (3.30)$$

откуда

$$l_2 = \frac{4,6}{j\gamma_{H_{20}}}, \quad (3.4)$$

$$l_2 = \frac{4,6\lambda}{2\pi\sqrt{\left(\lambda/\lambda_{KP H_{20}}\right)^2 - 1}}, \quad (3.5)$$

где $\gamma_{H_{20}}$ - постоянная распространения волны H_{20} (мнимая величина);
 $\lambda_{KP H_{20}} = a$ - критическая длина волны H_{20} .

В круглом волноводе ближайшей к волне H_{11} будет волна электрического типа E_{01} для которой

$$\lambda_{KP E_{01}} = 2,61a. \quad (3.6)$$

Величина l_2 рассчитывается аналогично предыдущему случаю по формуле (3.4).

Выбор размеров рупора. Размеры раскрыва пирамидального или секториального рупора a_p и b_p (см. рис. 3.1) выбираются по требуемой ширине диаграммы направленности в соответствующей плоскости или по КНД.

Ширина диаграммы направленности связана с размерами раскрыва a_p и b_p следующими соотношениями:

в плоскости вектора H

$$2\varphi_{0,5} = 1,18 \frac{\lambda}{a_p}, \quad (3.7)$$

в плоскости вектора E

$$2\theta_{0,5} = 0,89 \frac{\lambda}{b_p}. \quad (3.8)$$

Диаметр раскрыва $2r$ конического рупора выбирается из следующих соотношений: в плоскости вектора H

$$2\varphi_{0,5} \approx 1,23 \frac{\lambda}{2r}, \quad (3.9)$$

в плоскости вектора E

$$2\theta_{0,5} \approx 1,05 \frac{\lambda}{2r}. \quad (3.10)$$

В плоскости электрического вектора E диаграмма несколько уже, чем в плоскости магнитного вектора H , что объясняется разным законом изменения амплитуды поля в раскрыве в плоскостях E и H .

Если в качестве исходной величины для расчета размеров задан коэффициент направленного действия (КНД), то дополнительно указывается соотношение размеров раскрыва (например, квадратный раскрыв) или соотношение ширины диаграммы направленности в плоскостях E и H . Выбор размеров раскрывов по КНД может быть выполнен при использовании графиков рис. 3.5 - 3.7. Размеры горловины рупора совпадают с размерами поперечного сечения волноводов и дополнительного определения не требуют.

Длину рупора (см. рис. 3.1) характеризуют два размера: h - расстояние от раскрыва до горловины рупора, одинаковое в плоскостях E и H , R_E и R_H — расстояние от раскрыва до точки, в которой сходятся ребра пирамидального рупора в плоскостях E и H соответственно.

При выборе длины пирамидального рупора следует обеспечить два условия:

- 1) допустимую фазовую ошибку в раскрыве;
- 2) правильную стыковку рупора с питающим волноводом.

Максимальная фазовая ошибка в раскрыве - ψ_{\max} определяется геометрическими размерами рупора и ее допустимая величина должна удовлетворять условиям:

в плоскости H

$$\psi_{\max} = \frac{\pi a_p^2}{4\lambda R_H} \leq \frac{3}{4}\pi, \quad (3.11)$$

в плоскости E

$$\psi_{\max} = \frac{\pi b_p^2}{4\lambda R_E} \leq \frac{\pi}{2}. \quad (3.12)$$

Из (3.11) и (3.12) получаются необходимые соотношения для определения длины рупора в плоскостях H и E :

$$R_H \geq \frac{a_p^2}{3\lambda}, \quad (3.13)$$

$$R_E \geq \frac{b_p^2}{2\lambda}. \quad (3.14)$$

С другой стороны, из треугольников в плоскостях H и E (см. рис. 3.1) следует

$$\frac{a_p}{a} = \frac{R_H}{R_H - h} \text{ и } \frac{b_p}{b} = \frac{R_E}{R_E - h}, \quad (3.15)$$

откуда размеры рупора для осуществления стыковки связаны следующим соотношением:

$$\frac{R_H}{R_E} = \frac{a_p}{b_p} \frac{b_p - b}{a_p - a}. \quad (3.16)$$

Длину рупора рассчитывают в следующем порядке. Определяют длину рупора в одной из плоскостей, например R_H (или R_E), заменив в формуле (3.13) или (3.14) неравенство равенством, затем по формуле (3.16) находят длину рупора в другой плоскости R_E (или R_H). Если найденное значение R_E (или R_H) не удовлетворяет неравенству (3.14) или (3.13), то в первую очередь определяют длину R_E (или R_H), а затем R_H (или R_E).

В секториальном рупоре стыковка с питающим волноводом может быть обеспечена при любой длине рупора, поэтому при выборе длины рупора должно учитываться только условие обеспечения допустимой фазовой ошибки. Для секториального рупора, расширяющегося в плоскости H , должно выполняться условие (3.13), а для рупора, расширяющегося в плоскости E , - условие (3.14).

Длина оптимального конического рупора связана с диаметром его раскрыва $2r$ и длиной волны соотношением

$$R = \frac{(2r)^2}{2,4\lambda} - 0,15\lambda. \quad (3.17)$$

Если в раскрыве рупора применяется какое-либо фазовыравнивающее устройство, рупор может быть сделан значительно короче. Например, при установке в раскрыве рупора линзы длина рупора берется равной фокусному расстоянию линзы.

3.4 Расчет возбуждающего устройства

Рассмотрим некоторые варианты переходов от коаксиальной линии к волноводу.

В большей части переходов используется электрическая связь, хотя при некотором усложнении конструкции может быть реализован также метод магнитной связи.

На рис. 3.2 - 3.4 изображено несколько примеров электрической связи возбуждающего устройства с волноводом.

Критерием согласования возбуждающего устройства с волноводом служит режим бегущей волны в коаксиальном питающем фидере, т. е. равенство входного сопротивления возбуждающего устройства $Z_{ВХ}$ волновому

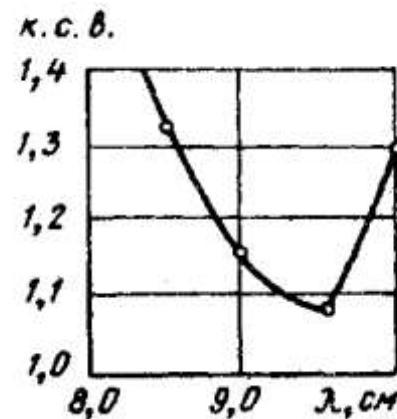
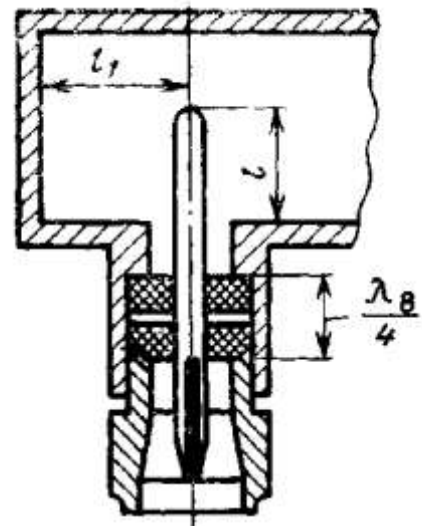


Рисунок 3.2. Простой зондовый переход.

сопротивлению фидера ρ_ϕ . На рис. 3.2 изображено наиболее распространенное устройство зондового типа в виде несимметричного штыря, расположенного параллельно электрическим силовым линиям. Специально подбирая длину штыря l и расстояние от штыря до закорачивающей стенки l_1 , можно обеспечить требуемое согласование. Диэлектрическая шайба, фиксирующая положение штыря в волноводе, является деталью коаксиального соединения. Диаметр наружного проводника около шайбы увеличивается для того, чтобы сохранить волновое сопротивление в области, заполненной диэлектриком, равным ρ_ϕ . Длина шайбы берется равной четверти волны в диэлектрике. На графике для примера приведена кривая изменения КСВ в полосе частот для устройства, согласованного на волне $\lambda = 9,5$ см. По сравнению с другими типами возбуждающих устройств рассматриваемый зондовый переход имеет несколько меньшую механическую и электрическую прочность и узкую частотную полосу.

Более жесткий и точный метод крепления зонда посредством диэлектрической втулки показан схематически на рис. 3.3,а.

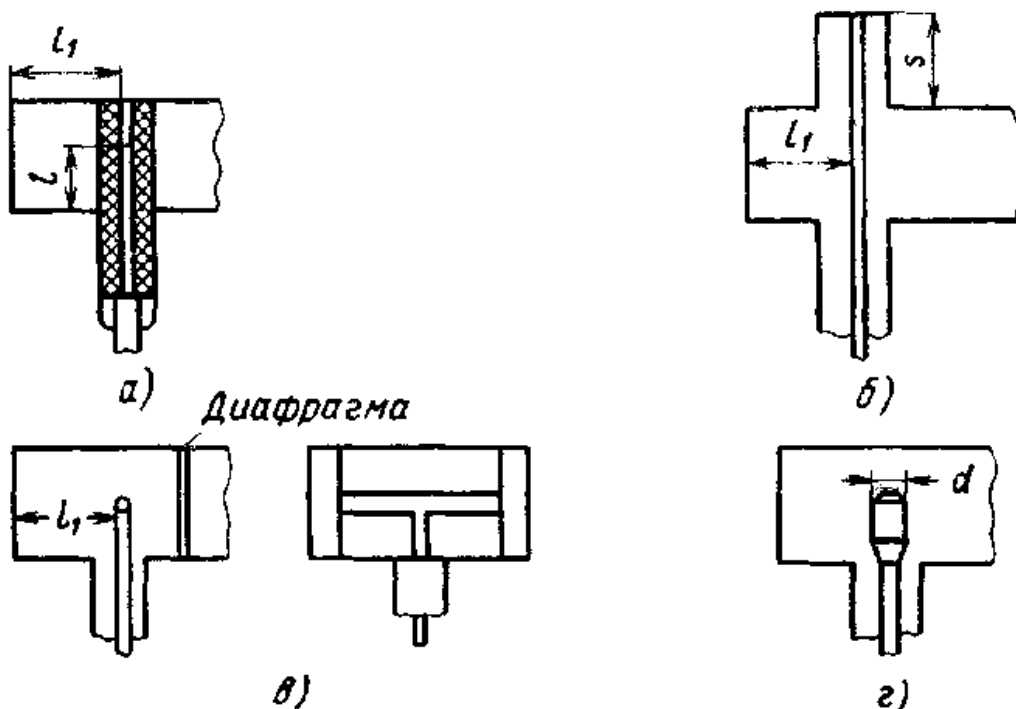


Рисунок 3.3. Переходы от коаксиальной линии к волноводу:
а) - с опорной диэлектрической втулкой; б) - с регулируемым отрезком короткозамкнутой коаксиальной линии; в) - с поперечным стержнем; г) - диапазонный зондовый переход.

Одним из первых способов перехода от коаксиальной линии к волноводу с достаточно жестким креплением зонда и двумя органами регулировки является устройство, приведенное на рис. 3.3,б. Центральный проводник коаксиальной линии проходит через волновод и нагружается на

верхнем конце закороченным коаксиальным шлейфом. Изменением длины этого шлейфа и длины короткозамкнутой части волновода можно добиться полного согласования. Описываемое устройство узкополосное и его целесообразно применять при работе на фиксированной волне или как настраиваемое устройство.

На рис. 3.3,в показана схема зондового перехода с поперечным стержнем, обеспечивающим вполне надежное крепление вертикального штыря; на рисунке показана диафрагма, улучшающая согласование.

Для работы в полосе частот может использоваться модифицированный зондовый переход. Известно, что для диапазонной работы должны использоваться толстые вибраторы. Увеличение диаметра возбуждающего штыря

уменьшает реактивную часть входного сопротивления и расширяет рабочую полосу частот, в которой обеспечивается согласование (рис. 3.3,з). Для уменьшения торцевой емкости между нижним торцом штыря и стенкой волновода толстый штырь должен иметь конический переход к среднему проводу коаксиальной линии. Такое устройство обеспечивает полосу в несколько процентов. Дальнейшим развитием диапазонного зонда является коаксиальный переход «пуговичного» типа (рис. 3.4). Центральный проводник коаксиальной линии оканчивается на противоположной стороне волновода

утолщением соответствующего размера и изменением формы, благодаря чему обеспечивается согласование полных сопротивлений и увеличивается мощность пробоя. На рис. 3.4 приведен пример выполнения связи 10 -см магнетрона 1 через коаксиальную линию 2 с волноводом. Внешние проводники соединены при помощи коаксиального дроссельного соединения 3. Центральные проводники соединены штекерной фишкой 4, сконструированной так, чтобы обеспечить пружинящий контакт. Вследствие сложной геометрической формы размеры перехода очень критичны и желаемые характеристики трудно воспроизвести. Характеристики перехода приведены там же на рис. 3.4.

Более эффективным способом расширения полосы является включение в волновод реактивных

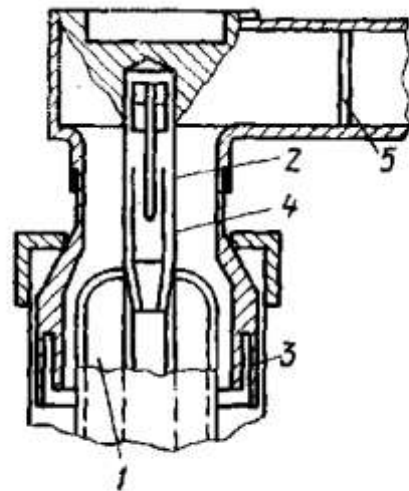


Рисунок 3.4. переход «пуговичного» типа и его

согласующих элементов, например индуктивных диафрагм 5 (рис. 3.4). Выбрав соответствующим образом место включения и величину реактивного согласующего элемента, можно добиться достаточно хорошего согласования в полосе частот 10 - 20%. Подробнее этот метод описан в [10].

Приведем некоторые соображения по расчету зондового перехода (см. рис. 3.2).

Входное сопротивление штыря в волноводе, так же как несимметричного вибратора в свободном пространстве, является в общем случае комплексной величиной. Активная часть входного сопротивления зависит в основном от длины штыря, реактивная - от длины и толщины. В отличие от свободного пространства входное сопротивление штыря в волноводе зависит от структуры поля в волноводе вблизи штыря.

Расчет реактивной составляющей входного сопротивления дает неточные результаты и проводить его не имеет смысла. Для обеспечения согласования реактивная составляющая входного сопротивления должна быть равна нулю. Активную составляющую входного сопротивления можно считать равной сопротивлению излучения штыря в волноводе. Она должна быть равна волновому сопротивлению фидера.

$$R_{BX} = \rho_{\phi}.$$

Сопротивление излучения штыря в прямоугольном волноводе в режиме бегущей волны определяется следующим соотношением:

$$R_{BX} = R_{\Sigma} = \frac{2\rho_B h_D^2}{ab} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_1\right) \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda_B} l_1\right), \quad (3.18)$$

где l_1 рекомендуется брать равным $\lambda_B/4$.

В формуле (3.18) приняты следующие обозначения: a и b - размеры поперечного сечения волновода; x_1 - положение штыря на широкой стенке волновода, чаще всего штырь располагается в середине широкой стенки ($x_1 = a/2$); l_1 - расстояние от штыря до закорачивающей стенки волновода; λ_B - длина волны в волноводе ($\lambda_B = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{KP})^2}$); ρ_B - волновое сопротивление волновода ($\rho_B = 120\pi\lambda_B/\lambda$); h_D - действующая высота штыря в волноводе, геометрическая высота которого l , определяется по формуле

$$h_D = \int_0^l \sin\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) dl = \frac{\lambda}{2\pi} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) \right]. \quad (3.19)$$

Задаваясь величинами x_1 и l_1 можно по формулам (3.18) и (3.19) найти высоту штыря l , при которой получается требуемое R_{BX} .

Для полного согласования в конструкциях должны предусматриваться два органа регулировки. Например, можно регулировать высоту штыря l и положение закорачивающей стенки в волноводе l_1 (см, рис. 3.2) или размеры l_1 и S (см. рис. 3.3,б). В ряде случаев для упрощения конструкции

ограничиваются одной регулировкой и допускают некоторое рассогласование в питающей коаксиальной линии.

3.5 Расчет коэффициента отражения

Отражение в рупорной антенне возникает в двух сечениях: в раскрыве рупора ($\dot{\Gamma}_1$) и в его горловине ($\dot{\Gamma}_2$).

Рассмотрим коротко каждый из коэффициентов отражения. Коэффициент отражения от раскрыва $\dot{\Gamma}_1$, является комплексной величиной; его модуль и фаза зависят от размеров раскрыва. Строгое решение задачи для открытого конца волновода, зажатого между двумя бесконечными плоскостями, проведенное Вайнштейном Л. А., позволяет установить, что модуль коэффициента отражения уменьшается с увеличением размеров раскрыва, а фаза приближается к нулю.

При размерах раскрыва в несколько длин волн коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_1$ можно считать приблизительно равным нулю.

При определении коэффициента $\dot{\Gamma}_2$ предполагается, что в рупоре установилась бегущая волна. Задача решается методом сшивания полей в месте соединения волновода и рупора.

При размерах раскрыва в несколько длин волн коэффициент отражения от горловины рупора $\dot{\Gamma}_2$ можно не учитывать, если угол раскрыва соответствует оптимальным размерам рупора.

3.6 Расчет диаграммы направленности

Исходной величиной, определяющей диаграмму направленности рупора (см. рис. 3.1), является поле E_S в его раскрыве. Для пирамидального и секториального рупоров функция, описывающая поле в раскрыве, имеет вид

$$E_S = E_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a_p}\right) e^{j\varphi}. \quad (3.20)$$

При расчете диаграммы направленности антенны поле в раскрыве можно принимать синфазным ($\psi = 0$), так как в правильно спроектированном рупоре фазовая ошибка не изменяет существенно диаграмму направленности. Амплитудное распределение в раскрыве принимается совпадающим с полем в поперечном сечении питающего волновода.

Диаграмма направленности рупора $F(\theta, \varphi)$ может быть приближенно рассчитана по формуле Кирхгофа, используемой в оптике для скалярных величин.

В плоскости H , т. е. в (плоскости XZ , выражение для диаграммы направленности секториального или пирамидального рупора, полученное по формуле Кирхгофа, имеет следующий вид [9]:

$$F_{XZ}(\varphi) = \cos \varphi \frac{\cos\left(\frac{\pi a_P}{\lambda} \sin \varphi\right)}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \frac{\pi a_P}{\lambda} \sin \varphi\right)^2}. \quad (3.21)$$

В плоскости E , т. е. в плоскости YZ

$$F_{YZ}(\theta) = \cos \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi b_P}{\lambda} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{\pi b_P}{\lambda} \sin \theta\right)^2}, \quad (3.22)$$

где углы θ и φ отсчитываются от нормали к раскрытию рупора соответственно в плоскостях E и H .

Формулы (3.21) и (3.22) с учетом поправки на векторный характер электромагнитного поля будут выглядеть следующим образом:

$$F_{XZ}(\varphi) = \frac{1 + \cos \varphi}{2} \frac{\cos\left(\frac{\pi a_P}{\lambda} \sin \varphi\right)}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \frac{\pi a_P}{\lambda} \sin \varphi\right)^2}, \quad (3.23)$$

$$F_{YZ}(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \frac{\sin\left(\frac{\pi b_P}{\lambda} \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{\pi b_P}{\lambda} \sin \theta\right)^2}. \quad (3.24)$$

По формулам (3.21) - (3.24) определяют поле излучения в первом приближении, исходя из условия, что поле в раскрытии равно невозмущенному полю, какое было бы в бесконечно длинном рупоре.

Полученный результат может быть несколько уточнен, если учесть, что от раскрытия отражается волна основного типа H_{10} . Поле в раскрытии определяется в этом случае суперпозицией прямой и отраженной волн [11].

Все приведенные выше формулы дают приближенные результаты, так как они исходят из приближенного значения поля в раскрытии, определяемого без учета влияния внешнего поля. Расчетные и экспериментальные диаграммы в пределах сравнительно небольших углов хорошо совпадают.

Результаты расчетов поля по вышеприведенным формулам близки друг к другу. Таким образом может быть использована любая пара формул: (3.21), (3.22), или (3.23), (3.24), или уточненные формулы [11]. При этом результаты расчетов будут достоверными для главного и ближайших боковых лепестков.

Диаграмма направленности конического рупора определяется по полю в его раскрытии. Предполагается, что амплитудное распределение в раскрытии

рупора совпадает с законом изменения амплитуды поля в поперечном сечении круглого волновода с волной H_{11} , фаза поля меняется по квадратичному закону. Расчетные формулы приведены в [1, 11].

3.7 Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления

Качество антенн характеризуется коэффициентом усиления антенны, равным произведению коэффициента направленного действия (КНД) на коэффициент полезного действия (η) антенны.

Для рупорных антенн можно считать, что мощность потерь значительно меньше мощности излучения, благодаря чему η антенны можно принять равным единице.

На рис. 3.5 и 3.6 для секториальных рупоров, расширяющихся в плоскости H и в плоскости E , построены зависимости КНД от величины широкой стенки раскрыва для различных длин рупора. На графиках приведены значения КНД при узких стенках раскрыва, равных длине волны.

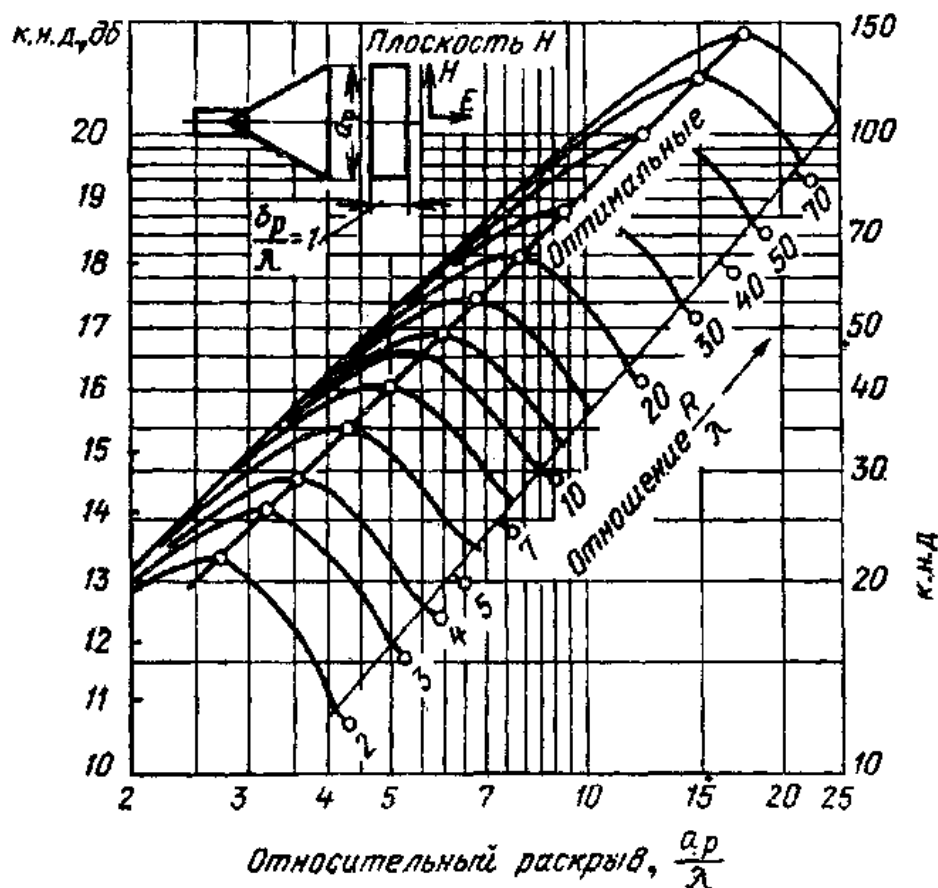


Рисунок 3.5. Коэффициент направленного действия H - плоскостного секториального рупора

Для определения КНД при других размерах узкой стенки найденное по графикам значение следует умножить на величину узкой стенки, взятую в долях длины волны (b_p/λ или a_p/λ).

Коэффициент направленного действия D_0 пирамидального рупора можно также получить с помощью приведенных графиков по формуле

$$D_0 = \frac{\pi}{32} \left(\frac{\lambda}{b_p} D_H \right) \cdot \left(\frac{\lambda}{a_p} D_E \right), \quad (3.25)$$

имея в виду, что по вертикальным осям на указанных графиках отложены фактически величины $\left(\frac{\lambda}{b_p} D_H \right)$ и $\left(\frac{\lambda}{a_p} D_E \right)$.

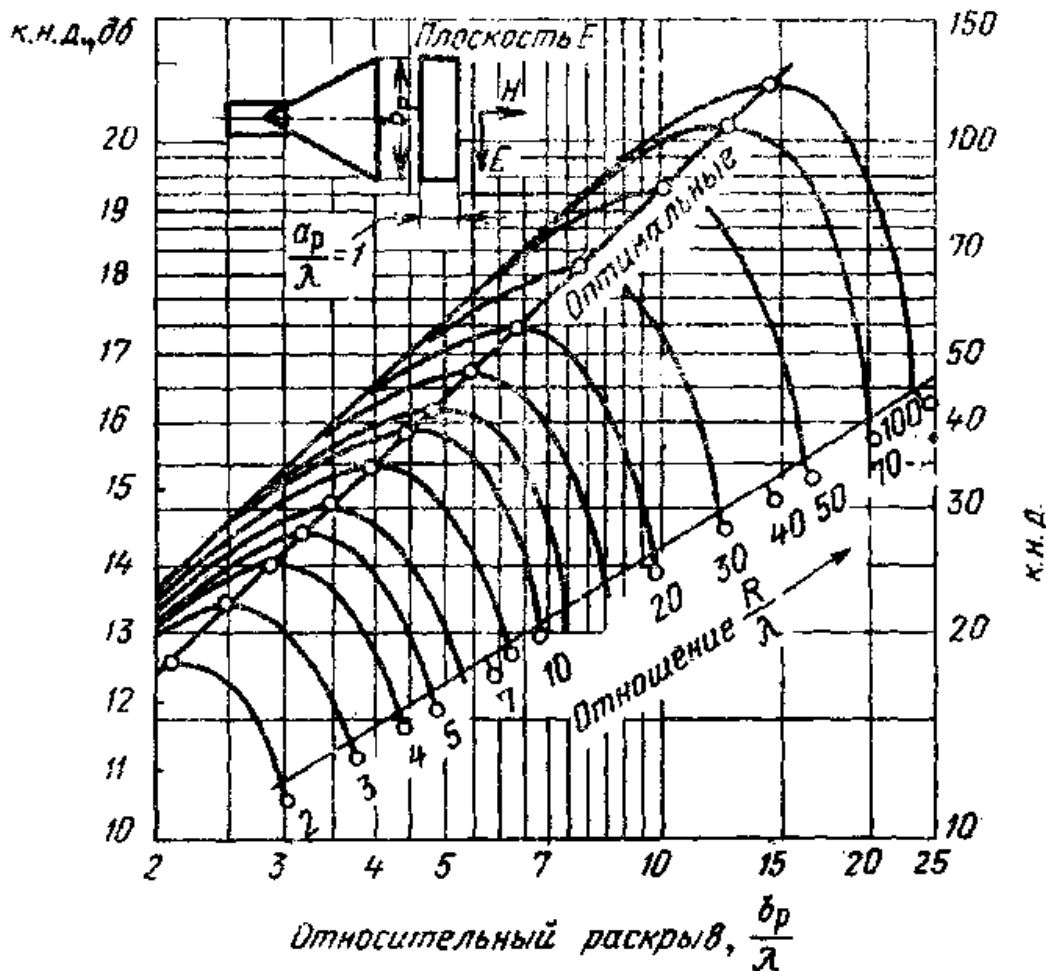


Рисунок 3.6. Коэффициент направленного действия
E - плоскостного секториального рупора

Значения каждой из скобок, берется непосредственно из графиков рис. 3.5 и 3.6. В точках максимума кривых $R/\lambda = const$ КНД равен примерно $0,8D_{max}$, рассчитанного по формуле

$$D_{max} = 0,81 \frac{4\pi}{\lambda^2}, \quad (3.26)$$

где S - площадь раскрытия,

Прямая, проходящая через максимумы кривых $R/\lambda = const$ на графиках рис. 3.5 и 3.6, соответствует оптимальным размерам рупоров, так как

получающаяся в этом случае в раскрыве рупора фазовая ошибка оказывается в пределах допустимой. Уменьшение длины рупора по сравнению с оптимальной приводит к уменьшению КНД, а увеличение конструктивно нежелательно

На рис. 3.7 построены зависимости КНД конического рупора с волной H_{11} от диаметра раскрыва и длины. Пунктирная кривая соответствует оптимальным размерам рупора.

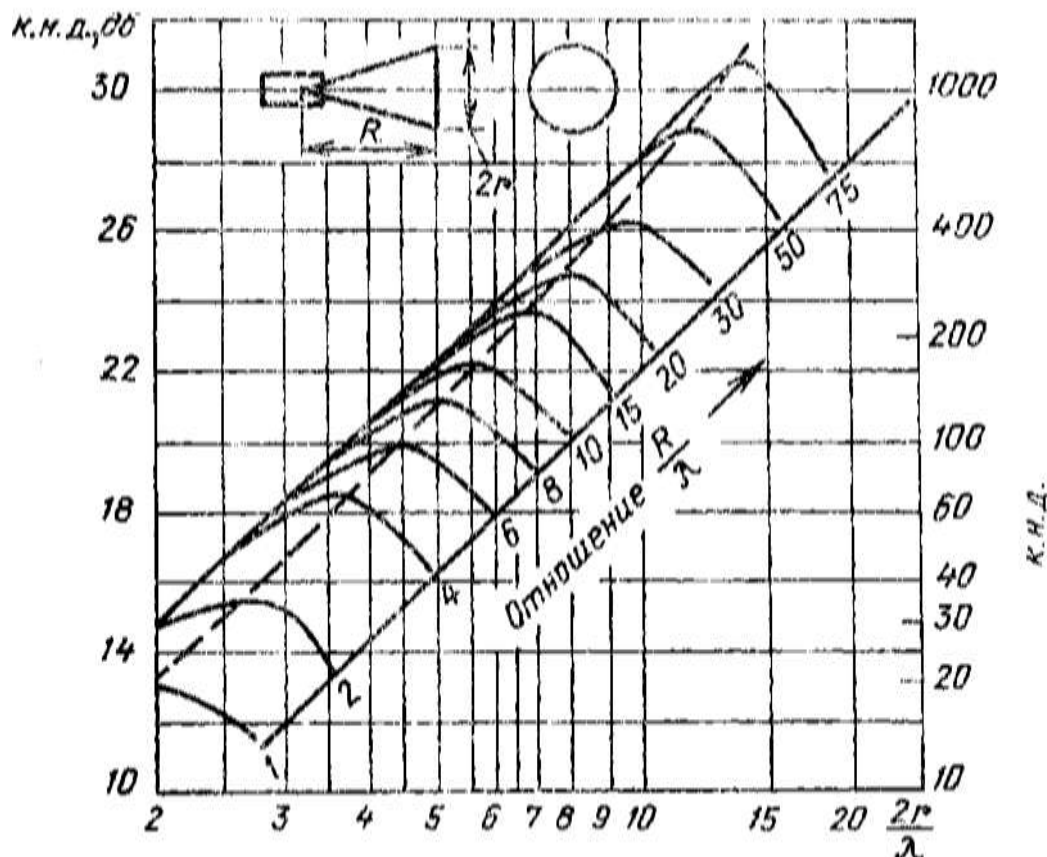


Рисунок 3.7. Коэффициент направленного действия конического рупора

3.8 Диапазонность рупорной антенны

Диапазонность антенны обуславливается допустимым изменением основных параметров антенны: диаграммы направленности, коэффициента усиления, а также изменением входного сопротивления или согласования, характеризуемого коэффициентом бегущей волны в питающей линии.

Диапазонность рупорной антенны зависит от диапазонности основных ее элементов - рупора, волновода и возбуждающего устройства (если в конструкции имеется переход от коаксиального кабеля к волноводу).

Диапазонность волновода ограничивается условием распространения в волноводе только волны основного типа [см. формулу (3.1)].

Волновод допускает примерно полуторное перекрытие по диапазону, а именно $\lambda_{\min} \geq 1,1a$ и $\lambda_{\max} \leq 1,67a$. Для рупора критической волны не существует, поэтому рупор не накладывает ограничений на условия распространения электромагнитных волн в широком диапазоне частот. Однако с изменением длины волны изменяется ширина диаграммы направленности и, следовательно, КНД антенны. На крайних частотах диапазона необходимо определить КНД по графикам, приведенным в подразделе 3.7, имея в виду, что размеры антенны, взятые в долях волны, по диапазону изменяются. При полуторном перекрытии по диапазону, который обеспечивается волноводом, изменение КНД несколько превышает 20% [11].

Диапазонность возбуждающего устройства зависит от его конструкции. В подразделе 3.4 рассмотрены некоторые варианты возбуждающих устройств, предназначенных для работы в полосе частот. Метод расчета широкополосных переходов от коаксиальной линии к волноводам изложен в работе [10].

3.9 Методика расчета рупорных антенн

В технических заданиях на проектирование рупорных антенн требуется обычно обеспечить или определенный коэффициент усиления или определенную ширину диаграммы направленности.

Расчет рупорной антенны в основном сводится к расчету геометрических размеров рупоров и возбуждающего его волновода, а также к расчету диаграммы направленности, коэффициента направленного действия и других параметров.

При проектировании рупора по заданному коэффициенту усиления можно рекомендовать следующий порядок расчета.

1. На заданную длину волны рассчитывают или берут рекомендованные размеры поперечного сечения волновода, возбуждающего рупор. Размеры волновода выбираются из условия распространения только основного типа волны (H_{10} - в прямоугольном волноводе и H_{11} - в круглом волноводе).

2. Размеры поперечного сечения волновода определяют одновременно и размеры горловины рупора.

3. Коэффициент полезного действия рупора полагают равным единице и считают, что коэффициент усиления равен КНД антенны. По заданному КНД из графиков определяют оптимальные размеры рупора. Если рупор секториальный с расширением в плоскости H (или в плоскости E), то пользуются графиками на рис. 3.5 (или рис. 3.6), из которых определяют длину рупора и ширину раскрытия в долях волны. Если рупор пирамидальный, то его коэффициент направленного действия определяют по формуле (3.25) и графикам рис. 3.5 и 3.6. Соотношение между сомножителями $(\lambda/b_p \cdot D_H)$ и $(\lambda/a_p \cdot D_E)$ можно в общем случае выбирать произвольно. Если же помимо

коэффициента усиления накладываются требования на диаграмму направленности, то нужно учитывать, что более узкая диаграмма получается в той плоскости, в которой раскрыв больше.

4. После определения параметров рупора проверяют фазовую ошибку в раскрыве по формуле (3.11) для плоскости H и по формуле (3.12) для плоскости E . Если фазовая ошибка превышает допустимую ($\pi/2$ - в плоскости E и $3\pi/4$ - в плоскости H), то размеры рупора следует несколько изменить. (При каждом изменении следует производить проверку фазовых ошибок.

5. Расчет диаграммы направленности в двух взаимно перпендикулярных плоскостях осуществляют в предположении синфазного поля в раскрыве антенны по формулам (3.21) и (3.22) или (3.23) и (3.24), а с учетом коэффициента отражения от раскрыва - по формулам [7]. При этом следует учитывать, что в пределах главного лепестка указанные формулы дают результаты, близкие друг к другу и к экспериментальным данным, при определении боковых лепестков погрешность расчета по всем указанным формулам возрастает.

6. При размерах раскрыва рупора в несколько длин волн можно считать, что отражений от раскрыва не происходит, аналогично можно пренебречь отражением от горловины рупора, если угол раскрыва соответствует оптимальным размерам рупора.

7. Коаксиальный фидер (если он имеется), подводящий возбуждение к волноводу, должен быть согласован с волноводом путем подбора действующей высоты штыря и длины короткозамкнутого отрезка волновода.

8. Расстояние от возбуждающего устройства до горловины рупора выбирают из условия затухания высших типов волн.

При проектировании рупора по заданной диаграмме направленности порядок расчета следующий:

1. По формулам (3.7) и (3.8) определяют ориентировочные размеры раскрыва рупора. Правильность выбранных размеров проверяется позднее при расчете диаграммы направленности.

2. По найденным размерам раскрыва, пользуясь графиками рис. 3.5 и 3.6, определяют оптимальную длину рупора и соответствующий коэффициент направленного действия и коэффициент усиления.

3. Размеры горловины рупора и возбуждающего волновода определяют как указано в пп. 1 и 2 предыдущей методики.

4. После определения параметров рупора проверяют фазовую ошибку в раскрыве согласно указаниям п. 4 приведенной выше методики.

5. Пункты с 5 по 8 приведенной выше методики остаются без изменения.

4 СПИРАЛЬНЫЕ АНТЕННЫ

4.1 Принцип действия

Спиральные антенны относятся к классу антенн бегущей волны. Они представляют собой металлическую спираль, питаемую коаксиальной линией. Существуют цилиндрические (рис. 4.1,а), Конические (рис. 4.2) и плоские (рис. 4.3) спиральные антенны. В зависимости от числа ветвей спирали, они могут быть однозаходные (одна ветвь), двухзаходные (две ветви) и т. д.

Спиральные антенны формируют диаграмму направленности, состоящую из двух лепестков, расположенных вдоль оси спирали по разные стороны от нее (рис. 4.4).

На практике обычно требуется одностороннее излучение, которое получают, помещая спираль перед экраном или в отражающей плоскости.

Подробные исследования (см., например, [9]) показали, что на излучающей цилиндрической спирали одновременно существует несколько типов волн тока, отличающихся друг от друга амплитудой и числом периодов, укладывающихся вдоль одного витка спирали. Каждая волна распространяется по спирали со своим затуханием и со своей фазовой скоростью. Однако форма диаграммы направленности опирали зависит, в основном, лишь от одной, преобладающей волны, тип которой определяется соотношением между длиной витка спирали и рабочей длиной волны.

Введем следующие обозначения:

λ - рабочая длина волны в свободном пространстве;

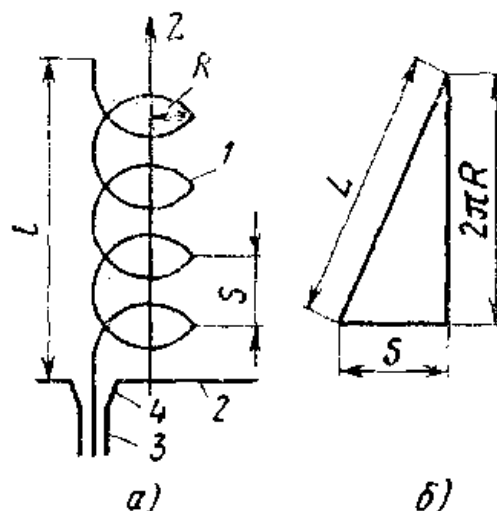


Рисунок 4.1. Цилиндрическая спиральная антенна: а) схема антенны; б) развертка витка

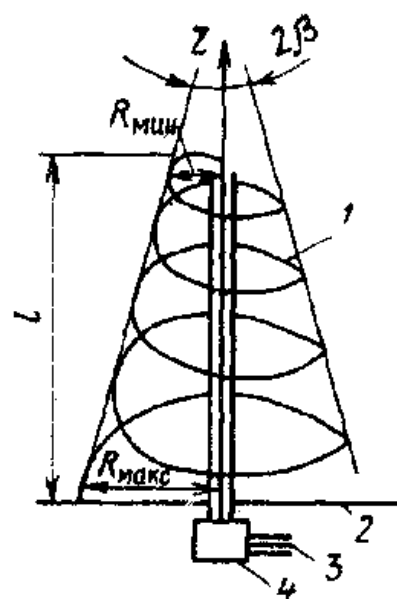


Рисунок 4.2. Схема конической спиральной антенны

T_q - волна тока в спирали q -го типа;
 $q = 0, 1, 2, \dots$ целое число, указывающее, сколько периодов волны тока укладывается вдоль одного витка спирали;

v_q скорость распространения волны тока T_q по проводу спирали;

c - скорость света в свободном пространстве;

D - диаметр витка цилиндрической спирали.

Известно три режима работы цилиндрической спиральной антенны:-

1. Когда длина витка спирали меньше $0,65 \lambda$ (при этом длина волны $\lambda > 5D$), на ней преобладает волна T_0 , характеризующаяся изменением фазы тока в пределах 360° на протяжении нескольких витков. Волна T_0 имеет постоянную по длине спирали амплитуду и фазовую скорость $v_0 = c$. Отражение волны T_0 от конца спирали приводит к

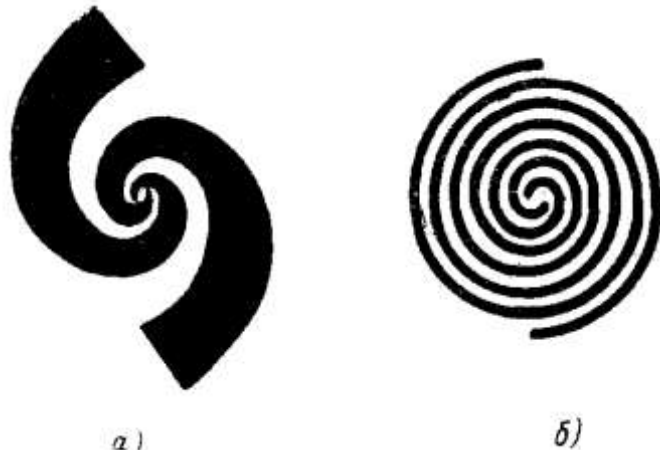


Рисунок 4.3. Двухзаходные спиральные антенны:
 а) равноугольная логарифмическая спираль; б) архимедова спираль

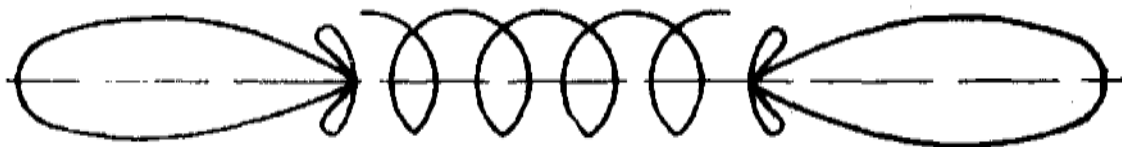


Рисунок 4.4. Излучение цилиндрической спирали без экрана

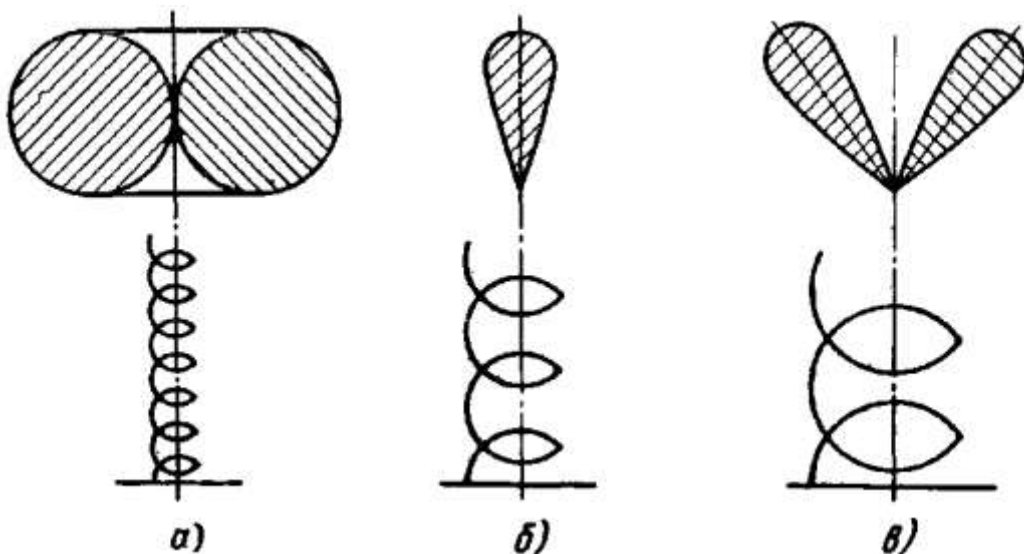


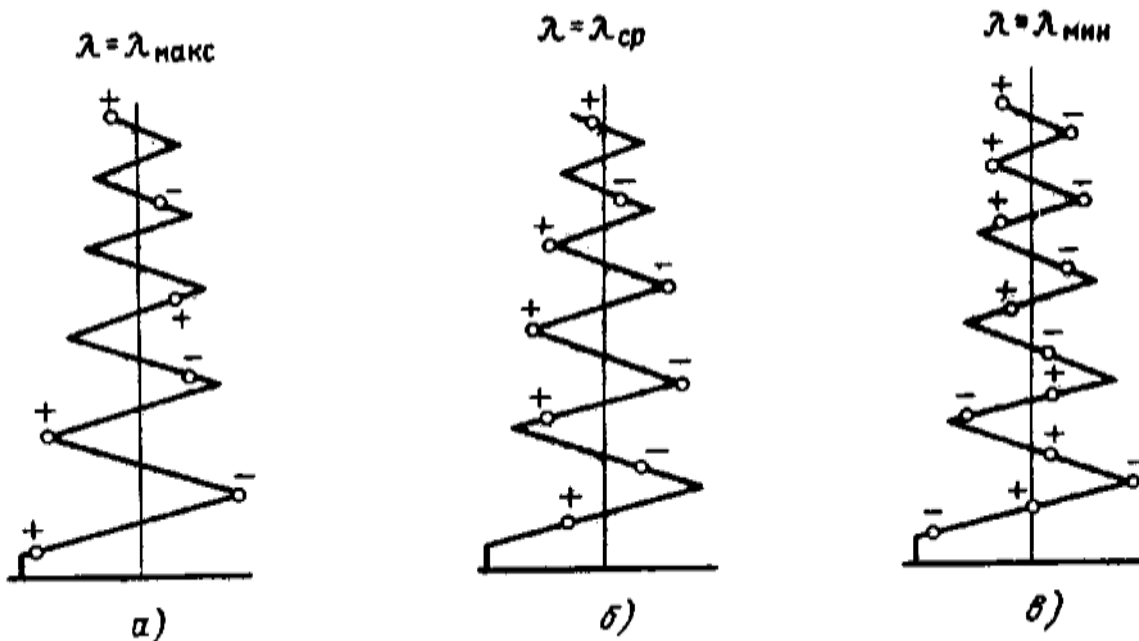
Рисунок 4.5. Три вида излучения цилиндрических антенн:
 а) ненаправленное излучение; б) осевое излучение;
 в) коническое излучение

образованию стоячих волн, которые и формируют диаграмму направленности антенны. Волна T_1 имеет весьма малую амплитуду и в излучении не участвует. Максимальное излучение для этого случая получается в плоскости, перпендикулярной оси спирали (рис. 4.5,а).

2. Если длина витка спирали лежит пределах от $0,75\lambda - 1,3\lambda$, (длина волн соответственно равна $\lambda=4D - 2,2D$), на ней преобладает волна T_1 , фазовая скорость которой меньше скорости света $v_1 \approx 0,8c$. Волна T_1 интенсивно излучается всеми витками, поэтому в спирали устанавливается бегущая волна тока, формирующая максимум излучения вдоль оси спирали (рис. 4.5,б). Имеющаяся также на спирали волна T_0 быстро затухает по длине спирали и ее вклад в диаграмму направленности невелик.

Режим осевого излучения является основным, наиболее используемым режимом для работы спиральных антенн, поэтому волна T_1 , являющаяся преобладающей, когда длина провода витка спирали примерно равна рабочей длине волны, называется основной.

3. При длине витка спирали, большей $1,5\lambda$ (в этом случае $\lambda < 2D$), на цилиндрической спирали помимо основного типа волны T_1 возникают волны T_2 T_3 и т. д. Волна T_1 становится затухающей, в то время как T_2 имеет постоянную амплитуду и является определяющей в излучении. Максимальное излучение получается в направлениях, образующих острый угол относительно оси антенны, пространственная диаграмма получается в форме конуса (рис. 4.5,в).



Ширина диапазона осевого излучения цилиндрической спирали составляет $\pm 0,3\lambda$, при этом электрические характеристики изменяются незначительно.

Коническая спираль позволяет расширить этот диапазон в два раза, благодаря тому, что область существования основной волны T_1 при изменении частоты автоматически перемещается вдоль спирали.

Коническая спираль имеет витки различной длины. Вследствие этого на ней есть группы витков с преобладающими типами волн T_0 , T_1 , T_2 и т. д. На рис. 4.6, *a*, *б*, *в* схематически показано распределение фаз тока на конической спирали на разных частотах. На этих рисунках видно, что на любой частоте рабочего диапазона на спирали (имеется группа витков, на каждом из которых укладывается примерно одна длина волны. Эти витки на средних частотах диапазона находятся в средней части спирали и работают в режиме, аналогичном режиму излучения цилиндрической спирали, т. е. на них преобладает волна T_1 . На более низких частотах диапазона эти витки находятся в области максимальных значений диаметра спирали, на более высоких частотах - в области минимальных значений диаметра.

На витках, диаметр которых меньше требуемого для режима осевого излучения, преобладает волна T_0 , у которой изменение фазы тока в пределах 360° происходит на протяжении нескольких витков. (При этом токи на отдельных витках имеют разные фазы, вследствие чего излучение одних витков ослабляет излучение других витков. В результате участок спирали, на котором существует волна T_0 , слабо излучает по сравнению с группой витков, возбужденных волной T_1 .

На витках, диаметр которых больше требуемого для режима осевого излучения, преобладают волны T_2 , T_3 и т. д., которые характеризуются тем, что в пределах одного витка укладывается две и более длины волны (фаза тока вдоль одного витка нарастает больше, чем на 720°). Это значит, что на каждом из таких витков имеются противофазные участки, излучение которых взаимослабляется. Поэтому интенсивность излучения витков, возбужденных волной T_2 и более высокого порядка, также мала по сравнению с излучением группы витков, возбужденных волной T_1 .

Из сказанного следует, что ширина диаграммы направленности у конических спиралей определяется не общим числом витков (или полной длиной спирали), а лишь числом витков в группе с волной T_2 (длиной этого участка спирали). Излучение остальных витков слабо влияет на форму диаграммы направленности.

Поскольку цилиндрическая спираль сохраняет режим осевого излучения при изменении длины волны от $0,75 \lambda_0$ до $1,3 \lambda_0$ где λ_0 - длина волны, на которую рассчитывается антенна, то считается, что у конической спирали в группе с волной T_1 находятся те витки, длина которых составляет от $0,75\lambda$ до $1,3 \lambda$, где λ - любая длина волны рабочего диапазона волн конической спиральной антенны.

Плоские спиральные антенны выполняются из спиралей двух видов: равноугольных логарифмических (см. рис. 4.3, *a*) и архимедовых (см. рис. 4.3, *б*). Ветви спиралей могут быть либо проводниками, расположенными на диэлектрической подложке, либо выполняться в виде щелей в проводящей плоскости. Обычно плоские спирали имеют две ветви и в зависимости от фазовых соотношений в точке возбуждения могут работать в двух режимах: осевом и ненаправленного излучения.

Если две ветви спирали возбуждаются в противофазе, то возникает режим осевого излучения, при котором главный лепесток диаграммы направленности направлен вдоль оси спирали. Для получения противофазного возбуждения питающий (коаксиальный кабель прокладывают по одной ветви антенны, электрически соединяя его оболочку с этой ветвью, и замыкают внутренний проводник на вторую ветвь в вершине спирали. Для улучшения симметрии возбуждения на второй ветви также прокладывают коаксиальный кабель, у которого накоротко соединяют центральную жилу с оболочкой.

Режим ненаправленного излучения, при котором поле максимально в плоскости спирали, имеет место при синфазном возбуждении ее ветвей, когда центральный проводник питающего кабеля подключается к точке соединения обеих ветвей спирали, а внешняя оболочка соединяется с экраном.

Объяснение работы плоской спиральной антенны, выполненной из архимедовой спирали (см. рис. 3.3,6), базируется на утверждении [7], что ее излучение определяется в основном той полосой на ее поверхности, где токи в смежных элементах спирали почти синфазны. Такая полоса имеется как при противофазном, так и при синфазном питании за счет геометрии спирали, т. е. за счет того, что длина каждого последующего витка возрастает.

При противофазном возбуждении ветвей спирали первая такая полоса (основная) имеет место на витках, периметр которых равен одной длине волны. При синфазном возбуждении ветвей условие синфазности токов в смежных элементах выполняется на витках, периметр которых приблизительно равен двум длинам волн,

За пределами основной излучающей полосы тока существуют дополнительные полосы, периметры которых кратны периметру основной полосы. Однако экспериментальные данные показывают, что эти гармонические полосы излучают лишь малую часть энергии.

При изменении длины волны основная излучающая полоса автоматически перемещается вдоль спирали, сохраняя постоянство своей электрической длины, вследствие чего диаграмма направленности антенны оказывается частотно независимой.

Частотная независимость параметров плоской спиральной антенны, выполненной на основе равноугольной логарифмической спирали, основана на неизменности ее характеристических линейных размеров, выраженных в долях длины волны. Такая неизменность возможна лишь в том случае, когда конфигурация антенны полностью определяется только углами.

Плоская спиральная антенна обладает более чем двадцатикратным перекрытием по рабочему диапазону волн. Верхняя (высокочастотная) граничная длина волны определяется диаметром срезанной части у вершины спирали, а нижняя (низкочастотная) - длиной ветви (следовательно, максимальным диаметром) антенны.

4.2 Расчетные соотношения

В силу ряда причин (отличие по ширине диаграмм направленности в главных плоскостях, отсутствие полных расчетных соотношений, необходимость тщательной экспериментальной отработки и др.) плоские спиральные антенны нашли ограниченное применение. Некоторые данные по расчету этих антенн содержатся в [5,7].

Широкое практическое применение получили однозаходные цилиндрические и конические спиральные антенны с односторонним осевым излучением.

Для создания одностороннего излучения спираль помещают перед металлическим экраном или в отражающей металлической полости. Внутренний провод питающей коаксиальной линии в этом случае присоединяется к спирали, а наружная оболочка - к экрану или к отражающей полости.

Обозначим: l - осевая длина спирали; S - шаг спирали (расстояние между центрами соседних витков); L - длина витка спирали.

Цилиндрическая спираль. Параметрами цилиндрической (см. рис. 4.1,а) спирали являются: n - число витков спирали, α - угол подъема витка и R - радиус спирали. Между указанными параметрами существуют следующие соотношения:

$$L^2 = (2\pi R)^2 + S^2, \quad (4.1)$$

$$\sin \alpha = S/L, \quad (4.2)$$

$$l = nS. \quad (4.3)$$

Первые два соотношения следуют из рис. 4.1,б, на котором изображена развертка одного витка спирали.

Экспериментально установлено, что в режиме осевого излучения в проводе спирали существует бегущая волна. Каждый виток спирали обладает максимальным излучением вдоль оси Z , если сдвиг фаз ψ_0 между напряженностями полей, создаваемых первым и последним элементами витка, равен 2π . Это имеет место при удовлетворении соотношения

$$\psi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1} - \frac{2\pi}{\lambda} S = 2\pi, \quad (4.4)$$

где

$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} S$ - сдвиг фаз между полями начального и конечного элементов витка, определяемый разностью хода лучей от этих элементов;

$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1}$ — сдвиг фаз полей этих элементов, определяемый сдвигом фаз токов этих элементов.

При выполнении соотношения (4.4) сдвиг фаз между полями, создаваемыми в направлении Z начальным и конечным витками спирали,

кратен 2π . Это обеспечивает вдоль оси Z максимальное излучение спирали и круговую поляризацию поля.

Из условия (4.4) получаем соотношение между L и S , соответствующее режиму максимального осевого излучения и круговой поляризации поля вдоль оси,

$$S = L \frac{c}{v_1} - \lambda. \quad (4.5)$$

Как известно, коэффициент направленного действия антенны типа бегущей волны максимален при условии, что сдвиг фаз вдоль оси между крайними излучающими элементами антенны равен π [7]. Для спиральной антенны это условие выполняется в том случае, если для каждого отдельного витка спирали сдвиг фаз ψ_0 будет составлять

$$\psi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1} - \frac{2\pi}{\lambda} S = 2\pi + \frac{\pi}{n}. \quad (4.6)$$

Из условия (9.6) находим соотношение между L и S , соответствующее максимальному значению КНД.

$$S = L \frac{c}{v_1} - \lambda \left(1 + \frac{1}{2n} \right). \quad (4.7)$$

При этом несколько увеличивается уровень боковых лепестков и поляризация в осевом направлении отличается от круговой. Коэффициент неравномерности поляризационной характеристики в направлении оси спирали равен

$$m = \frac{1}{1 + 1/(2n)}. \quad (4.8)$$

Приближенно можно считать, что амплитуда бегущей волны в спирали постоянна. Тогда диаграмма направленности антенны может быть представлена произведением диаграммы направленности одиночного витка на диаграмму направленности решетки из n ненаправленных излучателей, где n - число витков:

$$F(\theta) = F_1(\theta) \cdot F_n(\theta), \quad (4.9)$$

где θ — угол относительно оси спирали.

Это приближение справедливо тем больше, чем больше витков n имеет спираль и чем меньше шаговый угол α .

Диаграмма направленности одиночного витка приближенно описывается выражением

$$F_1(\theta) \approx \cos \theta. \quad (4.10)$$

Множитель решетки, как известно, равен

$$F_n(\theta) = \frac{\sin \frac{n\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}}. \quad (4.11)$$

Применительно к спиральной антенне

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} S \cos \theta - \psi_2,$$

где $\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1}$ - сдвиг фаз между токами соседних витков. Учитывая, что

$\frac{c}{v_1} = 1,22$, для расчета диаграммы направленности цилиндрической

спиральной антенны получим следующее приближенное выражение:

$$F(\theta) = \cos(\theta) \frac{\sin \left[\frac{\pi S n}{\lambda} \left(\frac{1}{1 - \frac{\lambda S}{1,22 L^2}} - \cos \theta \right) \right]}{n \sin \left[\frac{n S}{\lambda} \left(\frac{1}{1 - \frac{\lambda S}{1,22 L^2}} - \cos \theta \right) \right]}. \quad (4.12)$$

На основании экспериментальных исследований получены [7] следующие эмпирические формулы, справедливые для $5 \leq n \leq 14$ и $12^\circ < \alpha < 15^\circ$.

Ширина диаграммы направленности по половинной мощности, выраженная в градусах:

$$2\theta_{0,5} = \frac{52^\circ}{\frac{L}{\lambda} \sqrt{\frac{nS}{\lambda}}}. \quad (4.13)$$

Коэффициент направленного действия (КНД.)

$$D_0 = 15 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 n \frac{S}{\lambda}. \quad (4.14)$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} \cong 140 \frac{L}{\lambda}, \text{ ом}. \quad (4.15)$$

Коническая спираль. У конической спирали (см. рис. 4.2) длина витка и расстояние между витками переменны (однако угол α остается постоянным), поэтому в качестве параметров принимаются: минимальный радиус спирали R_{min} , n - число витков спирали, α - угол подъема витка и β - половина угла при вершине конуса. Эти параметры связаны соотношениями:

$$R_{\xi} = R_{\min} e^{2\pi\xi \cdot \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta}, \quad (4.16)$$

$$L_{\xi} = \frac{R_{\min}}{\operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} \left(e^{2\pi\xi \cdot \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} - e^{2\pi(\xi-1) \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} \right), \quad (4.17)$$

$$S_{\xi} = R_{\min} \operatorname{ctg}\beta \left(e^{2\pi\xi \cdot \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} - e^{2\pi(\xi-1) \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} \right), \quad (4.18)$$

где R_{ξ} - радиус спирали в конце ξ -го витка; ξ — номер витка от вершины спирали ($\xi = 1 \div n$).

Из последнего соотношения находим осевую длину спирали l , как

$$l = \sum_{\xi=1}^n S_{\xi} = R_{\min} \operatorname{ctg}\beta \left(e^{2\pi n \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} - 1 \right). \quad (4.19)$$

Если у конической спирали, имеющей n витков, известна длина первого L_1 и последнего L_n витка, то, используя выражение (4.17), -получаем

$$\frac{L_n}{L_1} = e^{2\pi(n-1) \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta}. \quad (4.20)$$

В основу расчета конической спиральной антенны положен экспериментально установленный факт почти полного постоянства электрических характеристик цилиндрической спиральной антенны, длина витка которой $L=\lambda$, при изменении длины волны от $0,75 \lambda$ до $1,3 \lambda$. Это позволяет на фиксированной длине волны λ заменить цилиндрическую спираль конической с числом витков и углом намотки, как и у цилиндрической спирали и с длиной первого и последнего витков соответственно: $L_1=0,75 \lambda$, $L_n=1,3 \lambda$.

С учетом этого из (4.20) следует

$$\sin\beta = \frac{0.55}{2\pi(n-1) \cdot \operatorname{tg}\alpha}. \quad (4.21)$$

4.3 Применение спиральных антенн

Цилиндрические и конические спиральные антенны широко применяются на сантиметровых, дециметровых и, реже, метровых волнах. Они используются либо в качестве самостоятельных антенн средней направленности, либо в качестве облучателей параболических и линзовых антенн.

К преимуществам спиральных антенн относятся следующие: широкополосность, активное входное сопротивление, простота конструкции и то, что они работают как с круговой, так и с линейной поляризацией поля.

При работе на передачу спиральная антенна излучает поле с вращающейся поляризацией, право- или лево-поляризованное, в зависимости от направления намотки спирали (правая поляризация у спирали, образующей правый винт). При работе на прием она принимает либо поле вращающейся

поляризации с направлением вращения как и при передаче, либо поле любой линейной поляризации.

Поле электромагнитной волны с вращающейся поляризацией характеризуется тем, что вектор электрического поля, лежащий в плоскости, перпендикулярной направлению распространения, своим концом описывает эллипс. Полный поворот вектора происходит за один период колебаний электромагнитного поля. Когда полуоси эллипса одинаковы по величине, мы имеем круговую поляризацию. Если одна из осей равна нулю, то эллиптическая поляризация вырождается в линейную.

Для характеристики того, насколько поле с вращающейся поляризацией отличается от поля с круговой поляризацией, вводят коэффициент, называемый коэффициентом неравномерности или эллиптичности поляризационной характеристики антенны:

$$m = b/a,$$

где b - малая полуось эллипса; a - большая полуось эллипса.

Этот коэффициент может принимать значения от нуля до единицы.

В ряде случаев применение полей с вращающейся поляризацией дает полезный эффект, заключающийся: в увеличении дальности обнаружения целей и в уменьшении помех от дождя и снега в радиолокации, в уменьшении реакции зеркала на облучатель в зеркальных антеннах и т. п.

Эффект применения спирального облучателя для уменьшения реакции зеркала на облучатель основан на свойстве спирали принимать и излучать поле только с одним направлением вращения поляризации, определяемым геометрией спирали. При отражении от проводящей поверхности (зеркала) направление вращения поляризации поля меняется на противоположное, которое облучателем не может быть принято.

Уменьшение помех от дождя, например, происходит следующим образом. Если применяют линейно поляризованное поле и средняя интенсивность отражения от дождя равна интенсивности сигнала от воздушной цели или больше нее, то цель на фоне помех не будет видна на радиолокационном индикаторе.

Если же в этом случае применить поле с круговой поляризацией, излучаемое спиральной антенной, то вследствие симметрии капель дождя поляризация отраженного дождем сигнала будет также круговой, но с обратным направлением вращения вектора E . Этот сигнал не будет принят спиральной антенной. Сигнал, отраженный от воздушной цели, будет принят антенной, несмотря на обратное направление вращения вектора E , так как вследствие несимметрии цели (самолет, ракета) в отраженную волну будут вводиться деполаризованные компоненты, которые приведут к образованию эллиптической поляризации с преобладанием вертикальной или горизонтальной поляризации.

К недостаткам спиральных антенн можно отнести следующие:

высокое (порядка 100 - 160 ом) входное сопротивление, зависящее от частоты, которое приходится согласовывать с сопротивлениями питающих кабелей (волновое сопротивление 50, 75 ом) с помощью специальных устройств;

сравнительно большой уровень боковых лепестков (порядка 18 дб) и невозможность получения узких диаграмм направленности.

4.4 Порядок расчета спиральных антенн

Исходными данными для расчета спиральных антенн являются: рабочий диапазон длин волн $\lambda_{\min} \div \lambda_{\max}$ и либо ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности $2\theta_{0,5}$, либо коэффициент направленного действия D_0 .

Вид спиральной антенны может быть выбран по заданному диапазону волн. Если ширина диапазона не превышает 55%, то берется цилиндрическая спираль, в противном случае берется коническая спираль, которая обеспечивает рабочий диапазон в два раза шире, чем цилиндрическая спираль.

Цилиндрическая спираль. Длина витка спирали принимается равной средней длине волны заданного диапазона

$$L = \lambda_{CP}.$$

Длина антенны определяется либо из выражения (4.14), если задан коэффициент направленного действия D_0 :

$$l' = \frac{D_0 \lambda_{CP}}{15}, \quad (4.22)$$

либо из выражения (4.13), если задана требуемая ширина диаграммы направленности по половинной мощности:

$$l' = \left(\frac{52^0}{2\theta_{0,5}} \right) \lambda_{CP}. \quad (4.23)$$

Шаг спирали находится из условия

$$S = 0,22 \lambda_{CP}, \quad (4.24)$$

если необходимо получить круговую поляризацию поля; или из условия

$$S = \frac{0,22}{1 + \frac{\lambda}{1 + 2l'}}, \quad (4.25)$$

если необходимо получить от антенны максимальный КНД.

Коэффициент неравномерности поляризационной характеристики для этого случая может быть найден из выражения (4.8).

Выражения (4.24) и (4.25) получены из соотношений (4.5) и (4.3), (4.7) после подстановки в них $L = \lambda_{CP}$ и $v_1/c = 0,82$. Число витков спирали находится из выражения (4.3)

$$n' = l'/S. \quad (4.26)$$

Полученная величина корректируется до целого числа n и в дальнейших расчетах принимается $l = nS$.

Радиус спирали находится из (4.1)

$$R = \frac{\sqrt{L^2 - S^2}}{2\pi}. \quad (4.27)$$

По приближенной формуле (4.12) рассчитывается форма диаграммы направленности на средней и крайних частотах диапазона.

Диаметр диска экрана принимается равным $(0,9 \div 1,1)\lambda_{CP}$; диаметр провода спирали берется порядка $(0,03 \div 0,05)\lambda_{CP}$, а его длина находится как nL . Входное сопротивление спирали почти чисто активное и определяется из приближенного выражения (4.15).

Коническая спираль. Нахождение параметров конической спиральной антенны начинают с расчета по заданной ширине диаграммы направленности или по заданному КНД эквивалентной цилиндрической спирали, который производят на средней частоте заданного для конической спирали диапазона. В результате расчета находят длину витка L эквивалентной цилиндрической спирали, ее осевую длину l' , шаг S и число витков n' .

Из (4.3) определяют угол намотки α , как

$$\alpha = \arcsin(S/L).$$

Он же будет углом намотки и для конической спирали. Угол при вершине

$$2\beta = 2\arcsin \frac{0,55}{2\pi(n'-1) \cdot \operatorname{tg}\alpha} \cdot \text{конуса находят из (4.21)}$$

Число витков конической спирали находят из выражения (4.20), как

$$n = \frac{\ln(L_n/L_1)}{2\pi \operatorname{tg}\beta \cdot \sin\beta} + 1,$$

где $L_1 = 0,75\lambda_{\min}$; $L_n = 1,3\lambda_{\max}$; а λ_{\min} и λ_{\max} - границы заданного рабочего диапазона для конической спирали.

Осевую длину спирали находят из (4.19), а начальный радиус спирали определяют из (4.17), зная длину первого витка

$$R_{\min} = \frac{0,75\lambda_{\min} \cdot \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta}{e^{2\pi \operatorname{tg}\alpha \cdot \sin\beta} - 1}.$$

Конечный радиус спирали находят из (4.16).

Форма диаграммы направленности конической спирали рассчитывается на средней частоте заданного диапазона по приближенной формуле (4.12), в которую необходимо подставить число витков n' , шаг S и длину витка L эквивалентной цилиндрической спирали.

Диаметр диска экрана принимают равным $(0,9 \div 1,1)\lambda_{\max}$, диаметр провода спирали берут порядка $(0,03 \div 0,05)\lambda_{CP}$. Общую длину провода конической спирали находят, как

$$\sum_{\xi=1}^n L_{\xi} = \frac{R_{\min}}{\operatorname{tg} \alpha \cdot \sin \beta} (e^{2\pi n \operatorname{tg} \alpha \cdot \sin \beta} - 1).$$

Широкополосность конических спиральных антенн по входному сопротивлению не меньше, чем по диаграмме направленности.

4.5 Конструкция и питание спиральных антенн

Цилиндрическая или коническая спиральная антенна, как правило, состоит из следующих основных частей (рис. 4.1,а, 4.2): проволочной спирали 1, сплошного или сетчатого экрана 2, питающего фидера 3 и согласующего устройства 4. В конструкцию антенны могут входить также диэлектрический каркас, на который наматывается спираль, или диэлектрические растяжки, придающие антенне жесткость.

Если спираль крепится на сплошном каркасе из диэлектрика, то ее расчетные размеры должны быть уменьшены в $1/\sqrt{\epsilon}$ раз. Спираль наматывается из проволоки, трубки либо плоской ленты. Как витки, так и экран необязательно делать круглыми, их можно делать квадратными или многоугольными. В качестве материала для спирали и экрана обычно применяется латунь и алюминий. Расстояние от начала первого витка до экрана берут равным $0,25S$.

Поскольку волновое сопротивление фидера обычно равно 50 или 75 ом, а входное сопротивление спирали составляет (100—160) ом, то для согласования антенны с фидером применяют широкополосные согласующие устройства, расчет которых дается, например, в [10].

Питание цилиндрической спирали подводится обычно со стороны экрана, причем центральная жила питающего коаксиала, к которой (присоединяется один конец спирали, должна находиться на образующей спирали (см. рис. 4.1,а). Второй конец спирали в этом случае остается свободным.

Диапазонность конической спиральной антенны существенно повышается при подведении к ней питания со стороны вершины спирали (см. рис. 4.2). В этом случае второй-конец спирали электрически соединяется с экраном.

5 ПАРАБОЛИЧЕСКИЕ АНТЕННЫ

5.1 Принцип работы

Основными элементами параболической антенны являются металлический отражатель (рефлектор) 1, имеющий форму одной из параболических поверхностей (параболоида вращения, параболического цилиндра, параболического сегмента и др.), облучатель 2, помещаемый в фокусе такой поверхности, и питающий фидер 3 (рис. 5.1).

Облучатель антенны выполняется так, чтобы почти вся излучаемая им энергия направлялась в сторону отражателя. Достигнув отражателя, электромагнитные волны возбуждают на его поверхности высокочастотные токи, которые создают свои электромагнитные поля.

Так как отражающей поверхности придается параболическая форма, сумма расстояний от фокуса до поверхности отражателя и от отражателя до плоскости, перпендикулярной фокальной оси, является постоянной величиной. Поэтому к поверхности раскрыва антенны переизлученные колебания приходят в одной и той же фазе.

В результате сложения отраженных колебаний в раскрыве антенны образуется и затем распространяется вдоль ее оси плоская волна, занимающая большую по сравнению с квадратом длины волны площадь. Плоская волна на значительных расстояниях преобразуется в сферическую, распространяющуюся в небольшом телесном угле.

Выведем расчетную формулу для формы сечения отражающей поверхности. Для получения синфазных колебаний в раскрыве необходимо обеспечить равенство любой суммы расстояний от фокуса до отражателя и от отражателя до плоскости, перпендикулярной оси параболоида (AB на рис. 5.1). Проведем такую плоскость через фокус, при этом выводы получаются наиболее простыми:

$$FA + FD = FA' + A'B' = FA'' + A''B'' = const, \quad (5.1)$$

или

$$FA = AB = C. \quad (5.2)$$

Из рисунка следует, что

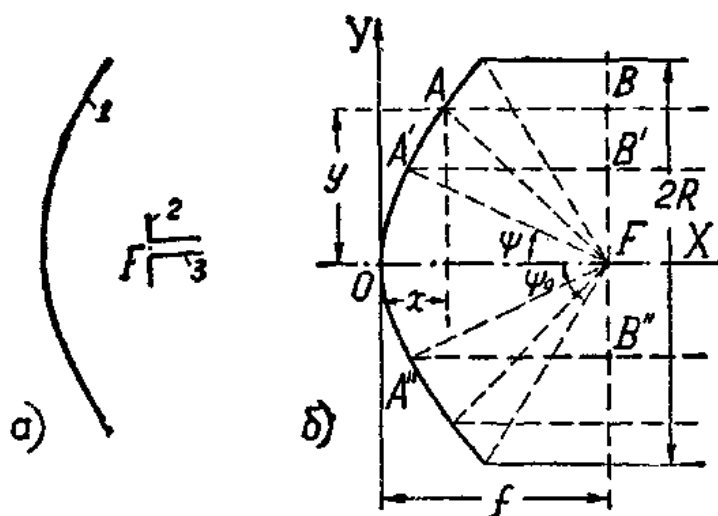


Рисунок 5.1. Основные элементы параболической антенны (а). Пути распространения радиоволн в параболической

$$FA = \sqrt{(f-x)^2 + y^2}, \quad (5.3)$$

$$AB = f - x. \quad (5.4)$$

После подстановки (5.4) и (5.1) в (5.2) получаем

$$\sqrt{(f-x)^2 + y^2} + f - x = C. \quad (5.5)$$

Определим постоянную C . В точке $x = 0$ имеет место равенство $y = 0$. Поэтому из уравнения (5.5), вытекает, что

$$C = 2f. \quad (5.6)$$

Подставив значение C в формулу (5.5), будем иметь:

$$\sqrt{(f-x)^2 + y^2} = f + x. \quad (5.7)$$

Возведя в квадрат правую и левую части и сократив подобные члены, получим

$$y^2 = 4fx. \quad (5.8)$$

Это уравнение параболы с фокусным расстоянием f в декартовой системе координат.

Важным параметром параболической антенны является так называемая угловая апертура (ψ_0 — угол, составленный осью параболической поверхности и направлением из фокуса на края параболоида (рис. 5.1). Выразим угловую апертуру через основные размеры параболы.

Из рисунка 5.1 видно, что

$$\operatorname{tg} \psi_0 = \frac{y}{f-x}, \quad (5.9)$$

причем

$$y = R, \quad x = \frac{y^2}{4f} = \frac{R^2}{4f}.$$

После несложных преобразований получим

$$\operatorname{tg} \frac{\psi_0}{2} = \frac{R}{2f}. \quad (5.10)$$

Этой формулой удобно пользоваться для вычисления фокусного расстояния антенны в виде

$$f = \frac{R}{2} \operatorname{ctg} \frac{\psi_0}{2}. \quad (5.11)$$

5.2 Направленные свойства параболической антенны

Коэффициент направленного действия параболической антенны рассчитывается по общей формуле

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A, \quad (5.12)$$

где A - действующая площадь антенны, вычисляемая также по общему правилу:

$$A = \nu S_P - S_{\Pi P}. \quad (5.13)$$

Здесь ν - коэффициент использования площади раскрыва антенны,

S_P - геометрическая площадь раскрыва антенны, $S_{\Pi P}$ - площадь облучателя и крепежных деталей, закрывающих раскрыв спереди. Ввиду сложности учета неравномерности облучения затеняющих деталей $S_{\Pi P}$ не умножается на ν . Поэтому в формуле (5.13) учитывается максимально возможный эффект затенения.

В коэффициенте использования площади раскрыва антенны согласно общей теории антенн учитывается снижение направленных свойств антенны за счет неравномерного возбуждения поверхности ее раскрыва.

Однако в параболической антенне, кроме неравномерности облучения, имеется ряд других причин, вызывающих расширение ее диаграммы направленности. Это следующие причины.

1. Отклонение формы фазового фронта облучателя от сферической. Причиной отклонения формы фазового фронта от сферической может быть вторичное излучение с поверхности питающего волновода и другие конструктивные недостатки, например, несовпадение фазовых центров облучателя в $-E$ - и H - плоскостях.

2. Теневой эффект облучателя. Облучатель закрывает часть площади раскрыва антенны. Это приводит к уменьшению действующей площади антенны, а также к искажению диаграммы направленности в связи с переизлучением внешними поверхностями облучателя, питающего его волновода и деталей крепления части энергии в различных направлениях. Теневой эффект приближенно учитывается в формуле (5.13) путем вычитания из действующей площади антенны суммарной площади проекции затеняющих деталей на плоскость раскрыва антенны.

3. Дифракция поля облучателя на краях отражателя. Токи, возбужденные облучателем на поверхности отражателя, огибают края последнего и возбуждают тыльную поверхность антенны. Это вызывает ненаправленное излучение небольшой части энергии в стороны и назад, приводит к расширению главного

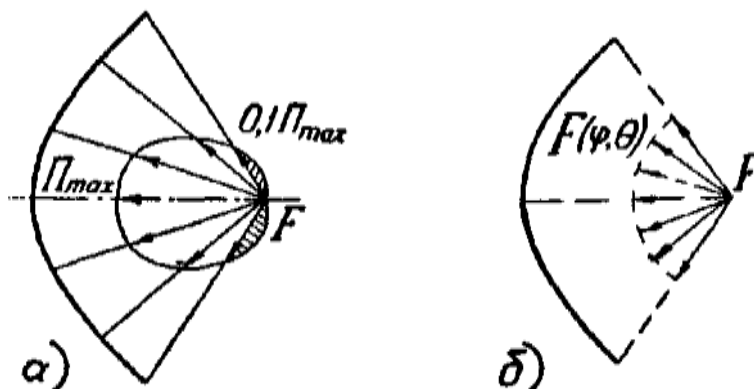


Рисунок 5.2. Облучение параболической антенны: а) реальный случай; б) идеальный случай

лепестка диаграммы направленности и появлению боковых лепестков.

4. Излучение облучателем части энергии за пределы параболической поверхности отражателя (заштрихованная часть диаграммы на рис. 5.2, *a*). Эта энергия не направляется отражателем в нужном направлении, а излучается в большом телесном угле самим облучателем, что вызывает как появление боковых лепестков, так и расширение основного лепестка диаграммы направленности.

5. Интерференционные провалы в диаграмме направленности облучателя (или расщепление главного лепестка диаграммы на несколько лепестков), вызванные вторичным излучением с поверхности волновода, если облучатель питается волноводом, проходящим через центр параболического отражателя.

6. Наличие поля поперечной поляризации.

Все перечисленные выше причины расширения главного лепестка диаграммы направленности параболической антенны косвенным образом учитываются в коэффициенте эффективности использования площади раскрытия антенны. В связи с этим он приобретает для параболической антенны следующую трактовку:

$$v = \frac{D}{D_0}, \quad (5.14)$$

где D — коэффициент направленного действия реальной антенны,
 D_0 — коэффициент направленного действия идеальной антенны.

Под идеальной антенной в данном случае подразумевается параболическая антенна с точечным облучателем, имеющим диаграмму направленности идеальной секториальной формы. Интенсивность потока излучения такого облучателя одна и та же во всех направлениях в сторону отражателя и равна нулю за его пределами (рис.5.2, б). Кроме того, в идеальной антенне отсутствуют токи, огибающие края отражателя.

Уменьшение КНД за счет излучения энергии в стороны учитывается при помощи коэффициента рассеивания κ , равного отношению мощности, падающей на рефлектор, ко всей мощности, излучаемой облучателем. На рис. 5.3 приведены расчетные кривые зависимости κ от отношения радиуса параболоида к двойному фокусному расстоянию при различных облучателях:

κ_1 - диполе Герца,
 κ_2 - диполе с плоским контррефлектором,
 κ_3 - облучателе с кардиоидной диаграммой (диполем с пассивным линейным рефлектором).

С учетом рассеивания КНД антенны выражается уравнением

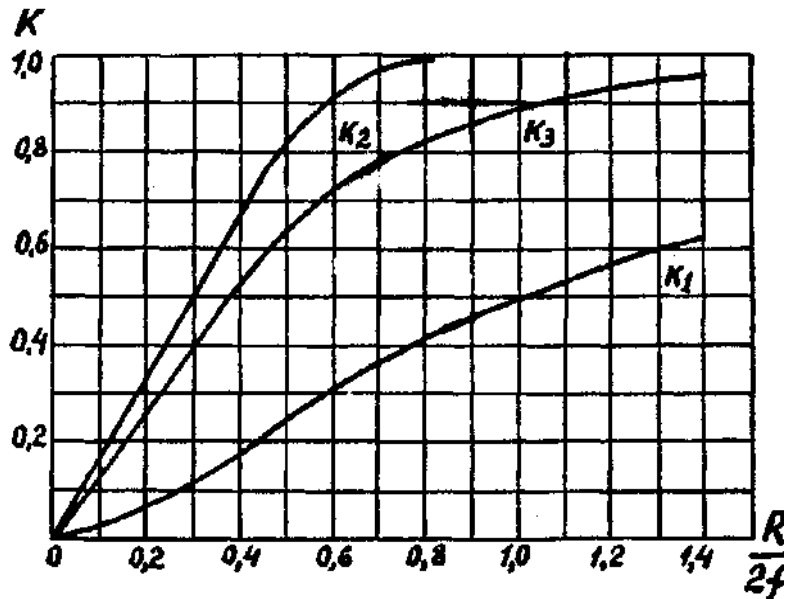


Рисунок 5.3. Графики зависимости коэффициента рассеивания параболоида (κ) от относительного размера его раскрытия —

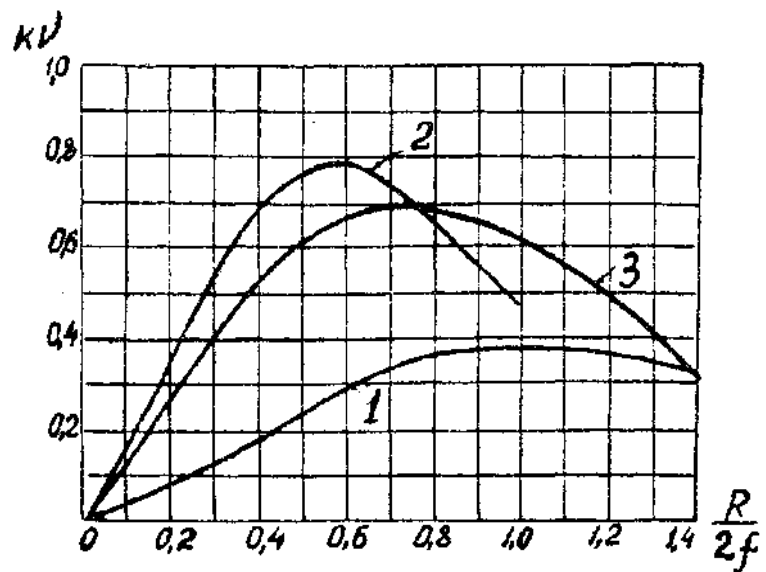


Рисунок 5.4. Зависимости κ от $R/2f$ при облучателях: 1) диполе Герца; 2) диполе Герца с плоским контррефлектором; 3) диполе Герца с проволочным контррефлектором

$$D = \frac{2\pi}{\lambda} (S_P \nu - S_{PP}) \kappa = \frac{2\pi}{\lambda} \nu_{OE} S_P, \quad (5.15)$$

где

$$\nu_{OE} = \kappa (\nu - S_{PP}/S_P), \quad (5.16)$$

ν — коэффициент, вычисленный по формулам таблицы 5П [12].

На рис. 5.4 показаны расчетные кривые изменения $\kappa\nu$ для тех же случаев, что и на рис. 5.3 (без учета теневого эффекта). На практике значения ν_{OE} получаются меньше приведенных на рис. 5.4 примерно на 25% в силу действия перечисленных выше факторов. Поэтому для параболических антенн коэффициент ν_{OE} обычно находится в пределах

$$\nu_{OE} = 0,4 \div 0,6. \quad (5.17)$$

Если главный лепесток функции направленности облучателя аппроксимируется выражением

$$f(\varphi) = \cos^n \varphi, \quad (5.18)$$

то коэффициент ν_{OE} без учета теневого эффекта (т. е. по сути произведение $\kappa\nu$) может быть вычислен по формуле [13]

$$\kappa\nu = \text{ctg}^2 \frac{\psi_0}{2} \left(\int_0^{\psi_0} \sqrt{\cos^n \varphi} \cdot \text{tg} \frac{\psi_0}{2} d\psi \right)^2. \quad (5.19)$$

$$\left. \begin{array}{l} \text{При } n = 2 \text{ получаем } \kappa\nu = 24 \left(\sin^2 \frac{\psi_0}{2} + \ln \cos \frac{\psi_0}{2} \right)^2 \text{ctg}^2 \frac{\psi_0}{2}, \\ \text{при } n = 4 \quad \quad \quad \kappa\nu = 40 \left(\sin^4 \frac{\psi_0}{2} + \ln \cos \frac{\psi_0}{2} \right)^2 \text{ctg}^2 \frac{\psi_0}{2}, \\ \text{при } n = 6 \\ \kappa\nu = 14 \left[2 \ln \cos \frac{\psi_0}{2} + \frac{(1 - \cos \psi_0)^3}{2} + \frac{1}{2} \sin^2 \psi_0 \right]^2 \text{ctg}^2 \frac{\psi_0}{2} \end{array} \right\} \quad (5.20)$$

Кривые изменения $\kappa\nu$ от R/f и ψ_0 приведены на рис. 5. 5. Действительные значения ν_{OE} меньше расчетных примерно на 25%. Данной аппроксимацией можно пользоваться при расчете антенн с рупорными облучателями и облучателями в виде вибратора с плоским контррефлектором.

Во всех случаях облучения максимум коэффициента ν_{OE} получается при угловой апертуре ψ_0 , примерно соответствующей направлению 10% уровня функции направленности облучателя по мощности.

При меньшей угловой апертуре ν_{OE} имеет меньшую величину, так как, несмотря на равномерное облучение параболоида, КНД антенны падает в связи с излучением облучателем значительной части энергии за пределы

параболоида (рис. 5.2, а). При больших углах ψ_0 часть параболической поверхности не облучается вовсе, что вызывает снижение коэффициента V_{OE} . Но это не значит, что при увеличении ψ_0 и постоянном фокусном расстоянии падает КНД. Он возрастает при увеличении ψ_0 за пределы ψ_{0OPT} , так как в данном случае все большая часть энергии облучателя направляется рефлектором (возрастает произведение $V_{OE}S_P$). Однако площадь антенны при этом используется не полностью.

При оптимальной угловой апертуре ширину основного лепестка диаграммы направленности между направлениями половинной мощности можно рассчитать по приближенной формуле

$$2\varphi_{0,5} \approx (1,2 \pm 0,2) \frac{\lambda}{L}, \quad (5.21)$$

где L — размер раскрыва антенны в данной плоскости (диаметр для парабоида вращения).

Большой разброс в величине угла $2\varphi_{0,5}$ объясняется различием свойств облучателей.

Диаграмму направленности параболической антенны можно рассчитать по следующей приближенной формуле [12]:

$$f(\varphi) \approx \frac{2J_1\left(k \frac{L}{2} \sin \varphi\right)}{k \frac{L}{2} \sin \varphi}, \quad (5.22)$$

где $J_1(x)$ - функция Бесселя первого рода первого порядка,

L - размер раскрыва антенны в той плоскости, в которой рассчитывается диаграмма направленности ($L = 2R$ — в парабоида вращения),

φ - угол между направлением максимума диаграммы направленности и данным направлением,

k - волновое число, $k = 2\pi/\lambda$.

Приведенная формула наиболее точно воспроизводит форму диаграммы направленности в пределах основного лепестка ее. Боковые

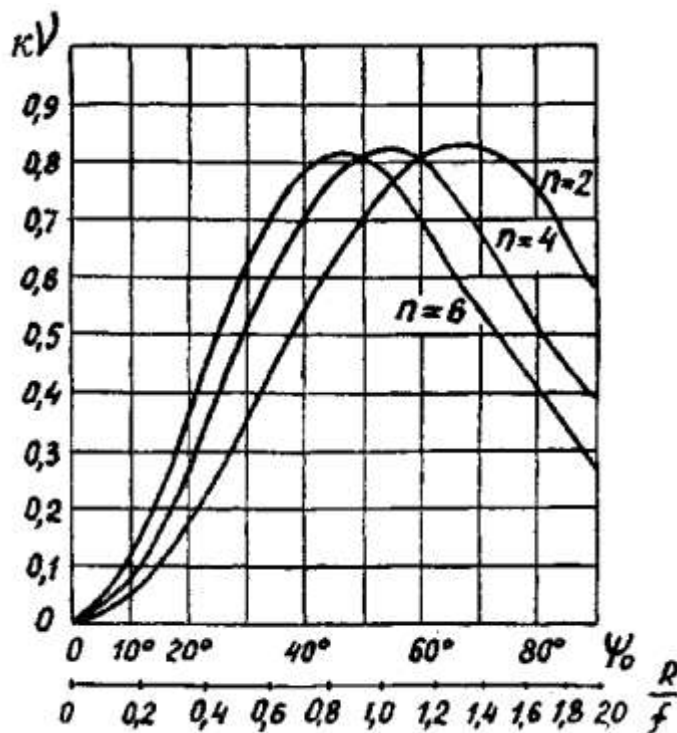


Рисунок 5.5. Зависимости $K\nu$ от R/f и ψ_0 без учета теневого эффекта при диаграммах направленности облучателей вида $\cos^n \varphi$ с осевой

лепестки, рассчитанные по ней, имеют интенсивность большую, чем получаемая на практике.

Правильно сконструированная антенна имеет слабые боковые лепестки. Это объясняется тем, что интенсивность облучения параболического отражателя плавно уменьшается от центра к краям. Более точный расчет необходимо проводить по формулам, приведенным в таблице 5П [12].

5.3 Точность изготовления отражателя

Отражающая поверхность антенны должна как можно точнее воспроизводить заданную параболическую форму. Отклонение поверхности от заданной формы вызывает появление разности фаз полей, приходящих к раскрыву антенны, что приводит к расширению диаграммы направленности.

Максимальная допустимая разность фаз обычно принимается равной $\pi/2$, что соответствует разности хода электромагнитных колебаний, равной $\lambda/4$. На рис. 5.6 показаны два крайних случая отклонения формы отражающей поверхности от заданной.

Из рисунка видно, что максимальное изменение длины пути колебаний имеет место в том случае, когда отклонения от параболической формы допущены в центре отражателя. В этом случае длина пути колебаний изменится на 2δ . Из вышеизложенного получаем

$$2\delta \leq \frac{\lambda}{4}. \quad (5.23)$$

Отсюда допустимое отклонение формы отражателя от заданной определяется неравенством

$$\delta \leq \frac{\lambda}{8}. \quad (5.24)$$

Так как отклонения формы поверхности от заданной могут иметь в разных точках противоположные знаки, необходимо принять за допуск на точность изготовления поверхности параболоида рефлектора величину, вдвое меньшую

$$\delta_{\text{доп}} = \pm \frac{\lambda}{16}. \quad (5.25)$$

Сказанное выше относится к отклонениям формы поверхности от заданной на больших участках, линейные размеры которых в поперечнике превышают половину длины волны. Неровности небольшой площади (головки крепежных винтов, следы резца и даже небольшие сквозные отверстия) не вызывают искажений фазового фронта.

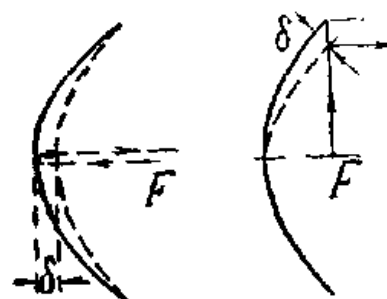


Рисунок 5.6. два крайних случая отклонения формы параболической

5.4 Облучатели параболических антенн

5.4.1 Основные требования

К облучателям параболических антенн предъявляются следующие основные требования.

1. Облучатель должен излучать в направлении на отражатель волну со сферическим фазовым фронтом.

2. Диаграмма направленности облучателя должна быть направлена главным максимумом в центр параболоида. Интенсивность потока излучения должна плавно уменьшаться от центра к краям, достигая в направлениях на края параболического отражателя уровня 0,1 от максимальной.

3. Теневой эффект облучателя должен быть минимальным.

4. Поляризация электромагнитной волны облучателя должна быть такой, чтобы поперечная составляющая отраженных от рефлектора колебаний была минимальной.

Кроме перечисленных выше специфических требований, к облучателям предъявляются также требования, общие для большинства антенн: отсутствие перенапряжений при излучении заданной мощности, широкополосность, согласование с питающим фидером, стойкость облучателя и питающего его фидера к воздействию метеоусловий, жесткость конструкции.

Для возбуждения параболических антенн применяются облучатели двух типов: с излучением назад и с излучением вперед. Если излучение электромагнитных колебаний облучателем происходит в том же направлении, в каком передается энергия в питающем фидере, его называют облучателем с излучением вперед. Если направление излучения колебаний противоположно направлению движения энергии в фидере, облучатель относится к типу облучателей с излучением назад.

5.4.2 Рупорные облучатели

Самым распространенным облучателем с излучением вперед является рупорный облучатель, питаемый волноводом, проходящим впереди раскрытия параболоида (рис. 5.7, *a*). Достоинством его является то, что он создает в направлении на параболоид волну со сферическим фронтом, интенсивность потока излучения в которой плавно уменьшается от центра к краям. Это позволяет получить наиболее высокий коэффициент использования площади раскрытия антенны. Кроме того, рупорный облучатель имеет простую конструкцию, а максимальная пропускаемая им мощность не меньше, чем у питающего его волновода.

С целью уменьшения размеров антенны в глубину фокусное расстояние стараются делать по возможности меньшим. Диаграмма направленности облучателя в антенне с малым фокусным расстоянием должна быть очень

широкой (угол ψ_0 близок к 90°). Для получения таких диаграмм в качестве облучателей применяют рупоры с малой площадью и большими углами раскрыва, а также открытые концы волноводов. Для лучшего согласования облучателя с волноводом желательно переход от волновода к рупору выполнять по плавной кривой (рис. 5.7, в). Наиболее широкую диаграмму направленности имеет открытый конец волновода, однако он плохо согласуется с питающим волноводом. Рупорные антенны, как известно, хорошо согласуются с волноводами, но имеют узкие диаграммы направленности. Для получения широкой диаграммы направленности и хорошего согласования иногда применяют рупорные облучатели с распылителями (рис. 5.7, г). Назначение последних - расширить диаграмму

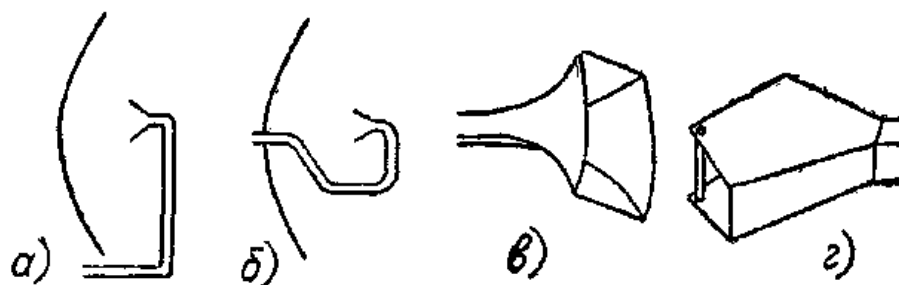


Рисунок 5.7. Эскизы облучателей с излучением вперед

направленности при сохранении большой площади раскрыва облучателя.

Крупным недостатком рупорных облучателей является большой теневой эффект. Раскрыв антенны при данном облучателе закрывается не только самим облучателем, но и питающим фидером с деталями его крепления. В связи с этим уменьшается действующая площадь антенны и возникает опасность искажения формы диаграммы направленности (появление больших боковых лепестков, расщепление главного лепестка диаграммы направленности на два и больше лепестков примерно одинаковой интенсивности).

Для уменьшения эффекта вторичного излучения следует участок питающего волновода, находящийся впереди параболоида, проводить под прямым углом к оси параболоида и не применять питающих волноводов, изогнутых по какой-либо сложной кривой (рис. 5.7, б), так как диаграмма направленности вторичного поля при этом становится настолько сложной, что искажения основной диаграммы не удастся устранить установкой облучателя.

Рупорные облучатели с излучением вперед целесообразно применять в антеннах с большими площадями раскрыва. В этом случае теневой эффект и эффект вторичного излучения будут относительно малы.

5.4.3 Вибраторные облучатели

Конструкции облучателей с излучением назад приведены на рис. 5.8 и 5.9. Основными их достоинствами являются малый теневой эффект и жесткость конструкции, недостатком - плохой, далекий от сферического, фронт волны. Поэтому такие вибраторы целесообразно применять в антеннах с относительно малыми площадями раскрыва, где решающую роль в искажении диаграммы направленности может играть теневой эффект, а также в тех случаях, когда необходимо осуществить вращение облучателя и обеспечить большую жесткость конструкции.

Облучатель, приведенный на рис. 5.8, состоит из вибратора и пассивного рефлектора, установленных на пластинке, выходящей из питающего волновода. Для согласования с облучателем волновод на конце имеет сужающуюся часть, которая по принципу действия является экспоненциальным трансформатором.

Достоинством облучателя является малый теневой эффект и простота конструкции. Однако такой облучатель не всегда может быть применен, так как при помощи него можно излучить меньшую мощность, чем максимальная мощность, передаваемая волноводом. Расчет передаваемой облучателем мощности надо проводить, исходя из допустимой напряженности в наиболее

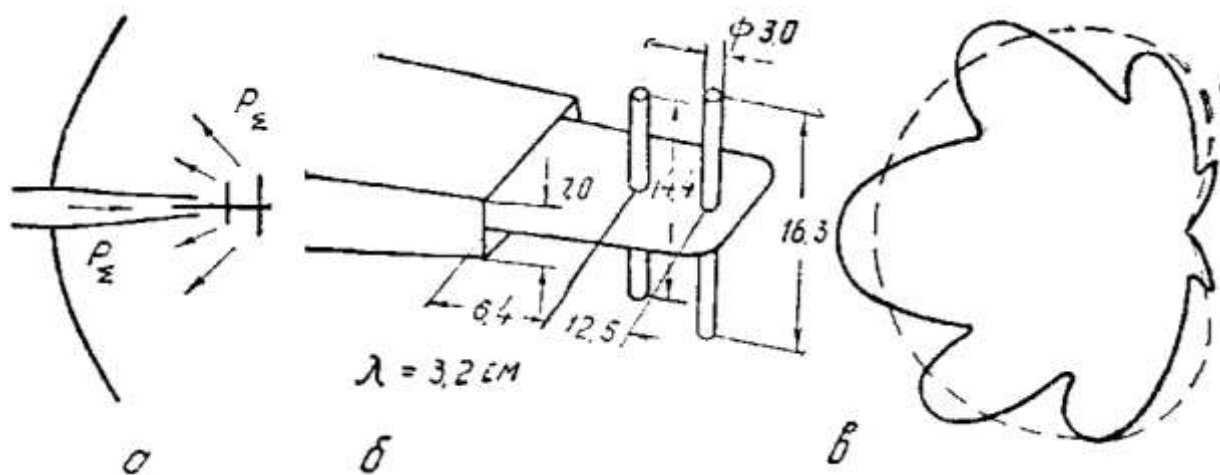


Рисунок 5.8. Эскиз облучателя трехсантиметрового диапазона и его диаграмма направленности

опасных местах - в сужающейся части волновода и на концах вибратора.

Центр излучения облучателя находится между вибратором и рефлектором, немного ближе к рефлектору. Диаграмма направленности облучателя в H -плоскости приведена на рис. 5.8, а. В E -плоскости диаграмма несколько уже. Расщепление диаграммы направленности на ряд лепестков вызвано переизлучением энергии внешней поверхностью питающего волновода. Основные и переизлученные колебания, складываясь в разных направлениях с разными фазами, дают увеличенные или уменьшенные

суммарные поля. Огибающая всех лепестков близка по форме к диаграмме направленности пары вибратор - рефлектор в свободном пространстве.

Коэффициент использования площади раскрыва антенны с облучателем этого типа получается небольшим из-за неравномерного облучения рефлектора, обусловленного лепестковостью диаграммы направленности, а также различием форм диаграмм направленности в H - плоскости и E - плоскости. К недостаткам рассматриваемой конструкции следует отнести также наличие непосредственного излучения облучателя в направлении, противоположном параболической поверхности, которое приводит к снижению КНД и усилению боковых лепестков. Модификация этого облучателя (рис. 5.9, а) как бы состоит из двух облучателей, показанных на рис. 5.8. Подбором расстояний между двумя парами вибратор – рефлектор можно добиться приближения формы диаграммы направленности облучателя в H - плоскости к форме диаграммы направленности в E - плоскости.

Облучатель, как правило, состоит из вибратора с рефлектором, причем роль последнего может выполнять как удлиненный пассивный вибратор, так и металлическая пластинка в форме диска или параболического цилиндра (рис. 5.9, в и г). Если рефлектор выполнен в виде диска, диаметр его рекомендуется брать равным $0,815 \lambda$. При таких размерах диск достаточно хорошо

устраняет обратное излучение облучателя и в то же время создает небольшой теневой эффект.

Одно плечо вибратора прикреплено к центральному проводнику кабеля и возбуждается его токами, второе - помещается на внешнем проводнике и возбуждается токами, проходящими сложным путем от внутренней поверхности внешнего проводника до этого плеча.

Из-за неравенства путей токов плечи вибратора возбуждаются несимметрично. Поэтому диаграмма направленности такого облучателя несимметрична относительно оси кабеля.

Лучшей симметрией обладает облучатель, возбуждаемый симметрирующей щелью, изображенный на рис.5.9, в и г. Диаметр вибратора

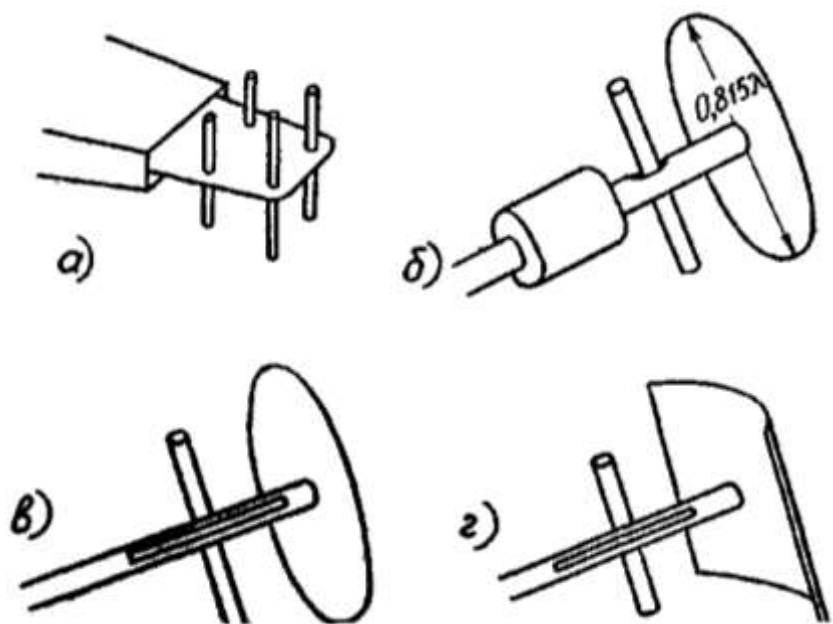


Рисунок 5.9. Эскизы облучателей с излучением назад

обычно принимается равным диаметру внутреннего провода фидера с целью уменьшения нарушения неоднородности поля в месте подсоединения плеча вибратора. Нарушение неоднородности поля приводит к снижению передаваемой по фидеру мощности.

Для предотвращения возбуждения внешней поверхности фидера на ней, у вибратора, помещается запирающий стакан глубиной $\lambda/4$. В зависимости от положения запирающего стакана изменяются амплитуда и фаза токов, ответвляющихся на внешнюю поверхность оболочки и возбуждающих дополнительное электромагнитное поле. Поэтому от положения стакана зависит степень асимметрии диаграммы направленности облучателя. Изменяя положение его, можно добиться синфазного питания обеих половин вибратора.

Диаграммы направленности, коэффициент направленного действия и сопротивление излучения облучателей, состоящих из вибратора и отражающей пластинки, могут быть рассчитаны примерно так, как для системы вибратор - зеркальное изображение. Достоинством облучателей с отражающей пластинкой (ее часто называют контррефлектором) является отсутствие обратного излучения, недостатком - больший, чем у двухвибраторного облучателя, теневой эффект.

5.4.4 Щелевой облучатель

Еще одна конструкция облучателя с излучением назад приведена на рис. 5.10. В этом облучателе излучающими элементами являются две щели, возбуждаемые волноводом, который сужается к концу и снабжается насадкой в виде расходящихся в разные стороны отрезков волновода со щелями, обращенными к рефлектору. Щели для герметизации закрываются полистироловыми или слюдяными пластинками. Сужение волновода необходимо как для согласования сопротивлений, так и для уменьшения влияния внешних поверхностей его на конфигурацию поля щелей. Для согласования сопротивлений применяются также настраивающие штыри большого диаметра, помещаемые в T -образном разветвлении и у начала сужающейся части волновода.

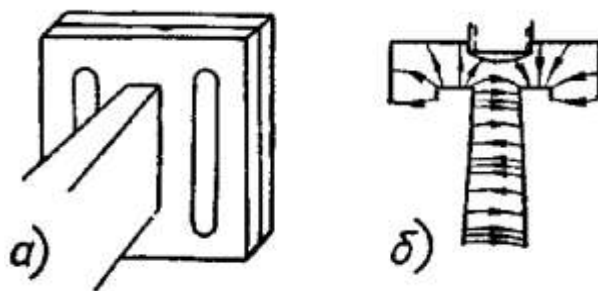


Рисунок 5.10. Эскиз щелевого облучателя

Теневой эффект этого облучателя небольшой, фазовый фронт близок к сферическому. Фазовые искажения, получающиеся за счет отражения от внешней поверхности волновода, не превышают величины $\pi/6$.

Недостатком облучателя, несколько снижающим КНД всей антенны, является наличие двух центров излучения, расположенных посередине каждой из щелей, а следовательно, вне фокуса параболической поверхности. Диаграмма направленности такого облучателя зависит от длины щелей и от расстояния между ними. Обычно длину щелей выбирают резонансной: $2l = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l$ (Δl - укорочение щели), а расстояние рассчитывают так, чтобы диаграммы направленности в обеих плоскостях (H и E) имели одинаковую ширину.

Расчет диаграмм направленности щелевого облучателя можно проводить по следующим приближенным формулам:

$$\text{в } E \text{ - плоскости} \quad F(\theta) = \cos\left(\frac{kd}{2}\sin\theta\right), \quad (5.26)$$

$$\text{в } H \text{ - плоскости} \quad F(\varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\varphi\right)}{\cos\varphi}, \quad (5.27)$$

где d — расстояние между щелями,
 φ и θ - углы между осью антенны и данным направлением
соответственно в H - и E - плоскостях.

5.4.5 Допустимая дефокусировка облучателя

Для получения в раскрыве параболической антенны волны с плоским фазовым фронтом необходимо фазовый центр облучателя помещать па возможности точнее в фокусе параболической поверхности.

Причиной искажения фазового фронта при сдвиге облучателя из фокуса является нарушение равенства расстояний от облучателя к плоскости раскрыва антенны для радиоволн, распространяющихся различными путями. Допустимой максимальной разностью хода радиоволн, распространяющихся различными путями, считается величина, равная $\lambda/4$. При такой разности хода коэффициент направленного действия параболической антенны уменьшается по сравнению с максимальным на 6% [12].

С учетом этого допустимый сдвиг облучателя из фокуса параболической антенны составляет [12]

$$\delta_F \leq \frac{\lambda}{4(1 - \cos\varphi_0)}. \quad (5.28)$$

5.4.6 Антенны с решетчатыми и перфорированными отражателями

С целью уменьшения веса и парусности параболических антенн их отражатели часто выполняют из решеток или перфорируют.

Перфорированная поверхность обычно представляет собой поверхность, выполненную из металлического листа с круглыми или овальными отверстиями. Размер отверстия в плоскости, перпендикулярной вектору электрического поля, должен быть меньше половины длины волны ($b < \frac{\lambda}{2}$, рис. 5.11).

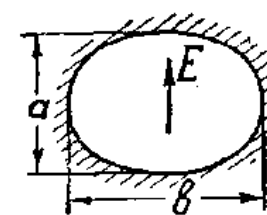


Рисунок 5.11.
Овальные
отверстия
перфорированных
рефлекторов

Решетчатая поверхность выполняется из металлических проводов или пластин, форма и взаимное расположение которых приведены на рис. 5.12. Расстояния между элементами решетки должны быть меньше половины длины волны, вектор электрического поля, излучаемого облучателем или принимаемого извне, должен быть параллельным элементам решетки.

При выполнении этих условий пространство между каждыми двумя соседними элементами решетки обладает свойствами волновода с размерами, меньшими критических. Электромагнитное поле в зазорах сильно затухает, а преобладающая часть энергии отражается от решетки в сторону прихода энергии. Затухание энергии в зазорах тем больше, чем меньше расстояние между элементами решетки и чем шире элементы.

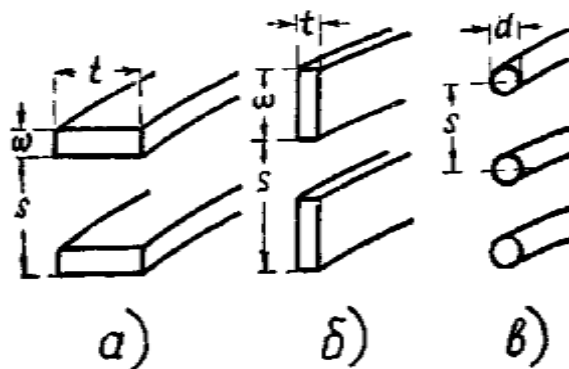


Рисунок 5.12. **Форма проводов**
решетчатых рефлекторов

Качество решетки оценивается коэффициентом прохождения, который определяется как отношение квадрата напряженности поля на теневой стороне решетки к квадрату напряженности поля падающей на решетку волны и может быть найден по затуханию волны между элементами решетки [12].

Хотя проходящая через решетчатую поверхность мощность в сотни раз меньше отраженной, наличие ее может вызвать большие помехи при работе антенны, например, в радиолокационной станции. Дело в том, что расстояние до местных предметов, обычно находящихся сзади рефлектора, в сотни и тысячи раз меньше расстояния до объекта, облучаемого основным лепестком диаграммы направленности антенны. Поэтому отраженные от местных предметов сигналы, которые в радиолокационных станциях играют роль

помех, могут значительно превысить уровень полезного сигнала, если коэффициент прохождения недостаточно мал.

5.4.7 Параболические антенны со специальными диаграммами направленности

Наиболее распространенными среди параболических антенн являются антенны с отражателями в виде параболоидов вращения в связи с тем, что они имеют минимальные габариты при данном КНД. Форма объемной диаграммы направленности их близка к форме вытянутой сигары, симметричной относительно оси параболоида.

В ряде случаев необходимо применять антенны с диаграммами направленности различной ширины в двух перпендикулярных плоскостях (веерообразной формы). Сечение диаграммы направленности плоскостью, перпендикулярной направлению главного максимума диаграммы, должно иметь, например, форму вытянутого (обычно в вертикальной плоскости) овала (рис. 5.13).

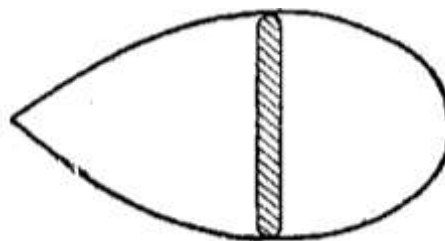


Рисунок 5.13. Веерообразная диаграмма направленности

Такую диаграмму получают при помощи следующих антенн:

- а) овального выреза из параболоида вращения (рис. 5.14),
- б) параболического цилиндра (рис. 5.15),
- в) сегментно-параболической антенны (рис. 5.16).

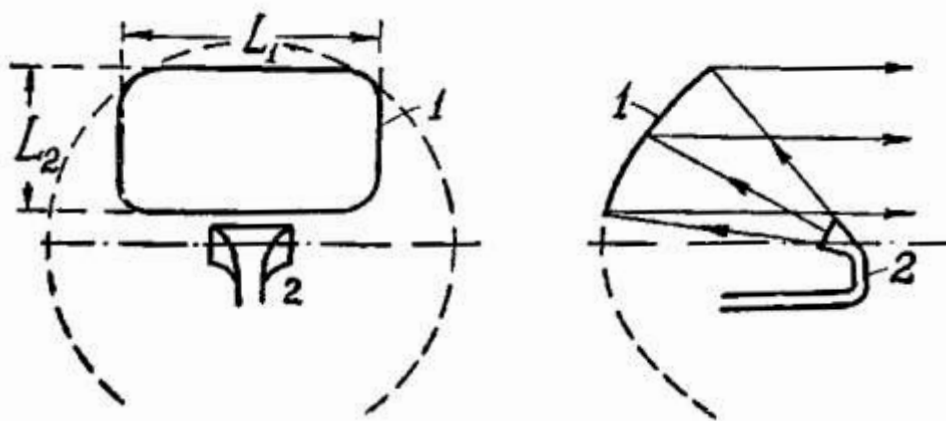


Рисунок 5.14. Антенна с усеченным овальным отражателем и вынесенным облучателем

Овальный вырез делается по центру или выше оси параболоида. Последний вариант имеет то преимущество, что в нем можно применять так называемый вынесенный облучатель (рис. 5.15, 2). Это позволяет исключить теневой эффект и тем самым увеличить КНД и уменьшить боковые лепестки.

Лучшим облучателем в данном случае является рупор с овальным или прямоугольным раскрывом.

Ширина диаграммы направленности антенны с овальным отражателем может быть рассчитана по формуле (49.5):

$$2\theta_{0,5} \approx (1,2 \pm 0,2) \frac{\lambda}{L_2},$$

$$2\varphi_{0,5} \approx (1,2 \pm 0,2) \frac{\lambda}{L_1}. \quad (5.29)$$

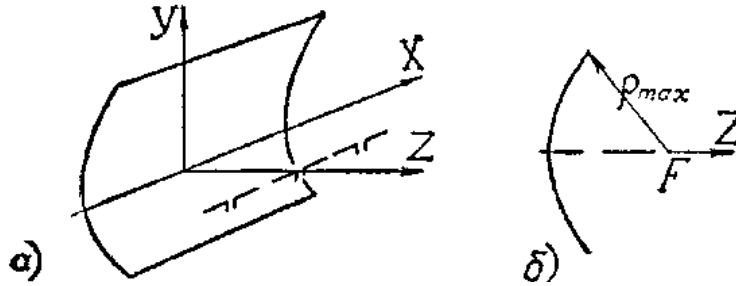


Рисунок 5.15. Схема антенны с отражателем в виде параболического цилиндра

Параболический цилиндр обычно облучается при помощи нескольких симметричных вибраторов с контррефлекторами, расположенных вдоль фокальной оси. Чтобы зеркало облучалось цилиндрической волной, необходимо выполнять следующее соотношение между максимальным расстоянием от фокуса к отражателю, длиной волны и длиной цилиндра l :

$$\rho_{\max} < \frac{l^2}{\lambda}; \quad l \gg \lambda. \quad (5.30)$$

Расчет направленных свойств антенны с параболическим цилиндром приводится в [5, 6, 12].

Сегментно-параболическая антенна образуется путем помещения параболического цилиндра небольшой длины между двумя параллельными металлическими пластинами. Облучателем антенны может быть открытый конец волновода или рупор с раскрывом, равным расстоянию между параллельными пластинами. Более простой в производстве и надежной в эксплуатации является антенна, у которой вектор электрического поля E перпендикулярен параллельным стенкам. Если вектор E параллелен этим стенкам, требуется с большой точностью поддерживать одинаковое расстояние между стенками по всей их

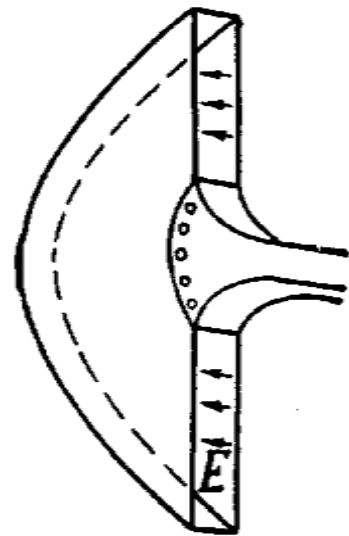


Рисунок 5.16. Сегментно-параболическая

площади, так как от этого расстояния зависит скорость распространения радиоволн внутри антенны.

5.4.8 Антенны с диаграммой направленности типа $\operatorname{cosec}\theta$

В панорамных локационных станциях, предназначенных для наблюдения за воздушной обстановкой с земли, а также для обзора местности с самолета, необходимо иметь диаграмму направленности, форма которой приведена на рис. 5.17. Перед станцией обычно ставится задача обеспечить круговое наблюдение за всеми самолетами, появляющимися в районе действия станции. Для получения большой скорости обзора пространства диаграмма направленности антенны должна быть такой, чтобы в одном положении антенны просматривалось пространство от 0 до 90° в вертикальной плоскости и очень узком секторе в горизонтальной плоскости.

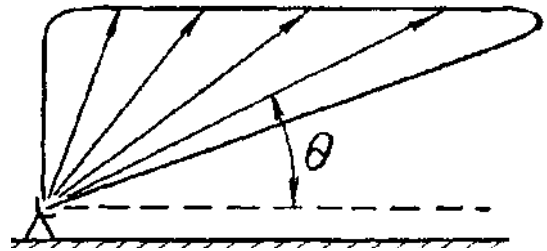


Рисунок 5.17. Диаграмма направленности типа $\operatorname{cosec}\theta$

Максимальная высота полета самолетов во много раз меньше максимальной дальности обнаружения их при помощи радиолокационной станции. Поэтому по мере приближения самолета, летящего на данной высоте, к месту расположения станции наклонное расстояние между ним и станцией значительно уменьшается.

Для получения одинакового отраженного сигнала от самолетов, находящихся на любых расстояниях в пределах радиуса действия станции, необходимо распределить излучаемую мощность так, чтобы напряженность поля у самолетов, расположенных под различными углами θ , была одинаковой. Это можно обеспечить, если убывание поля за счет увеличивающегося расстояния компенсировать увеличением его, обусловленным изменениями в диаграмме направленности.

Чаще всего применяются два метода получения диаграммы направленности типа $\operatorname{cosec}\theta$.

В одном из методов усеченный параболоид облучается несколькими облучателями, один из которых

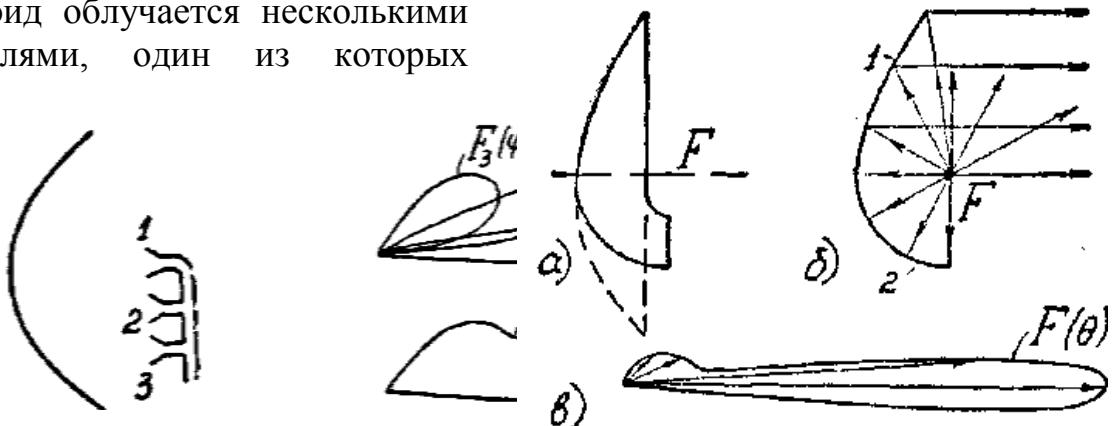


Рисунок 5.18. Способ получения

Рисунок 5.19. Излучение поверхности двойной кривизны

помещается в фокусе, а остальные - ниже его. В результате смещения из фокуса диаграммы направленности рефлектора с нижними облучателями отклоняются от оси параболоида вверх и расширяются (рис. 5.18). Фаза и мощность питания всех облучателей подбираются так, чтобы при сложении их полей получить диаграмму направленности, близкую к косекансной ($F(\varphi)$ на рис. 5.18).

По второму методу необходимого распределения поля в пространстве добиваются путем выполнения рефлектора специальной формы. Простейшей формой такого рода является поверхность двойной кривизны, составленная из половины параболоида вращения и бочкообразной поверхности (рис. 5.19). Последняя образуется путем вращения параболы вокруг горизонтальной оси, проходящей через фокус. Излучение половины параболоида вращения направлено здесь, как у всякой параболической антенны, вдоль оси. Излучение бочкообразной поверхности приводит к появлению электромагнитного поля под большими углами к оси параболоида. Форма диаграммы направленности такой антенны приведена на рис. 5.19, в. Как видно, она значительно отличается от идеальной.

Для получения диаграммы направленности по форме близкой к идеальной, отражатель выполняется в виде цилиндра, сечение которого в вертикальной плоскости имеет специальную форму [13].

Реальная диаграмма антенны тем ближе к теоретической, чем больше размеры отражателя. Удовлетворительное совпадение имеет место уже при размерах раскрыва $L = (15 \div 20)\lambda$. Форма диаграммы направленности близка к виду $\operatorname{cosec} \theta$ в секторе углов от $\theta_1 = 10^\circ$ до $\theta_2 = 70^\circ$.

Рекомендации по расчету антенн с диаграммой направленности типа $\operatorname{cosec} \theta$ приводятся в [6, 9, 11, 12].

5.4.9 Порядок расчета параболической антенны

Исходными величинами при расчете параболической антенны могут быть коэффициент направленного действия, ширина диаграммы направленности в двух плоскостях, габариты антенны.

Рассмотрим вариант расчета для случая, когда заданным является коэффициент направленного действия D , а диаграмма направленности должна быть симметричной относительно оси антенны.

1. Выбирается облучатель антенны, определяются его диаграмма направленности $f(\varphi)$, $f(\theta)$ расчетным или опытным путем, площадь деталей, затеняющих раскрыв $S_{\text{пр}}$ коэффициент усиления $G_{\text{обл}}$. Следует иметь в виду, что рупорные облучатели, применяемые в параболических антеннах, часто должны иметь угол раскрыва Φ_0 больший оптимального или очень малую площадь раскрыва. Это необходимо для получения широкой диаграммы направленности облучателя и, следовательно, небольших фокусных расстояний.

а) В случае вибратора с плоским контррефлектором диаграмма может быть подсчитана по формулам, учитывающим зеркальное изображение вибратора в пластинке контррефлектора.

$$\begin{aligned} \text{В плоскости } H \quad f(\varphi) = f_2(\varphi) = 2 \sin(k \cdot h \cdot \cos \varphi), \\ \text{в плоскости } E \end{aligned} \quad (5.31)$$

$$f(\theta) = f_1(\theta) \cdot f_2(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} 2 \sin(k \cdot h \cdot \cos \varphi).$$

В формуле (5.31) обозначены:

$k = 2\pi/\lambda$ - волновое число;

h - расстояние между вибратором и контррефлектором.

В случае вибратора с пассивным линейным контррефлектором диаграмма направленности приближенно вычисляется по формуле (5.32).

$$\begin{aligned} \text{В плоскости } H \quad f(\varphi) = f_2(\varphi) = 2 \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 + \cos \varphi)\right], \\ \text{в плоскости } E \end{aligned} \quad (5.32)$$

$$f(\theta) = f_1(\theta) \cdot f_2(\theta) = 2 \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 + \cos \theta)\right].$$

Здесь

$$f_1(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right)}{\cos \theta} \quad - \quad \text{диаграмма направленности полуволнового}$$

вибратора,

$f_2(\theta)$ - диаграмма направленности решетки.

В обоих случаях расчет диаграммы направленности дает приближенные результаты, и поэтому формулу ее уточняют экспериментально.

б) Рассчитывается сопротивление излучения вибратора

$$R_{\Sigma \Pi} = R_{\Sigma 11} + R_{\Sigma 12},$$

где $R_{\Sigma 12}$ - сопротивление, вносимое рефлектором.

в) Рассчитывается коэффициент усиления облучателя, он практически равен КНД, так как потери в антенне малы:

$$G_{\text{ОБЛ}} \approx D_{\text{ОБЛ}} = 120 \frac{f_m^2(\varphi, \theta)}{R_{\Sigma \Pi}}. \quad (5.33)$$

г) Определяется ток вибратора

$$I_{\Pi} = \sqrt{\frac{P_{\Sigma}}{R_{\Sigma \Pi}}}.$$

д) Вычисляется диаметр вибратора $d = 2r$

$$r = (2 \div 3) \frac{60 I_{II}}{E_{KP}}, \quad (5.34)$$

в сантиметровом диапазоне $E_{KP} \approx 30$ кВ/см.

е) Рассчитывается резонансная длина вибратора;

$$\left. \begin{aligned} 2l &= \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l \\ \Delta l &\approx \frac{42,5 + X_{12}}{2\pi\rho_{OE}} \lambda \\ \rho_{OE} &\approx 120 \left(\ln \frac{\lambda}{\pi r} - 0,577 \right) \end{aligned} \right\}. \quad (5.35)$$

2. По диаграммам направленности облучателя определяется оптимальная угловая апертура ψ_{0OPT} , как угол между направлениям главного максимума диаграммы направленности облучателя и направлением 10% уровня по мощности (0,316 по напряженности). Угол ψ_{0OPT} также может быть определен по кривым на рис. 5.4 и 5.5.

3. Вычисляется радиус раскрыва параболоида

$$R = \sqrt{\frac{1}{\pi v_{OE}} \left(\frac{D\lambda^2}{4\pi} + S_{ПП} \right)}.$$

v_{OE} можно принимать для антенн с рупорными облучателям равным 0,6, для остальных случаев 0,4 - 0,5.

4. Рассчитывается фокусное расстояние антенны

$$f = \frac{R}{2} \operatorname{ctg} \frac{\psi_{0OPT}}{2}. \quad (5.36)$$

Полученную величину необходимо откорректировать с тем, чтобы выполнялось равенство

$$f = n \frac{\lambda}{2},$$

если в направлении заднего лепестка диаграммы направленности облучателя поле противофазно по сравнению с полем главного лепестка (например, у рупорного облучателя).

Если поля в направлении главного и заднего лепестков облучателя синфазны (например, у вибратора с пассивным контррефлектором), должно выполняться равенство

$$f = (2n - 1) \frac{\lambda}{4}.$$

Такое соотношение необходимо, чтобы колебания, отраженные от рефлектора и излученные облучателями в направлении задних лепестков, складывались в фазе.

5. Проверяются величины $\psi_{0\text{ОПТ}}$, ν_{OE} , D после корректировки при помощи кривых рисунков 5. 4, 5.5 или путем расчета по формулам таблицы 5.П [12].

6. Определяется форма сечения параболического отражателя

$$y = \sqrt{4fx}. \quad (5.37)$$

7. Вычисляются функция направленности антенны и ширина главного лепестка по формулам таблицы 5.П [12] или по приближенным формулам:

$$f(\varphi) \approx \frac{2J_1(k \cdot R \cdot \sin \varphi)}{k \cdot R \cdot \sin \varphi}. \quad (5.38)$$

$$2\theta_{0,5} \approx 2\varphi_{0,5} \approx (1,2 \pm 0,2) \frac{\lambda}{R}. \quad (5.39)$$

8. Рассчитываются допуски:

а) на отклонение формы поверхности рефлектора от заданной

$$\delta \leq \lambda/16, \quad (5.40)$$

б) на смещение облучателя из фокуса в осевом направлении

$$\delta_f \leq \frac{\lambda}{4(1 - \cos \psi_{0\text{ОПТ}})}, \quad (5.41)$$

в) на смещение облучателя из фокуса в боковом направлении

$$a_f \leq f \sin \alpha_{\max}, \quad (5.42)$$

$$\alpha_{\max} = \frac{\lambda}{4R} \left(4 \frac{f^2}{R^2} - 1 \right).$$

9. Вычисляется коэффициент стоячей волны в питающем фидере

$$КСВ = \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma},$$

где Γ - коэффициент отражения,

$$p = \frac{\lambda G_{\text{ОБЛ}}}{4\pi f}. \quad (5.43)$$

В тех случаях, когда к. с. в. оказывается недопустимым, применяются приемлемые по техническим условиям меры для его уменьшения.

10. Рассчитываются размеры облучателя, фидера, элементов настройки и симметрирования и других деталей, необходимые для конструирования антенны.

6 АНТЕННА ТИПА ВОЛНОВОЙ КАНАЛ

6.1 Общие сведения

Антенны типа «волновой канал» широко используются в диапазоне УКВ, телевидении, радиолокации как антенны связных приемников, элементов АР и т.д.

Антенна (рис. 6.1) состоит из активного симметричного вибратора, к которому подводится питание и нескольких пассивных симметричных вибраторов, расположенных вдоль оси антенны параллельно друг другу, – рефлектора и директоров.

Рефлектор служит для уменьшения излучения антенны в обратном направлении, директоры – для сужения диаграммы направленности по оси антенны. Директоры интенсивно возбуждаются, их число от 1-3 до 20-30. Излучение в сторону рефлектора значительно слабее, поэтому используется один, реже два, рефлектора. Активным элементом антенны может быть как симметричный полуволновой вибратор, так и петлевой вибратор.

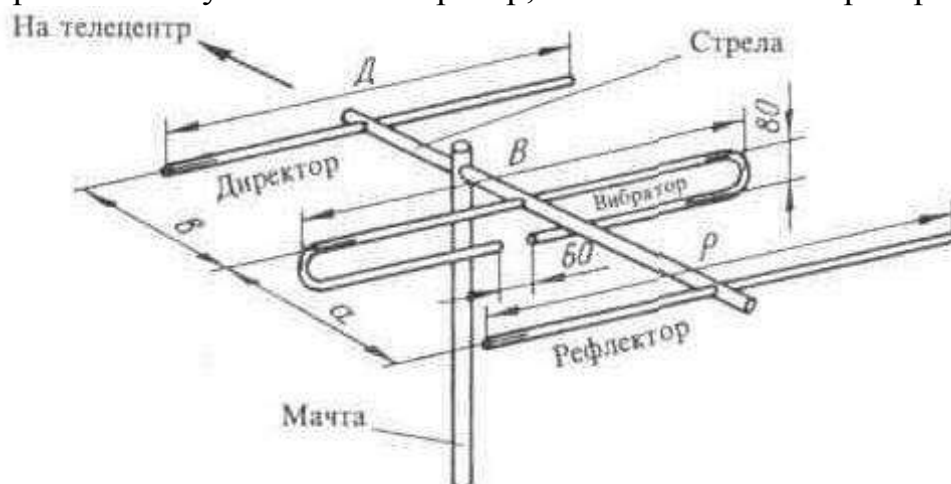


Рис. 6.1. Трехэлементная антенна «Волновой канал»

Директорная антенна рассматривается как антенна бегущей волны с замедлением, близким к единице. Директоры возбуждаются бегущей вдоль системы волной, излучаемой активным вибратором, и образуют «волновой канал». Необходимые фазовые соотношения токов в вибраторах обеспечиваются за счет их соответствующей настройки.

Токи в директорах по мере удаления от активного вибратора должны отставать по фазе от тока в вибраторе на всё большую величину. Достичь этого можно, укоротив директоры на 5 – 10 % по сравнению с активным вибратором. Опережение тока в рефлекторе обеспечивается его удлинением на 5 – 10 % по сравнению с активным вибратором. Активная часть входного сопротивления активного вибратора уменьшается за счёт влияния пассивных вибраторов на 40-50 Ом. В связи с этим в качестве активного вибратора чаще используется петлевой вибратор Пистолькорса, входное сопротивление которого около 300 Ом. Рабочая полоса директорной антенны, в пределах

которой сохраняется значение входного сопротивления и диаграммы направленности, зависит от её общей длины и составляет 3 – 15 %.

Для создания однонаправленного излучения, характеризующегося наличием одного главного максимума ДН, применяются антенны, в состав которых входят так называемые директоры и рефлекторы.

Под директором понимают систему проводов, аналогичную антенне, размещаемую вблизи ее и увеличивающую излучение в направлении антенна - директор. При этом поле в обратном направлении ослабляется или уничтожается.

Рефлектором называется или система проводников, аналогичная антенне, или проводящая поверхность, располагаемая вблизи антенны и ослабляющая (уничтожающая) излучение в направлении антенна - рефлектор. При этом излучение в обратном направлении возрастает. Рефлектор в виде отражающей поверхности будет рассмотрен при изучении антенн СВЧ.

Проанализируем директор и рефлектор в виде резонансного проводника - вибратора как антенну.

Анализ таких антенн удобнее вести в режиме передачи.

Как директор, так и рефлектор, могут быть активными и пассивными, т.е. получать или не получать питание непосредственно от генератора.

Пассивный элемент возбуждается от поля активного. Наиболее эффективными в случае однонаправленности являются «активные» элементы. Однако конструктивно наиболее просты широко применяемые антенны с пассивными элементами.

Рассмотрим диаграмму направленности антенны с активным директором (рефлектором). Если в системе из двух одинаковых вибраторов принять один из элементов за антенну, то второй окажется директором или рефлектором в зависимости от положения его относительно антенны (перед или позади).

6.2 Расчётная часть

Расстояние между активным вибратором и первым директором, которое обычно составляет $(0,15 \div 0,25)\lambda$ и расстояния между рефлектором и активным вибратором, составляющего $(0,1 \div 0,35)\lambda$

- 1) Выбираем расстояние между активным вибратором и рефлектором

$$d_p = 0,3 \cdot \lambda$$

- 2) Выбирается расстояние между активным вибратором и первым директором.

$$d_o = 0,2 \cdot \lambda$$

d_p – расстояние между активным вибратором и рефлектором.

d_d – расстояние между активным вибратором и первым директором;

Коэффициент направленного действия определяется, как у антенны бегущей волны, следующей приближенной формулой:

$$D = K_1 \frac{L}{\lambda}, \quad (1.1)$$

где L – длина антенны,

K_1 – коэффициент, зависящий от длины антенны.

Длина антенны

$$L = d_p + 2d_d. \quad (1.2)$$

Коэффициент K_1 определим, используя график зависимости K_1 от $\frac{L}{\lambda}$, представленный на рисунке 6.4,б.

Диаграмма направленности такой антенны $F(\Theta, \varphi)$ равна произведению ДН единичного излучателя на множитель решетки (рис. 6.2):

$$f(\Theta, \varphi) = Af_1(\Theta, \varphi) \frac{\sin(N\psi/2)}{\sin(\psi/2)}.$$

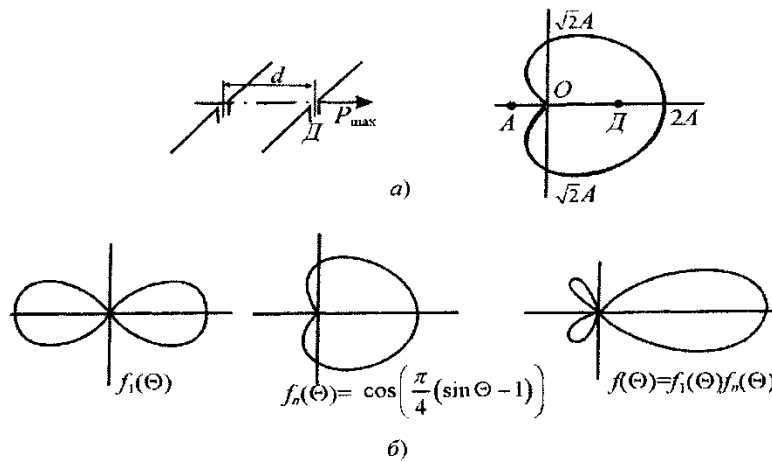


Рисунок 6.2 – Диаграмма направленности антенны с активным директором (рефлектором):

а) – в вертикальной плоскости; б) – в горизонтальной плоскости

Здесь $\psi = kd \sin\Theta + \psi_1$ – сдвиг по фазе между полями антенны и директора за счет разности хода лучей и сдвига по фазе тока между элементами ψ_1 .

Так как в данном случае число излучателей $N = 2$,

$$f(\Theta, \varphi) = Af_1(\Theta, \varphi) 2 \cos \frac{\psi}{2} = 2Af_1(\Theta, \varphi) \cos \left(\frac{\pi}{4} d \sin \Theta + \frac{\psi_1}{2} \right).$$

Для однонаправленности антенны с директором необходимо, чтобы $d = \lambda/4$ и $\psi = -\pi/2$ тогда

$$f(\Theta, \varphi) = 2Af_1(\Theta, \varphi) \cos\left(\frac{\pi}{4}(\sin\Theta - 1)\right)$$

т.е. ток в директоре должен отставать от тока антенны.

В случае антенны с рефлектором условием работы будет $d = \lambda/4$ и $\psi = \pi/2$, т.е. ток в рефлекторе должен опережать ток в антенне. На рис. 6.2, а, б показаны ДН вибраторной антенны с «активным директором» (рефлектором) в двух главных плоскостях.

Расчет антенны с пассивными направляющими элементами следует начать с определения тока в элементах, зависящего от положения и настройки элементов. Метод наведенных ЭДС позволяет найти токи в антенне.

Пусть имеется два полуволновых вибратора, расположенных параллельно, к входным клеммам которых подключены источники с ЭДС e_1 и e_2 (рис. 6.3, а).

Рассматривая вибраторы как электрические цепи, можно записать

$$e_1 = I_1 Z_1; \quad e_2 = I_2 Z_2,$$

где Z_1 и Z_2 - полные входные сопротивления вибраторов, найденные с учетом их взаимного влияния.

Рассмотрим случай, когда второй вибратор пассивный ($e_2 = 0$) и клеммы его замкнуты на некоторое сопротивление Z_{2H} (рис. 6.3, б).

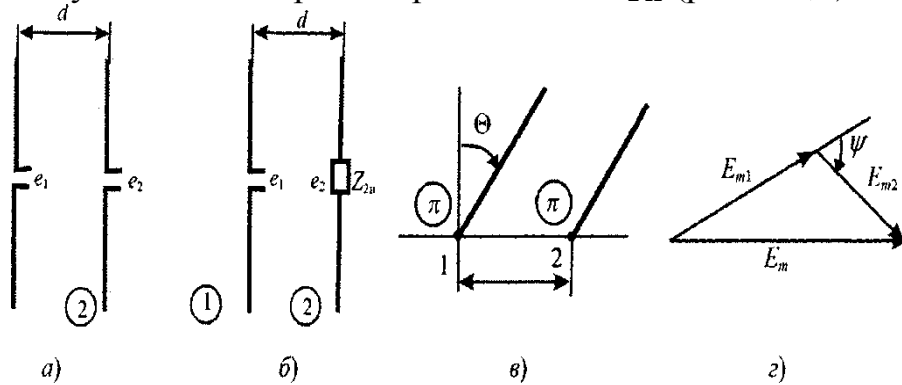


Рисунок 6.3 – К расчету с пассивным направляющим элементом

Ток в этом элементе не может быть равен нулю из-за взаимодействия вибраторов. Следовательно, $e_2 = 0 = I_2 (Z_2 + Z_{2H})$ откуда $Z_2 + Z_{2H} = 0$ или

$$Z_{22} + Z_{2H} + Z_{21} = 0,$$

где Z_{21} - наведенное сопротивление; Z_{22} - собственное сопротивление вибратора.

Заменив наведенное сопротивление взаимным, получим

$$Z_{2H} + Z_{22} + \frac{1}{\alpha} Z_{21} e^{-j\psi_1} = 0, \quad (6.1)$$

где α - отношение амплитуд токов в вибраторах; ψ_1 - сдвиг по фазе между токами. Учитывая связь между токами первого и второго вибраторов

$$I_2 = I_1 \alpha^{-j\psi_1}, \quad (6.2)$$

и решая совместно уравнения (6.1) и (6.2), находим ток во втором вибраторе через ток в первом:

$$I_2 = -I_1 \frac{Z_{21B3}}{Z_{22} + Z_{2H}}$$

Входным сопротивлением антенны в данном случае является входное сопротивление активного вибратора

$$Z_{BX} = Z_1 = Z_{11} + \alpha Z_{12B3} e^{-j\psi_1}.$$

Подставив в последнее выражение значение отношения токов из предыдущего уравнения, получим

$$Z_{BX} = Z_{11} - \frac{Z_{12B3}^2}{Z_{22} + Z_{2H}}$$

Действительная часть этого выражения определяет сопротивление излучения антенны.

Зная связь между токами в вибраторах, рассчитаем диаграмму направленности антенны. Используя общую методику расчета поля сложной антенны, заменяем вибраторы эквивалентными точечными излучателями (рис. 3.19,в) и суммируем их поля в дальней зоне. Воспользоваться множителем решетки в данном случае нельзя, так как амплитуды токов в вибраторах различны, поэтому

$$E = E_{m1} \cos(\omega t - kr) + E_{m2} \cos(\omega t - k(r - d \sin \Theta) + \psi_1).$$

Можно показать, что $E_{m1}/E_{m2} = \alpha$, так как поля пропорциональны амплитудам токов в вибраторах. Тогда амплитуда суммарного поля определяется из решения векторного треугольника (рис. 3.19,г):

$$E_m = E_{m1} \sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos(kd \sin \Theta + \psi_1)},$$

или

$$E_m = A f_1(\Theta, \varphi) f_2(\Theta, \varphi),$$

где $A = 60I_H/r$ в случае любой вибраторной антенны; $f_1(\Theta, \varphi)$ - диаграмма направленности вибратора;

$f_2(\Theta, \varphi) = \sqrt{1 + \alpha^2 + 2\alpha \cos \Psi}$ - множитель системы, учитывающий наличие второго (пассивного) вибратора; $\Psi = kd \sin(\Theta) + \psi_1$ — сдвиг по фазе между полями активного и пассивного вибраторов в точке наблюдения.

Рассмотрен простейший случай, когда перед активным вибратором находится один пассивный элемент. Если перед вибратором находятся $N - 1$ пассивных директоров, то, обобщая полученные результаты, запишем следующую систему уравнений для определения токов в элементах антенны:

$$Z_{11}I_1 + Z_{12 B3}I_2 + Z_{13 B3}I_3 + \dots + Z_{1n B3} = e_1,$$

$$Z_{21}I_1 + Z_{22 B3}I_2 + Z_{23 B3}I_3 + \dots + Z_{2n B3} = 0,$$

.....

$$Z_{n1}I_1 + Z_{n2 B3}I_2 + Z_{n3 B3}I_3 + \dots + Z_{nn B3} = 0.$$

Здесь сопротивления Z и токи I - комплексные величины, и решение уравнений представляет значительные трудности

При проектировании антенны с пассивными элементами обычно рассматривают ряд вариантов «волнового канала» с различными расстояниями между вибраторами и с разной длиной вибраторов и выбирают наилучший вариант. Расстояние d между излучателями обычно выбирают в пределах $d = (0,1 \dots 0,3) \lambda$, т. е. не обязательно равным $\lambda/4$.

Расчетным путем можно получить только ориентировочные значения расстояния d и длин вибраторов. Исследование антенны с пассивными элементами показывает, что для получения наилучших результатов амплитуда и фаза тока в них должны подстраиваться. Это можно осуществить путем изменения сопротивления Z_{2H} .

На коротких волнах в качестве такого подстроенного сопротивления применяют шлейф, который подключают к входным клеммам вибратора.

На СВЧ подстройку пассивного вибратора производят изменением его длины в небольших пределах.

Опыт показывает, что при одинаковых поперечных сечениях вибраторов пассивный рефлектор должен быть на несколько процентов длиннее активного вибратора, а пассивный директор короче.

На коротких волнах чаще всего используется работа пассивного элемента в качестве рефлектора.

На УКВ и СВЧ широкое распространение получили антенны типа «волновой канал» (рис. 6.4,а), состоящие из одного активного вибратора, одного рефлектора и нескольких директоров.

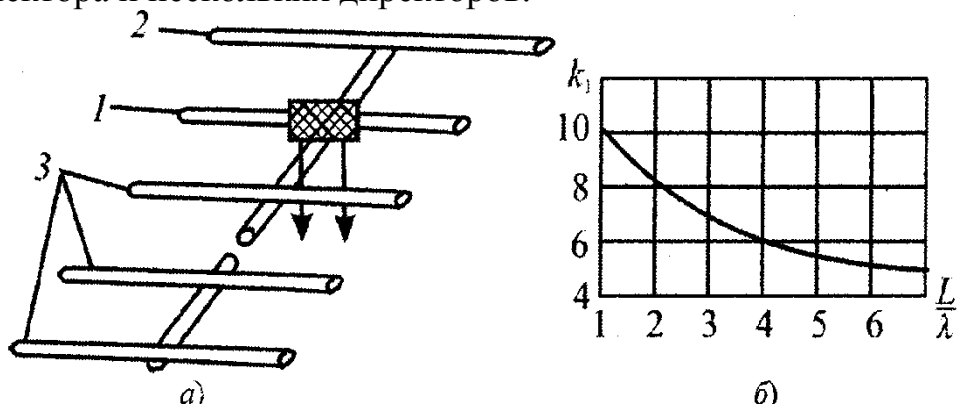


Рисунок 6.4 – К расчету антенны типа «волновой канал»:

а) – упрощенная схема (1 – активный вибратор; 2 – рефлектор; 3 - директоры); б) – вспомогательный график для определения КНД

Увеличение числа директоров сужает ДН и увеличивает интенсивность излучения в направлении главного максимума. Применение рефлекторов

свыше одного лишено смысла, так как поле за рефлектором значительно ослаблено и второй рефлектор малоэффективен. Иная картина с директорами, так как каждый последующий директор попадает в интенсивное поле антенны и оказывает значительное влияние на диаграмму излучения. Коэффициент направленного действия такой антенны может быть определен по формуле где L - полная длина антенны; k_1 - коэффициент, зависящий от длины антенны и определяемый по графику рис. 6.4,б.

СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воскресенский Д.И., Гостюхин В.Л., Максимов В.М., Пономарев Л.И. Устройства СВЧ и антенны /Под ред. В.И. Воскресенского. - М.: Радиотехника, 2006. - 376 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. – М.: высшая школа, 1988. – 432 с.
3. Ерохин Г.А., Чернышов О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г. Антенно – фидерные устройства и распространение радиоволн. – М.: Горячая линия - Телеком, 2004. – 368с.
4. Антенны и устройства СВЧ. Расчет и проектирование антенных решеток и их излучающие элементы / Под ред. В.И. Воскресенского. - М.: Советское радио, 1972. - 320 с.
5. Зузенко В.Л., Кислов А.Г., Цыган Н.Я. Расчет и проектирование антенн. – Л: ВИКА, 1969. – 161с.
6. Бакшт Х.С., Замотринский В.А., Наследник В.А. Расчет и проектирование антенно - фидерных устройств. – Томск: Изд. ТГУ, 1976. - 219с.
7. Айзенберг Г. З. Антенны ультракоротких волн. – М: Связьиздат, 1957.
8. Фельд Я.Н. Бенеясен Л. С. Антенны сантиметровых и дециметровых волн, ч. 1. – Л.: Изд-во ВВИА им. проф. Жуковского Н. Е., 1955.
9. Власов В. И., Берман Я.И. Проектирование высокочастотных устройств радиолокационных станций. – Л: Судостроение, 1972.
10. Линии передач сантиметровых волн, ч.1 и 2. Пер. с англ.. под ред. Г.А. Ремеза. – М.: Советское радио. 1961.
11. Жук М.С., Молочков Ю.Б. Проектирование антенно – фидерных устройств. – М.: Энергия, 1966.
12. Дорохов А.П. Расчет и конструирование антенно – фидерных устройств. – Харьков: ХГУ, 1960.
13. Фрадин А.З. Антенны сверхвысоких частот. – М.: Советское радио, 1957.
14. ОС ТУСУР 6.1 – 97. Образовательный стандарт ВУЗа. Работы студенческие учебные и выпускные квалификационные. Общие требования и правила оформления. – Томск: ротاپринт ТУСУР, 1999. – 40с.

ПРИЛОЖЕНИЕ 1

Пример расчета курсового проекта с антенной спирального типа.

1 Исходные данные:

1. Рабочая частота спиральной антенны: 1.5 ГГц.
2. Коэффициент направленного действия антенны (КНД): 42.
3. Полоса частот: ± 500 МГц.

2 Перечень вопросов, подлежащих проработке:

1. Выбор размеров спирали.
2. Расчет КНД на краях диапазонов.
3. Расчет цилиндрической или конической спирали.

3 Порядок расчета и расчет спиральных антенн

Исходными данными для расчета спиральных антенн являются: рабочий диапазон длин волн $\lambda_{\min} \div \lambda_{\max}$ и либо ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности $2\theta_{0.5}$, либо коэффициент направленного действия D_0 .

Вид спиральной антенны может быть выбран по заданному диапазону волн. Если ширина диапазона не превышает 55%, то берется цилиндрическая спираль, в противном случае берется коническая спираль, которая обеспечивает рабочий диапазон в два раза шире, чем цилиндрическая спираль. В нашем случае ширина диапазона не превышает 55%, следовательно, мы берем цилиндрическую спираль.

1 Расчетные соотношения для спиральных антенн

Обозначим: l - осевая длина спирали; S - шаг спирали (расстояние между центрами соседних витков); L - длина витка спирали. Параметрами цилиндрической спирали являются: n - число витков спирали, α - угол подъема витка и R - радиус спирали. Между указанными параметрами существуют следующие соотношения:

$$L = (2\pi R)^2 + S^2, \quad (3.1)$$

$$\sin \alpha = S/L, \quad (3.2)$$

$$l = nS. \quad (3.3)$$

Первые два соотношения следуют из рис. 4.1,6, на котором изображена развертка одного витка спирали. Экспериментально установлено, что в режиме осевого излучения в проводе спирали существует бегущая волна. Каждый виток спирали обладает максимальным излучением вдоль оси Z , если сдвиг фаз ψ_0 между напряженностями полей, создаваемых первым и последним элементами витка, равен 2π . Это имеет место при удовлетворении соотношения

$$\psi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1} - \frac{2\pi}{\lambda} S = 2\pi, \quad (3.4)$$

где

$\psi_1 = \frac{2\pi}{\lambda} S$ - сдвиг фаз между полями начального и конечного элементов витка, определяемый разностью хода лучей от этих элементов.

$\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1}$ - сдвиг фаз полей этих элементов, определяемых сдвигом фаз этих элементов.

При выполнении соотношения (3.4) сдвиг фаз между полями, создаваемыми в направлении Z начальным и конечным витками спирали, кратен 2π . Это обеспечивает вдоль оси Z максимальное излучение спирали и круговую поляризацию поля. Из условия (3.4) получаем соотношение между L и S , соответствующее режиму максимального осевого излучения и круговой поляризации поля вдоль оси,

$$S = L \frac{c}{v_1} - \lambda \quad (3.5)$$

Как известно, коэффициент направленного действия антенны типа бегущей волны максимален при условии, что сдвиг фаз вдоль оси между крайними излучающими элементами антенны равен π [7]. Для спиральной антенны это условие выполняется в том случае, если для каждого отдельного витка спирали сдвиг фаз ψ_0 будет составлять

$$\psi_0 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1} - \frac{2\pi}{\lambda} S = 2\pi + \frac{\pi}{n} \quad (3.6)$$

Из условия (3.6) находим соотношение между S и L , соответствующее максимальному значению КНД

$$S = L \frac{c}{v_1} - \lambda \left(1 + \frac{1}{2n}\right) \quad (3.7)$$

При этом несколько увеличивается уровень боковых лепестков и поляризация в осевом направлении отличается от круговой. Коэффициент неравномерности поляризационной характеристики в направлении оси спирали равен

$$m = \frac{1}{1+1/(2n)} \quad (3.8)$$

Приближенно можно считать, что амплитуда бегущей волны в спирали постоянна. Тогда диаграмма направленности антенны может быть представлена произведением диаграммы направленности одиночного витка на диаграмму направленности решетки из n ненаправленных излучателей, где n - число витков:

$$F(\theta) = F_1(\theta)F_n(\theta), \quad (3.9)$$

где θ — угол относительно оси спирали.

Это приближение справедливо тем больше, чем больше витков n имеет спираль и чем меньше шаговый угол α . Диаграмма направленности одиночного витка приближенно описывается выражением

$$F_1(\theta) \approx \cos\theta \quad (3.10)$$

Множитель решетки, как известно, равен

$$F_n(\theta) = \frac{\sin \frac{n\psi}{2}}{\sin \frac{\psi}{2}} \quad (3.11)$$

Применительно к спиральной антенне

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} S \cos\theta - \psi_2, \quad (3.12)$$

где $\psi_2 = \frac{2\pi}{\lambda} L \frac{c}{v_1}$ — сдвиг фаз между токами соседних витков. Учитывая, что $\frac{c}{v_1} = 1,22$, для расчета диаграммы направленности цилиндрической спиральной антенны получим следующее приближенное выражение

$$F(\theta) = \cos(\theta) \frac{\sin \left[\frac{\pi S n}{\lambda} \left(\frac{1}{1 - \frac{\lambda S}{1,22 L^2}} - \cos \theta \right) \right]}{n \sin \left[\frac{S n}{\lambda} \left(\frac{1}{1 - \frac{\lambda S}{1,22 L^2}} - \cos \theta \right) \right]} \quad (3.12)$$

На основании экспериментальных исследований получены следующие эмпирические формулы, справедливые для $5 \leq n \leq 14$ и $12^\circ < \alpha < 15^\circ$.

Ширина диаграммы направленности по половинной мощности, выраженная в градусах

$$2\theta_{0,5} = \frac{52^\circ}{\frac{L}{\lambda} \sqrt{nS}} \quad (3.13)$$

Коэффициент направленного действия (КНД)

$$D_0 = 15 \left(\frac{L}{\lambda} \right)^2 n \frac{S}{\lambda} \quad (3.14)$$

Входное сопротивление

$$R_{\text{вх}} \cong 140 \frac{L}{\lambda}, \text{ ом} \quad (3.15)$$

3.2 Цилиндрическая спираль

Так как нам дана средняя частота равная 1,5 ГГц, примем расчет антенны для этой частоты. Таким образом, длина волны будет:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 * 10^8}{1,5 * 10^9} = 20 \text{ см}$$

Длина витка спирали принимается равной средней длине волны заданного диапазона $L = \lambda_{\text{ср}} = 20 \text{ см}$.

Длина антенны определяется из выражения (3.14), т.к. задан требуемый КНД:

$$l' = \frac{D * \lambda_{\text{ср}}}{15} = 56 \text{ см}$$

Шаг спирали находится из условия

$$S_{\text{поляри}} = 0,22 * \lambda_{\text{ср}} = 4,4 \text{ см}$$

если необходимо получить круговую поляризацию поля, или из условия

$$S_{\text{КНД}} = \frac{0,22}{1 + \frac{\lambda_{\text{ср}}}{1 + 2 * l'}} = 0,187 \text{ см}$$

если необходимо получить от антенны максимальный КНД.

Далее будем вести расчет для двух случаев: получение круговой поляризации поля и получение от антенны максимального КНД.

Число витков спирали находится из выражения (3.3):

$$n' = \frac{l'}{S}$$

$$n'_{\text{поляр}} = \frac{l'}{S_{\text{поляр}}} = 12,73$$

$$n'_{\text{КНД}} = \frac{l'}{S_{\text{КНД}}} = 299,46$$

Полученные величины корректируются до целых чисел n ($n_{\text{поляр}}=13$ витков, $n_{\text{КНД}}=300$ витков) и в дальнейших расчетах принимается $l=nS$. Т.е.

$$l_{\text{поляр}} = n_{\text{поляр}}S = 57,2 \text{ см}, l_{\text{КНД}} = n_{\text{КНД}}S = 55,91 \text{ см}$$

Коэффициенты неравномерности поляризационной характеристики для этих случаев находятся из выражения (3.8)

$$m_{\text{поляр}} = \frac{1}{1 + 1/(2n_{\text{поляр}})} = 0,963$$

$$m_{\text{КНД}} = \frac{1}{1 + 1/(2n_{\text{КНД}})} = 0,998$$

Радиусы спиралей находятся из выражения (3.1)

$$R = \frac{\sqrt{L^2 - S^2}}{2\pi}$$

$$R_{\text{поляр}} = \frac{\sqrt{L^2 - S_{\text{поляр}}^2}}{2\pi} = 3,105 \text{ см}$$

$$R_{\text{КНД}} = \frac{\sqrt{L^2 - S_{\text{КНД}}^2}}{2\pi} = 3,183 \text{ см}$$

По приближенной формуле (3.12) рассчитываются формы диаграмм направленности

$$F(\theta)_{\text{поляр}} = \cos(\theta) \frac{\sin [8,98(1,22 - \cos\theta)]}{13 \sin [2,86(1,22 - \cos\theta)]}$$

$$F(\theta)_{\text{кнд}} = \cos(\theta) \frac{\sin [8,78(1,007 - \cos\theta)]}{300 \sin [2,8(1,007 - \cos\theta)]}$$

Диаметр диска экрана принимается равным $(0,9 \div 1,1)\lambda_{\text{ср}}$, примем $D = \lambda_{\text{ср}} = 20 \text{ см}$; диаметр провода спирали берется порядка $(0,03 \div 0,05)\lambda_{\text{ср}}$, примем $d = 0,04\lambda_{\text{ср}} = 0,8 \text{ см}$, а его длина находится как nL , в нашем случае, т.к. мы рассматриваем два случая будет две длины провода: $L_{\text{ПРполяр}} = 260 \text{ см}$, $L_{\text{ПРкнд}} = 6000 \text{ см}$.

Найдем диаметр спирали:

Поскольку $L = \lambda_{\text{ср}} = 20 \text{ см}$, из формулы $L = \pi * D_c$ найдем D_c :

$$D_c = \frac{L}{\pi} = 6,36 \text{ см}$$

Приблизительный вид диаграммы направленности $F(\theta)_{\text{поляр}}$ представлен на рисунке 3.1. Виден основной лепесток и два боковых лепестка, их наличие можно объяснить приближенным вычислением ДН.

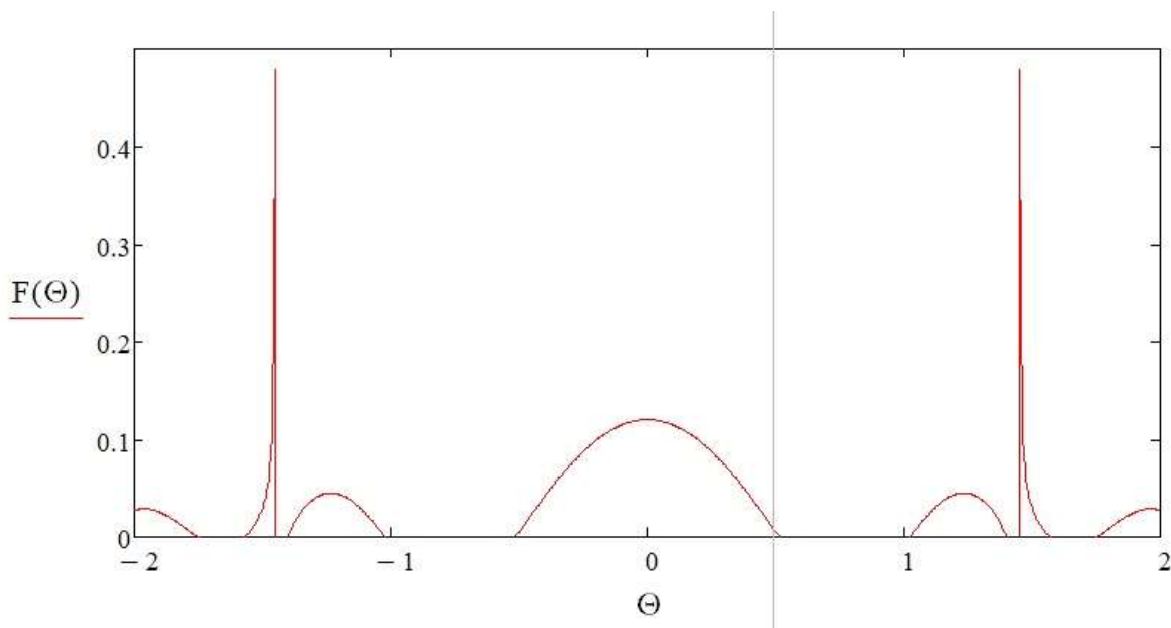


Рисунок 3.1 – Приблизительный вид ДН $F(\theta)_{\text{поляр}}$ спиральной антенны для получения круговой поляризации.

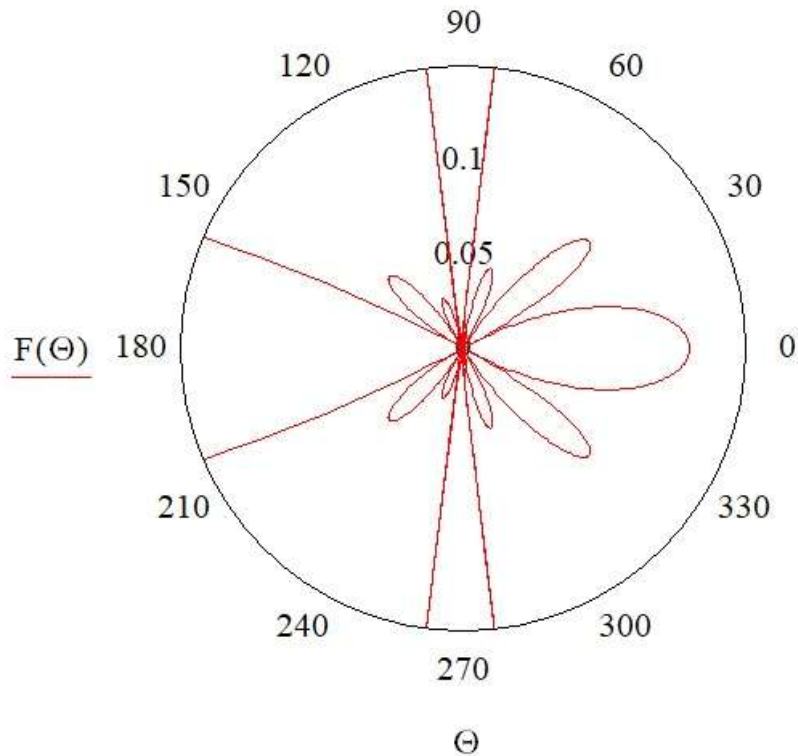


Рисунок 3.2 - Приблизительный вид ДН $F(\theta)_{\text{поляр}}$ спиральной антенны для получения круговой поляризации в полярных координатах.

Приблизительный вид диаграммы направленности $F(\theta)_{\text{КНД}}$ представлен на рисунке 3.3. Виден основной лепесток и два боковых лепестка, их наличие можно объяснить приближенным вычислением ДН.

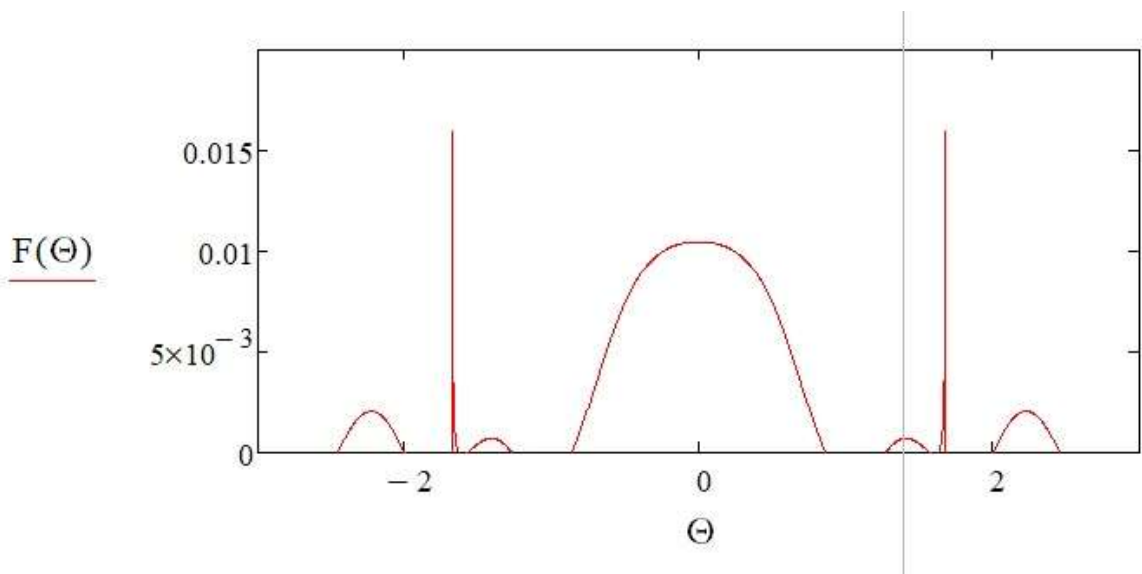


Рисунок 3.3 – Приблизительный вид ДН $F(\theta)_{\text{поляр}}$ спиральной антенны для получения максимального КНД.

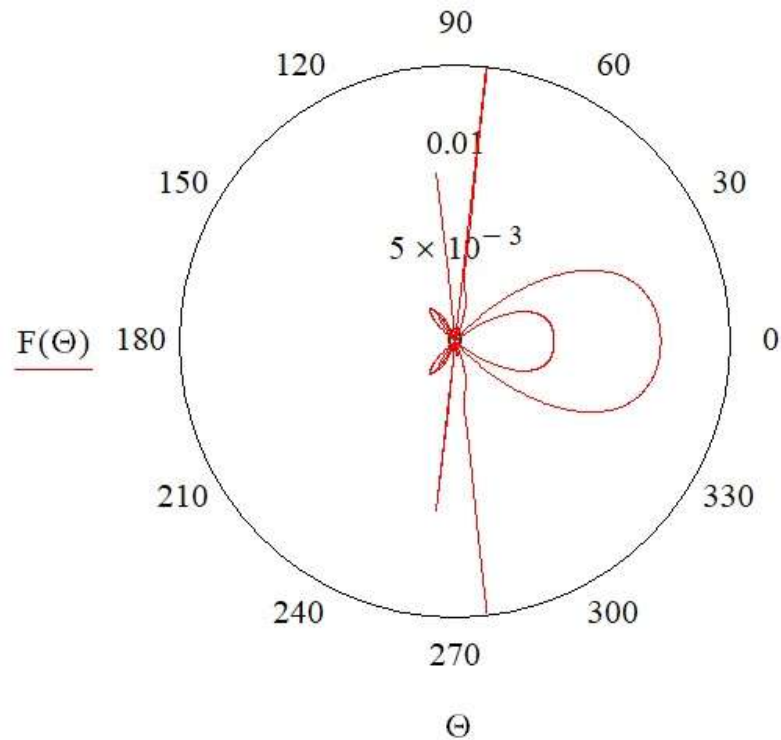


Рисунок 3.4 - Приблизительный вид ДН $F(\theta)_{\text{поляр}}$ спиральной антенны для получения максимального КНД в полярных координатах.

3.3 КНД на краях диапазона

Найдем КНД на краях диапазона (2ГГц и 1ГГц) из выражения (3.14)

Для случая получения круговой поляризации поля:

$$D_{0_{\text{поляр}1}} = 15 \left(\frac{20}{15} \right)^2 13 \frac{4,4}{15} = 101,69$$

$$D_{0_{\text{поляр}2}} = 15 \left(\frac{20}{30} \right)^2 13 \frac{4,4}{30} = 12,7$$

Для случая получения от антенны максимального КНД:

$$D_{0_{\text{КНД}1}} = 15 \left(\frac{20}{15} \right)^2 300 \frac{0,187}{15} = 99,73$$

$$D_{0_{\text{КНД}2}} = 15 \left(\frac{20}{30} \right)^2 300 \frac{0,187}{30} = 12,46$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 2

Пример расчета курсового проекта с антенной рупорного типа.

1 Исходные данные к проекту:

1. Рабочая частота рупорной антенны: 6 ГГц.
2. Коэффициент направленного действия антенны (КНД): 39 дБ.
3. Входное сопротивление: 50 Ом.
4. Полоса частот: ± 500 МГц.

2.1 Расчётные соотношения

Рупорная антенна (рис. 2.1.1) состоит из рупора 1, волновода 2, и возбуждающего устройства 3. Генератор, питающий антенну, имеет коаксиальный выход, возбуждение антенного волновода 2 осуществляется штырем, расположенным перпендикулярно широкой стенке волновода, возбуждение к штырю подводится коаксиальным кабелем.

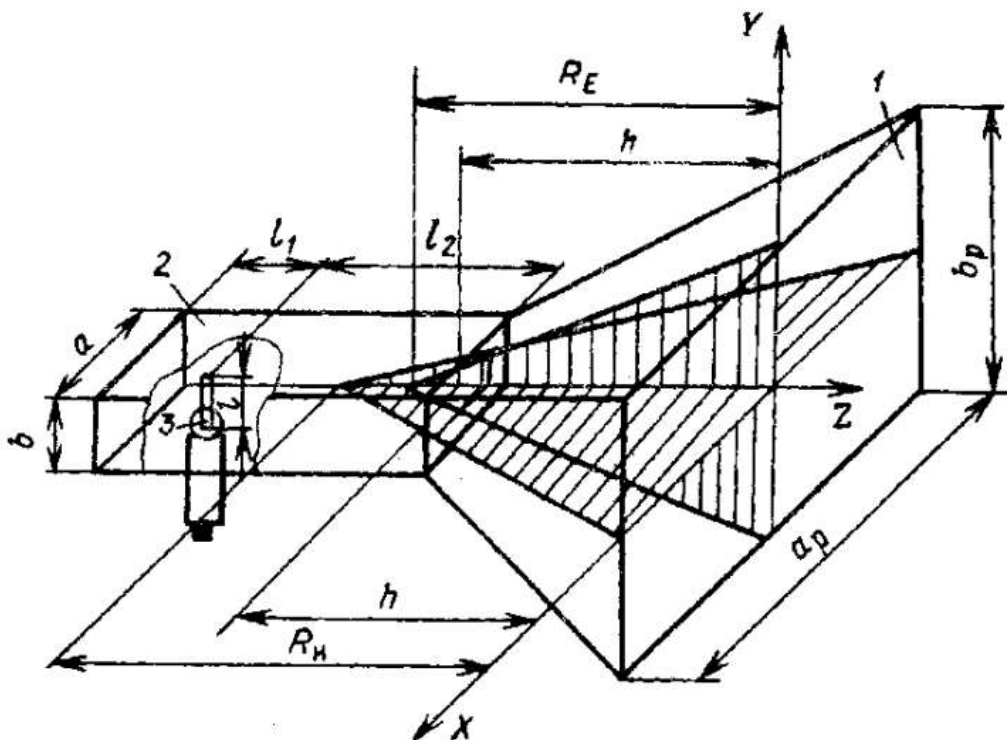


Рисунок 2.1.1 – Схема рупорной антенны

2.2 Выбор размеров волновода

Выбор размеров поперечного сечения прямоугольного волновода a и b производится из условия распространения в волноводе только основного типа волны H_{10} :

$$0,6 \cdot \lambda \leq a \leq 0,9 \cdot \lambda \quad (2.2.1)$$

$$b < (\lambda/2), b = a/2 \quad (2.2.2)$$

Рассчитаем длину волны λ для рабочей частоты:

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{6 \cdot 10^9} = 0,05 \text{ м} = 5 \text{ см} \quad (2.2.3)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

Из соотношения (2.2.1) и (2.2.2) по полученному значению λ , примем $a = 4,5$ см и $b = 2,25$ см.

2.3 Выбор размеров рупора

Размеры раскрыва пирамидального рупора a_p и b_p выбираются по требуемой ширине диаграммы направленности в соответствующей плоскости или по коэффициенту направленного действия (КНД).

Выбор размеров раскрывов по КНД может быть выполнен при использовании графиков рис. 2.3.1 - 2.3.2. Размеры горловины рупора совпадают с размерами поперечного сечения волноводов и дополнительного определения не требуют.

По техническому заданию в качестве исходной величины для расчета размеров задан коэффициент направленного действия (КНД) равный 39 дБ, а зависимости на рисунках 2.3.1 и 2.3.2 не позволяют определить размеры раскрыва a_p и b_p при КНД = 39 дБ, разделим КНД пополам и спроектируем линейку из двух рупорных антенн, запитанных синфазно. В качестве одиночного излучателя используется пирамидальный рупор с рабочей частотой 6 ГГц, входным сопротивлением 50 Ом, $\Delta f = 8,33$ и коэффициентом направленного действия (КНД) = 19,5 дБ.

Прямая, проходящая через максимумы кривых $R/\lambda = const$ на графиках рис. 2.3.1 и 2.3.2, соответствует оптимальным размерам рупора, так как фазовая ошибка оказывается в пределах допустимой. Уменьшение длины

рупора по сравнению с оптимальной приводит к уменьшению КНД, а увеличение конструктивно нежелательно.

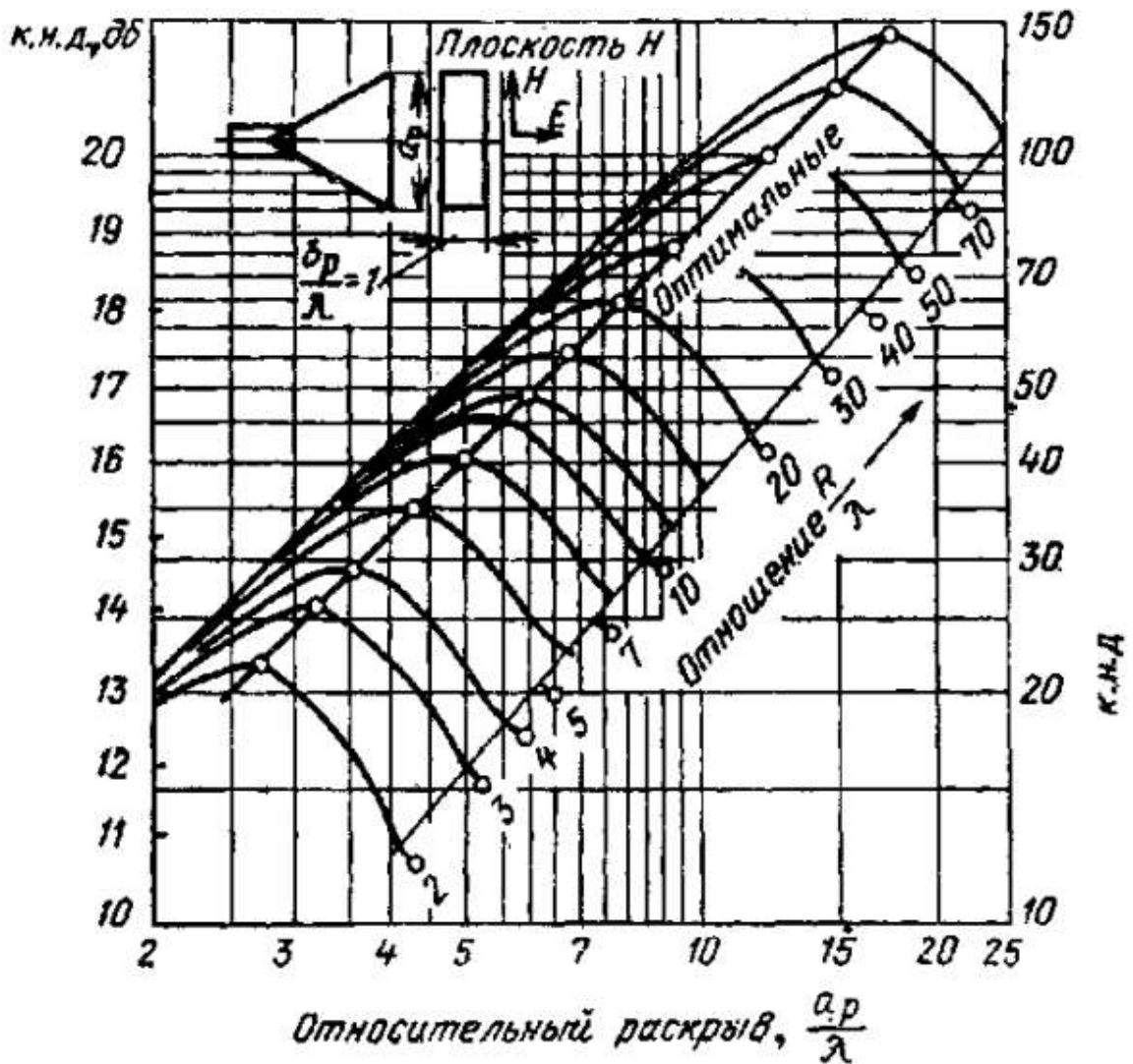


Рисунок 2.3.1 Коэффициент направленного действия Н - плоскостного секториального рупора

Коэффициент направленного действия пирамидального рупора D выразим через КНД соответствующих Е- секториальных и Н-секториальных рупоров:

$$d = \frac{\pi \cdot \lambda^2}{32 \cdot a_p \cdot b_p} \cdot D_E \cdot D_H = \frac{\pi}{32} \cdot \left(\frac{\lambda}{a_p} \cdot D_E \right) \left(\frac{\lambda}{b_p} \cdot D_H \right) \quad (2.3.1)$$

Соотношение между сомножителями $\left(\frac{\lambda}{a_p} \cdot D_E \right)$ и $\left(\frac{\lambda}{b_p} \cdot D_H \right)$ выберем равным единице, тогда получим что:

$$\left(\frac{\lambda}{a_p} \cdot D_E\right) \left(\frac{\lambda}{b_p} \cdot D_H\right) = \frac{d \cdot 32}{\pi} = \frac{19,5 \cdot 32}{\pi} = 198,6 \quad (2.3.2)$$

$$\left(\frac{\lambda}{a_p} \cdot D_E\right) = \sqrt{198,6} = 14,1 \quad (2.3.3)$$

$$\left(\frac{\lambda}{a_p} \cdot D_E\right) = \left(\frac{\lambda}{b_p} \cdot D_H\right) = 14,1 \quad (2.3.4)$$

Из рисунка 2.3.1 получим $a_p/\lambda = 3,2$ и выразим a_p :

$$a_p = \lambda \cdot 3,2 = 0,05 \cdot 3,2 = 0,16 \text{ м} = 16 \text{ см} \quad (2.3.5)$$

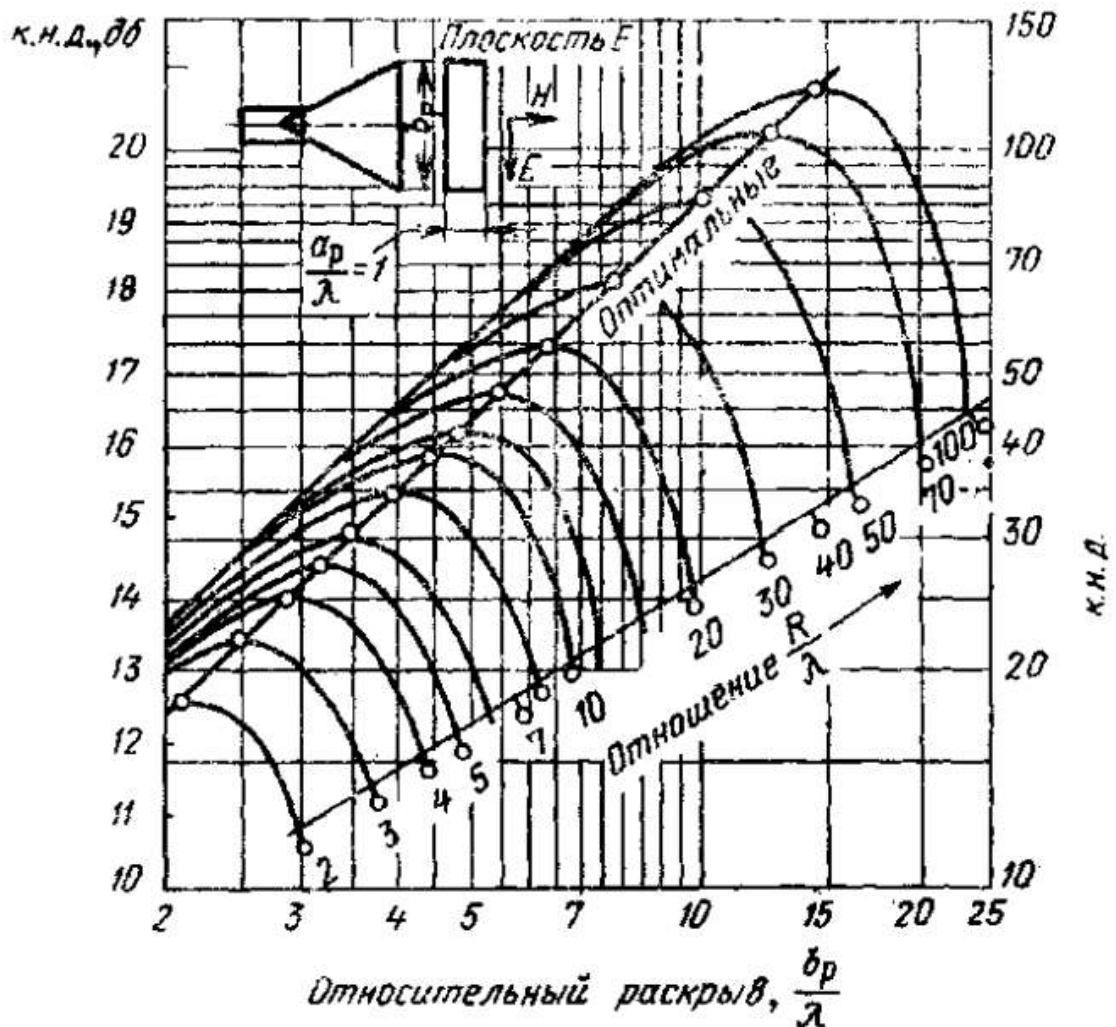


Рисунок 2.3.2 Коэффициент направленного действия E - плоскостного секториального рупора

Из рисунка 2.3.2 получим $b_p/\lambda = 2,8$ и выразим b_p :

$$b_p = \lambda \cdot 2,8 = 0,05 \cdot 2,8 = 0,14 \text{ м} = 14 \text{ см} \quad (2.3.6)$$

Длину рупора характеризуют два размера: h - расстояние от раскрыва до горловины рупора, одинаковое в плоскостях E и H , R_E и R_H — расстояние от раскрыва до точки, в которой сходятся ребра пирамидального рупора в плоскостях E и H соответственно.

При выборе длины пирамидального рупора следует обеспечить два условия:

- 1) допустимую фазовую ошибку в раскрыве;
- 2) правильную стыковку рупора с питающим волноводом.

Максимальная фазовая ошибка в раскрыве - Ψ_{\max} определяется геометрическими размерами рупора и ее допустимая величина должна удовлетворять условиям:

- 1) в плоскости H

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi \cdot a_p^2}{4 \cdot \lambda \cdot R_H} \leq \frac{3}{4} \pi \quad (2.3.7)$$

- 2) в плоскости E

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi \cdot b_p^2}{4 \cdot \lambda \cdot R_E} \leq \frac{\pi}{2} \quad (2.3.8)$$

Из (2.3.7) и (2.3.8) получаются необходимые соотношения для определения длины рупора в плоскостях H и E :

$$R_H \geq \frac{a_p^2}{3 \cdot \lambda} \quad (2.3.9)$$

$$R_E \geq \frac{b_p^2}{2 \cdot \lambda} \quad (2.3.10)$$

С другой стороны, из треугольников в плоскостях H и E (см. рис. 2.1.1) следует:

$$\frac{a_p}{a} = \frac{R_H}{R_H - h} \text{ и } \frac{b_p}{b} = \frac{R_E}{R_E - h} \quad (2.3.11)$$

откуда размеры рупора для осуществления стыковки связаны следующим соотношением:

$$\frac{R_H}{R_E} = \frac{a_p}{b_p} \cdot \frac{b_p - b}{a_p - a} \quad (2.3.12)$$

Длину рупора рассчитаем в следующем порядке:

- 1) определим длину рупора в плоскости R_E , заменив в формуле (2.3.10) неравенство равенством:

$$R_E = \frac{b_p^2}{2 \cdot \lambda} = \frac{14^2}{2 \cdot 5} = 19,6 \text{ см} \quad (2.3.13)$$

- 2) затем по формуле (2.3.12) найдем длину рупора в другой плоскости R_H :

$$R_H = R_E \cdot \frac{a_p}{b_p} \cdot \frac{b_p - b}{a_p - a} = \frac{19,6 \cdot 16 \cdot (14 - 2,25)}{14 \cdot (16 - 4,5)} = 22,88 \text{ см} \quad (2.3.14)$$

Рассчитаем максимальную фазовую ошибку в раскрыве по формулам (2.3.7) и (2.3.8):

в плоскости H

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi \cdot a_p^2}{4 \cdot \lambda \cdot R_H} = \frac{\pi \cdot 16^2}{4 \cdot 5 \cdot 22,88} = 0,56\pi < \frac{3}{4}\pi \quad (2.3.15)$$

в плоскости E

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi \cdot b_p^2}{4 \cdot \lambda \cdot R_E} = \frac{\pi \cdot 14^2}{4 \cdot 5 \cdot 19,6} = 0,5\pi = \frac{\pi}{2} \quad (2.3.16)$$

Из выражений (2.3.15) и (2.3.16) следует что максимальная фазовая ошибка в раскрыве удовлетворяет условиям (2.3.7) и (2.3.8).

2.4 Расчет диаграммы направленности

Исходной величиной, определяющей диаграмму направленности рупора, является поле E_S в его раскрыве. Для пирамидального рупора функция, описывающая поле в раскрыве, имеет вид:

$$E_S = E_0 \cdot \cos\left(\frac{\pi \cdot x}{a_p}\right) \cdot e^{j\psi} \quad (2.4.1)$$

При расчете диаграммы направленности антенны поле в раскрыве можно принимать синфазным ($\psi = 0$), так как в правильно спроектированном рупоре фазовая ошибка не изменяет существенно диаграмму направленности. Амплитудное распределение в раскрыве принимается совпадающим с полем в поперечном сечении питающего волновода.

Диаграмма направленности рупора $F(\theta, \varphi)$ может быть приближенно рассчитана по формуле Кирхгофа, используемой в оптике для скалярных величин.

В плоскости Н, т. е. в плоскости ХZ, выражение для диаграммы направленности пирамидального рупора, полученное по формуле Кирхгофа, имеет следующий вид:

$$F_{XZ}(\varphi) = \cos \varphi \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot a_p}{\lambda} \cdot \sin \varphi\right)}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi \cdot a_p}{\lambda} \cdot \sin \varphi\right)^2} \quad (2.4.2)$$

В плоскости Е, т. е. в плоскости YZ:

$$F_{YZ}(\theta) = \cos \theta \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot b_p}{\lambda} \cdot \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{\pi \cdot b_p}{\lambda} \cdot \sin \theta\right)^2} \quad (2.4.3)$$

где углы θ и φ отсчитываются от нормали к раскрыву рупора соответственно в плоскостях Е и Н.

Формулы (2.4.2) и (2.4.3) с учетом поправки на векторный характер электромагнитного поля будут выглядеть следующим образом:

$$F_{XZ}(\varphi) = \frac{1 + \cos \varphi}{2} \cdot \frac{\cos\left(\frac{\pi \cdot a_p}{\lambda} \cdot \sin \varphi\right)}{1 - \left(\frac{2}{\pi} \cdot \frac{\pi \cdot a_p}{\lambda} \cdot \sin \varphi\right)^2} \quad (2.4.4)$$

$$F_{YZ}(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \cdot \frac{\sin\left(\frac{\pi \cdot b_p}{\lambda} \cdot \sin \theta\right)}{\left(\frac{\pi \cdot b_p}{\lambda} \cdot \sin \theta\right)} \quad (2.4.5)$$

На рисунках 2.4.1 – 2.4.4 приведены диаграммы направленности рассчитываемого рупора в плоскостях Н и Е соответственно.

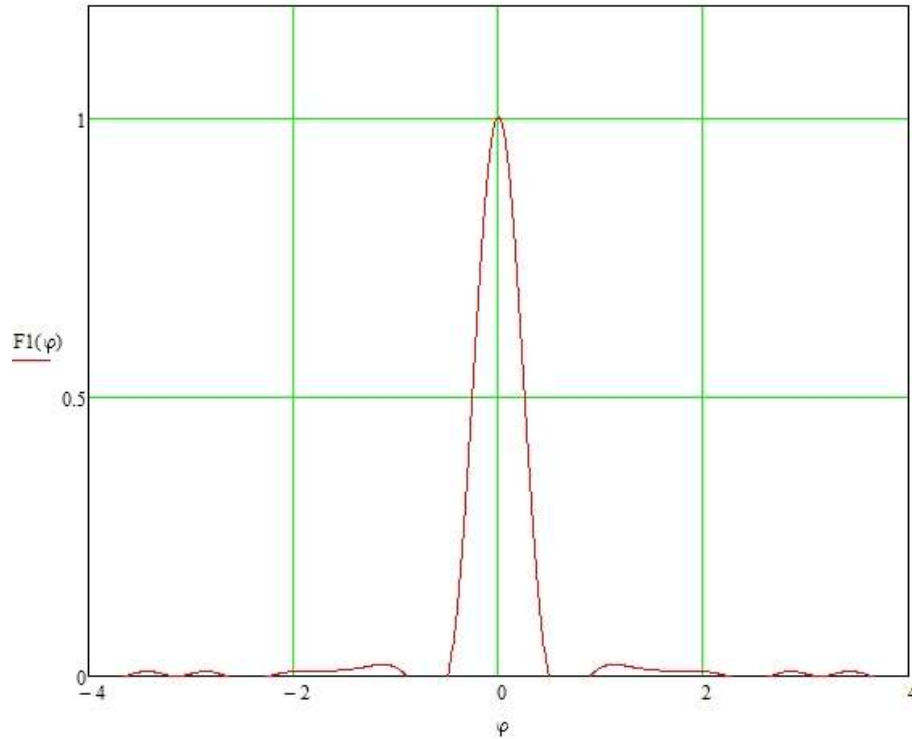


Рисунок 2.4.1 Амплитудная диаграмма направленности пирамидального рупора в плоскости Н

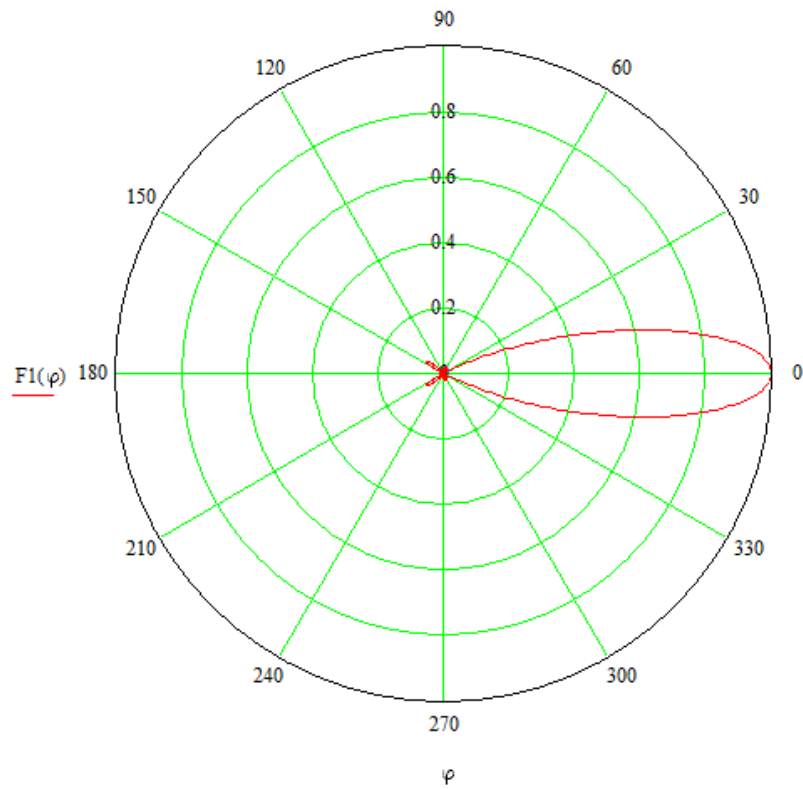


Рисунок 2.4.2 Диаграмма направленности пирамидального рупора в плоскости Н

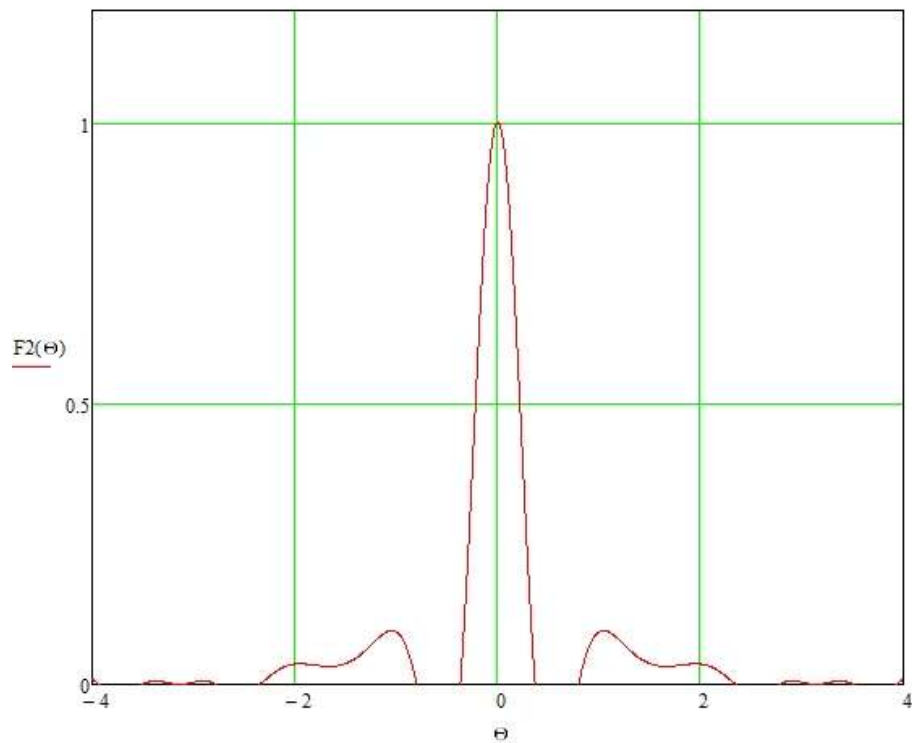


Рисунок 2.4.3 Амплитудная диаграмма направленности пирамидального рупора в плоскости Е

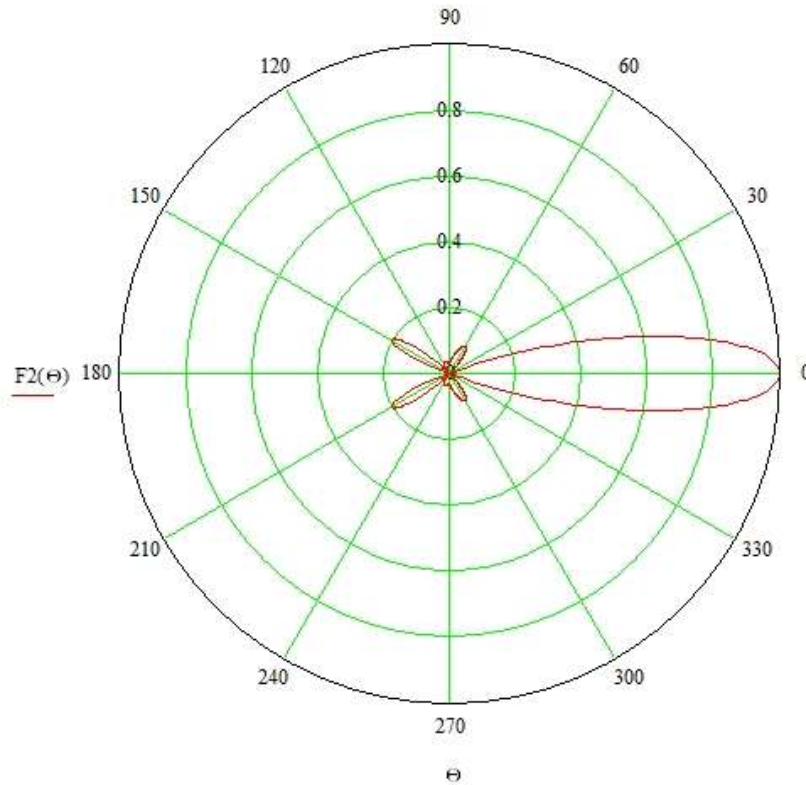


Рисунок 2.4.4 Диаграмма направленности пирамидального рупора в плоскости E

Рассчитаем КНД на крайних частотах диапазона при длине волны:

$$\lambda_1 = \frac{c}{f_1} = \frac{3 \cdot 10^8}{6,5 \cdot 10^9} = 0,046 \text{ м} = 4,6 \text{ см} \quad (2.4.6)$$

$$\lambda_2 = \frac{c}{f_2} = \frac{3 \cdot 10^8}{5,5 \cdot 10^9} = 0,0545 \text{ м} = 5,45 \text{ см} \quad (2.4.7)$$

КНД на частоте 6,5 МГц:

$$d_1 = \frac{\pi \cdot \lambda_1^2}{32 \cdot a_p \cdot b_p} \cdot D_E \cdot D_H = \frac{\pi \cdot 4,6^2}{32 \cdot 16 \cdot 14} \cdot 48,88 \cdot 42,77 = 22,9 \quad (2.4.8)$$

КНД на частоте 5,5 МГц:

$$d_2 = \frac{\pi \cdot \lambda_2^2}{32 \cdot a_p \cdot b_p} \cdot D_E \cdot D_H = \frac{\pi \cdot 5,45^2}{32 \cdot 16 \cdot 14} \cdot 41,39 \cdot 36,22 = 16,42 \quad (2.4.9)$$

На рисунках 2.4.5 – 2.4.6 приведены диаграммы направленности рассчитываемого рупора в плоскостях Н и Е на крайних частотах диапазона.

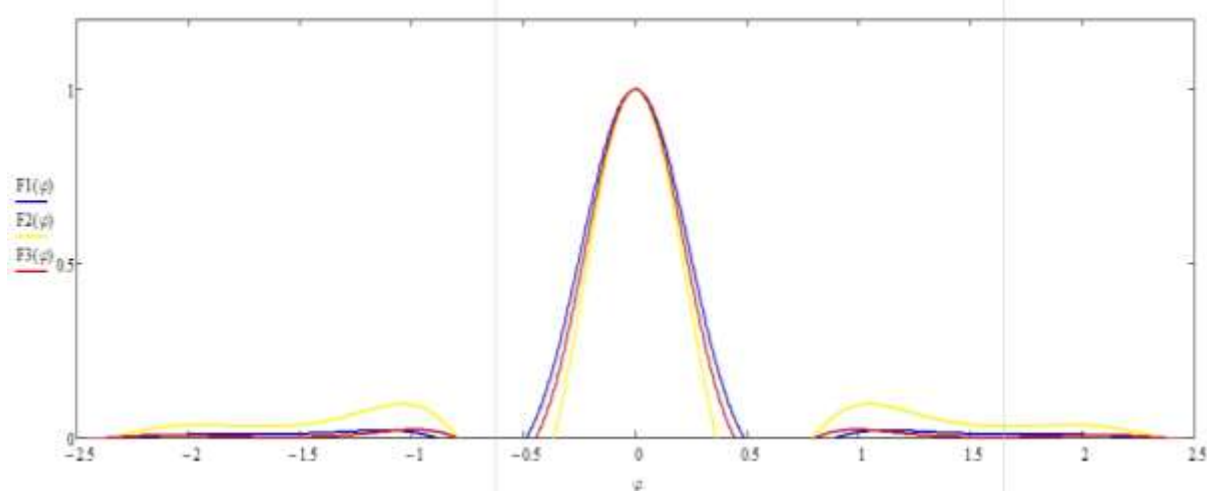


Рисунок 2.4.5 Амплитудная диаграмма направленности в плоскости Н

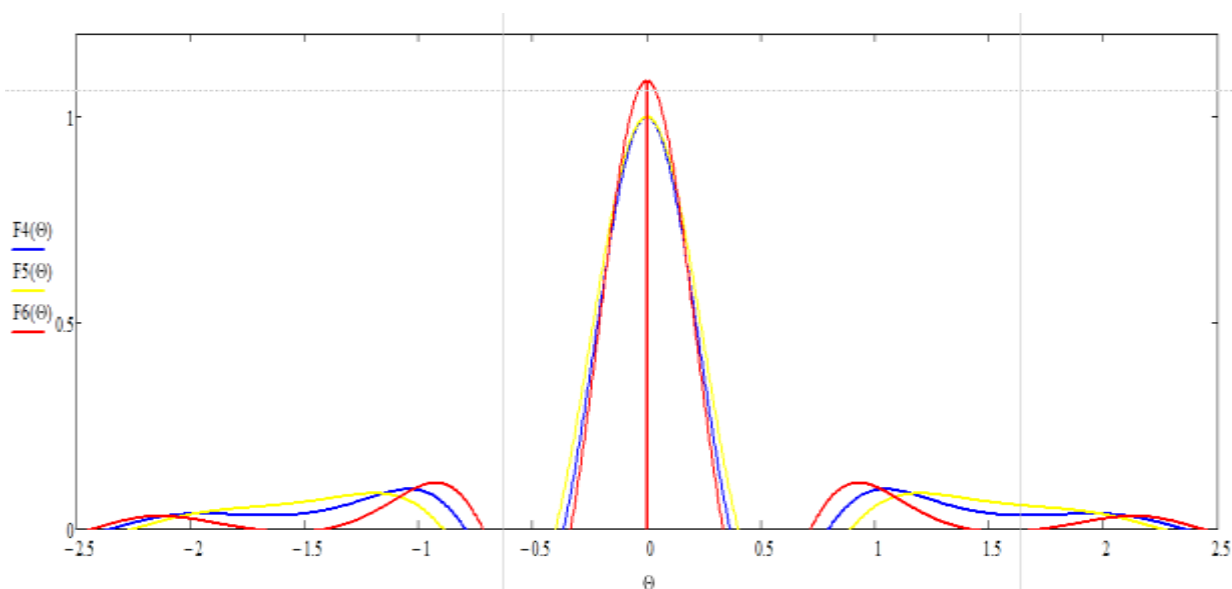


Рисунок 2.4.6 Амплитудная диаграмма направленности в плоскости Е

2.5 Расчет коэффициента отражения

Отражение в рупорных антеннах возникает в двух сечениях: в раскрыве рупора (Γ_1) и в его горловине (Γ_2).

При размерах раскрыва в несколько длин волн коэффициент отражения Γ_1 можно считать приблизительно равным нулю, а коэффициент отражения от горловины рупора Γ_2 можно не учитывать.

2.6 Расчет возбуждающего устройства

Критерием согласования возбуждающего устройства с волноводом служит режим бегущей волны в коаксиальном питающем фидере, т. е. равенство входного сопротивления возбуждающего устройства $Z_{ВХ}$ волновому сопротивлению фидера ρ_{Φ} .

На рис. 2.6.1 изображено наиболее распространенное устройство зондового типа в виде несимметричного штыря, расположенного параллельно электрическим силовым линиям. Специально подбирая длину штыря l и расстояние от штыря до закорачивающей стенки l_1 , можно обеспечить требуемое согласование. Диэлектрическая шайба, фиксирующая положение штыря в волноводе, является деталью коаксиального соединения. Диаметр наружного проводника около шайбы увеличивается для того, чтобы сохранить волновое сопротивление в области, заполненной диэлектриком, равным ρ_{Φ} . Длина шайбы берется равной четверти волны в диэлектрике. Расстояние от штыря до закорачивающей стенки волновода l_1 рекомендуется брать равным четверти длины волны в волноводе $\frac{\lambda_{В}}{4}$. Длину волны в волноводе найдем по следующей формуле:

$$\lambda_{В} = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}} \quad (2.6.1)$$

где $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны.

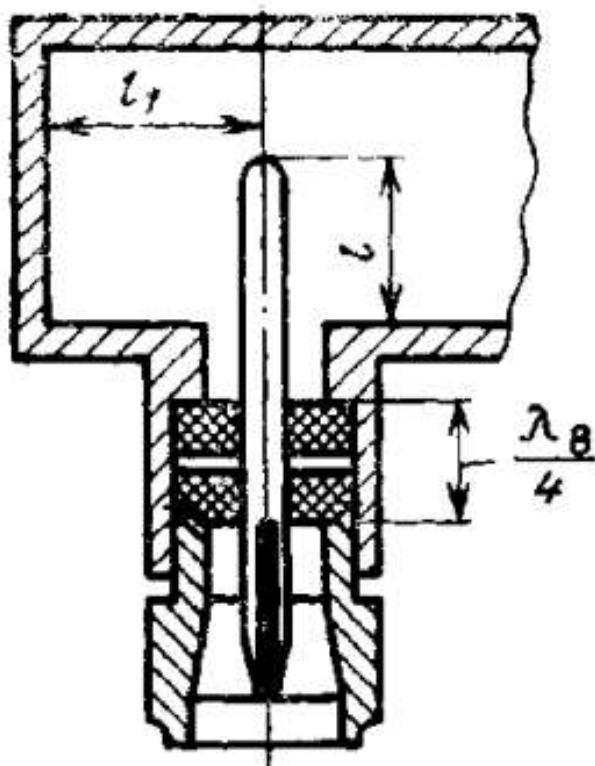


Рисунок 2.6.1 – Простой зондовый переход

Основной волной в прямоугольном волноводе является волна H_{10} , для которой $\lambda_{кр} = 2a$. Тогда:

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2 \cdot a}\right)^2}} = \frac{5}{\sqrt{1 - \left(\frac{5}{2 \cdot 4,5}\right)^2}} = 6 \text{ см} \quad (2.6.2)$$

$$l_1 = \frac{\lambda_B}{4} = \frac{6}{4} = 1,5 \text{ см} \quad (2.6.3)$$

Длина волновода l_2 от возбуждающего устройства до горловины рупора выбирается из условия фильтрации высших типов волн. Вблизи штыря, кроме волны H_{10} , возбуждается множество высших типов волн, все они оказываются в закритичном режиме и по мере движения к рупору затухают по экспоненциальному закону. Высшие типы волн не должны проходить в горловину рупора и затем в его раскрыв, для этого их амплитуда должна уменьшиться по длине l_2 примерно в 100 раз. Ближайшей волной высшего

типа в прямоугольном волноводе будет волна H_{20} . Тогда l_2 найдем по следующей формуле:

$$l_2 = \frac{4,6 \cdot \lambda}{2\pi \sqrt{\left(\frac{\lambda}{a}\right)^2 - 1}} = \frac{4,6 \cdot 5}{2\pi \sqrt{\left(\frac{5}{4,5}\right)^2 - 1}} = 7,56 \text{ см} \quad (2.6.4)$$

Входное сопротивление штыря в волноводе, так же как несимметричного вибратора в свободном пространстве, является в общем случае комплексной величиной. Активная часть входного сопротивления зависит в основном от длины штыря, реактивная - от длины и толщины. В отличие от свободного пространства входное сопротивление штыря в волноводе зависит от структуры поля в волноводе вблизи штыря. Расчет реактивной составляющей входного сопротивления дает неточные результаты и проводить его не имеет смысла. Для обеспечения согласования реактивная составляющая входного сопротивления должна быть равна нулю. Активную составляющую входного сопротивления можно считать равной сопротивлению излучения штыря в волноводе. Она должна быть равна волновому сопротивлению фидера.

$$R_{BX} = \rho_{\Phi} \quad (2.6.5)$$

Сопротивление излучения штыря в прямоугольном волноводе в режиме бегущей волны определяется следующим соотношением:

$$R_{BX} = R_{\Sigma} = \frac{2 \cdot \rho_{\Phi} \cdot h_d^2}{a \cdot b} \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{a} x_1\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{\lambda_B} l_1\right) \quad (2.6.6)$$

где a и b – размеры поперечного сечения волновода; x_1 – положение штыря на широкой стенке волновода, чаще всего штырь располагается в середине широкой стенки; l_1 – расстояние от штыря до закорачивающей стенки волновода; λ_B – длина волны в волноводе; ρ_{Φ} – волновое сопротивление волновода; h_d – действующая высота штыря в волноводе, геометрическая высота которого l .

Из выражения (2.6.6) выразим и найдем h_d (действующая высота штыря в волноводе):

$$h_d = \sqrt{\frac{a \cdot b \cdot R_{BX} \cdot \lambda}{240 \cdot \pi \cdot \lambda_B \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{2} x_1\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} l_1\right)}} \quad (2.6.7)$$

$$= \sqrt{\frac{4,5 \cdot 2,25 \cdot 50 \cdot 5}{240 \cdot \pi \cdot 6 \cdot \sin^2\left(\frac{\pi}{2} 2,25\right) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} 1,5\right)}} = 2,3 \text{ см}$$

С другой стороны, h_d определяется следующим выражением:

$$h_d = \frac{\lambda}{2\pi} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) \right] \quad (2.6.8)$$

где l – высота штыря, при которой достигается необходимое R_{BX} .

Выразив l , рассчитаем высоту штыря:

$$l = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \arccos\left(1 - \frac{2\pi}{\lambda} h_d\right) = 1,25 \text{ см} \quad (2.6.9)$$

Для полного согласования в конструкциях должны предусматриваться два органа регулировки. Например, регулировка высоты штыря l и положения закорачивающей стенки в волноводе l_1 . В ряде случаев, для упрощения конструкции, ограничиваются одной регулировкой и допускают некоторое рассогласование с питающей коаксиальной линией.

Для работы в полосе частот может использоваться модифицированный зондовый переход. Известно, что для диапазонной работы должны использоваться толстые вибраторы. Увеличение диаметра возбуждающего штыря уменьшает реактивную часть входного сопротивления и расширяет рабочую полосу частот, в которой обеспечивается согласование. Для уменьшения торцевой емкости между нижним торцом штыря и стенкой волновода толстый штырь должен иметь конический переход к среднему проводу коаксиальной линии. Более эффективным способом расширения полосы является включение в волновод реактивных согласующих элементов,

например индуктивных диафрагм, что обеспечит полосу частот в 10-20%. На рисунке 2.6.2 изображен модифицированный зондовый переход.

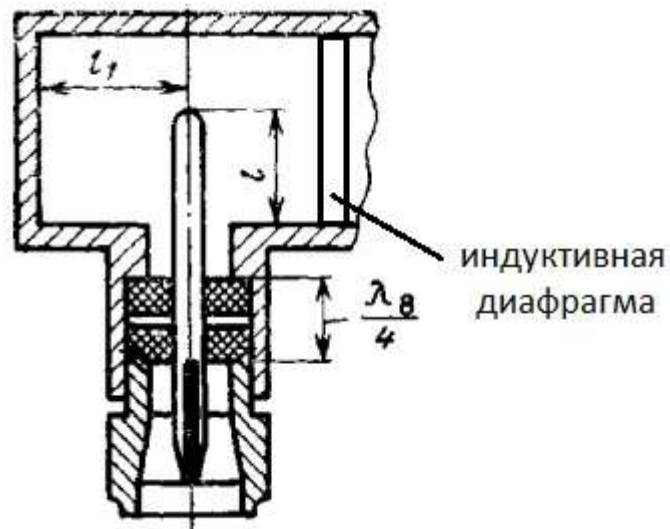


Рисунок 2.6.2 Зондовый переход с индуктивной диафрагмой

Еще более эффективный способ это КВП с поперечным стержнем, обеспечивающим надежное крепление вертикального штыря и пропускающим высокие уровни мощности. Такой КВП обеспечивает КСВ = 1,1-1,5 в полосе частот до 30%. На рисунке 2.6.3 изображен КВП с поперечным стержнем.

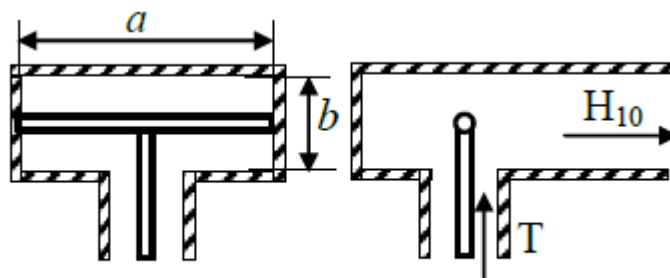


Рисунок 2.6.3 КВП с поперечным стержнем.

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Пример расчета курсового проекта с антенной зеркального типа.

1 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ОТРАЖАТЕЛЯ

Исходные данные к проекту:

1. Тип антенны	<u>Параболическая</u>
2. Рабочая частота	<u>$f_0 = 10$ ГГц</u>
3. Коэффициент направленного действия	<u>$D = 30$ дБ</u>

1.1 Направленные свойства параболической антенны при спадающем распределении поля

Для достижения $D = 30$ составим решётку из двух антенн, коэффициент направленного действия каждой из которых будет равен $D = 15$.

Коэффициент направленного действия параболической антенны рассчитывается по общей формуле:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A, \quad (2.1)$$

где A – площадь антенны, вычисляемая также по общему правилу:

$$A = \nu S_p - S_{\text{пр}}, \quad (2.2)$$

где ν – коэффициент использования площади раскрыва антенны,

S_p – геометрическая площадь раскрыва антенны,

$S_{\text{пр}}$ – площадь облучателя и крепежных деталей, закрывающих раскрыв спереди. Ввиду сложности учёта неравномерности облучения затеняющих деталей $S_{\text{пр}}$ не умножается на ν . Поэтому в формуле (2.2) учитывается максимально возможный эффект затенения.

С учётом рассеивания КНД антенны выражается уравнением:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} (\nu S_p - S_{\text{пр}}) = \frac{2\pi}{\lambda} \nu_{\text{OE}} S_p \quad (2.3)$$

Для параболических антенн при спадающем распределении поля коэффициент ν_{OE} обычно находится в пределах $\nu_{\text{OE}} = 0,4 \div 0,6$ (примем равным 0,5).

Таким образом, геометрическая площадь раскрыва антенны S_p равна:

$$S_p = \frac{D\lambda}{2\pi\nu_{OE}} = \frac{Dc}{f2\pi\nu_{OE}} = \frac{20*3*10^8}{10*10^9*2*3,14*0,5} = 0,1425 \text{ м}^2 \quad (2.4)$$

Отсюда радиус антенны равен:

$$R = \sqrt{\frac{S_p}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,1425}{3,14}} = 0,21 \text{ м} = 21 \text{ см} \quad (2.5)$$

Значению коэффициента $\nu_{OE} = 0,5$, соответствует $R / 2f = 0,28$ [рис.5.4 [3]].

Важным параметром параболической антенны является так называемая угловая апертура (ψ_0 — угол, составленный осью параболической поверхности и направлением из фокуса на края параболоида (рисунок 1.2)).

Выражение для угловой апертуры имеет вид:

$$\text{tg} \frac{\psi_0}{2} = \frac{R}{2f} = 0,28 \quad (2.6)$$

Выражаем угол раскрытия ψ_0 :

$$\psi_0 = 2\text{arctg}(0,28) = 34,76^\circ \quad (2.7)$$

Формула для фокусного расстояния, выражая из (5), имеет вид:

$$f = \frac{R}{2} \text{ctg} \frac{\psi_0}{2} = \frac{21}{2} \text{ctg} \frac{34,76^\circ}{2} = 37,5 \text{ см} \quad (2.8)$$

1.2 Диаграмма направленности (ДН) антенны при спадающем распределении поля

Диаграмму направленности параболической антенны можно рассчитать по следующей приближенной формуле:

$$f(\varphi) = \frac{2J_1(k \frac{L}{2} \sin \varphi)}{k \frac{L}{2} \sin \varphi}, \quad (2.9)$$

где J_1 — функция Бесселя первого рода первого порядка,

L — размер раскрытия антенны в той плоскости, в которой рассчитывается диаграмма направленности ($L = 2R$ — в параболоиде вращения),

φ — угол между направлением максимума диаграммы направленности и данным направлением,

k – волновое число, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

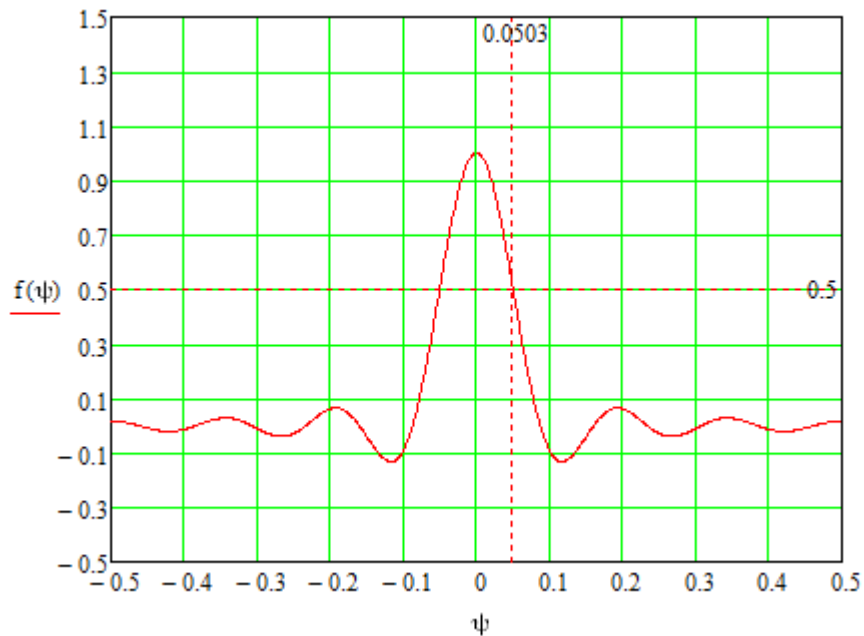


Рисунок 2.1 – Диаграмма направленности антенны при спадающем распределении поля в декартовой системе координат в среде MathCAD

Как видно из рисунка 2.1, ширина ДН по уровню 0,5 мощности равна 0,1006 радиан или $5,92^\circ$.

1.3 Направленные свойства параболической антенны при равномерном распределении поля

Коэффициент направленного действия параболической антенны рассчитывается по общей формуле:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} A, \quad (2.10)$$

где A – площадь антенны, вычисляемая также по общему правилу:

$$A = \nu S_p - S_{пр}, \quad (2.11)$$

где ν – коэффициент использования площади раскрыва антенны,

S_p – геометрическая площадь раскрыва антенны,

$S_{пр}$ – площадь облучателя и крепежных деталей, закрывающих раскрыв спереди. Ввиду сложности учёта неравномерности облучения

затеняющих деталей $S_{\text{пр}}$ не умножается на ν . Поэтому в формуле (2.2) учитывается максимально возможный эффект затенения.

С учётом рассеивания КНД антенны выражается уравнением:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2}(\nu S_p - S_{\text{пр}}) = \frac{2\pi}{\lambda} \nu_{OE} S_p \quad (2.12)$$

При равномерном распределении поля коэффициент $\nu_{OE} = 1$.

Таким образом, геометрическая площадь раскрыва антенны S_p равна:

$$S_p = \frac{D\lambda}{2\pi\nu_{OE}} = \frac{Dc}{f2\pi\nu_{OE}} = \frac{15 \cdot 3 \cdot 10^8}{10 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot 3,14 \cdot 1} = 0,071 \text{ м}^2 \quad (2.13)$$

Отсюда радиус антенны равен:

$$R = \sqrt{\frac{S_p}{\pi}} = \sqrt{\frac{0,071}{3,14}} = 0,15 \text{ м} = 15 \text{ см} \quad (2.14)$$

Значению коэффициента $\nu_{OE} = 1$, соответствует $R / 2f = 0,55$.

Важным параметром параболической антенны является так называемая

угловая апертура (ψ_0 — угол, составленный осью параболической поверхности и направлением из фокуса на края параболоида (рисунок 1.2)).

Выражение для угловой апертуры имеет вид:

$$\text{tg} \frac{\psi_0}{2} = \frac{R}{2f} = 0,55 \quad (2.15)$$

Выражаем угол раскрыва ψ_0 :

$$\psi_0 = 2 \arctg(0,55) = 64,02^\circ \quad (2.16)$$

Формула для фокусного расстояния, выражая из (5), имеет вид:

$$f = \frac{R}{2} \text{ctg} \frac{\psi_0}{2} = \frac{15}{2} \text{ctg} \frac{64,02}{2} = 18,6 \text{ см} \quad (2.17)$$

1.4 Диаграмма направленности (ДН) антенны при равномерном распределении поля

Диаграмму направленности параболической антенны можно рассчитать по следующей приближенной формуле:

$$f(\varphi) = \frac{2J_1(k \frac{L}{2} \sin \varphi)}{k \frac{L}{2} \sin \varphi}, \quad (2.18)$$

где J_1 – функция Бесселя первого рода первого порядка,

L – размер раскрыва антенны в той плоскости, в которой рассчитывается диаграмма направленности ($L = 2R$ — в параболоиде вращения),

φ – угол между направлением максимума диаграммы направленности и данным направлением,

k – волновое число, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$.

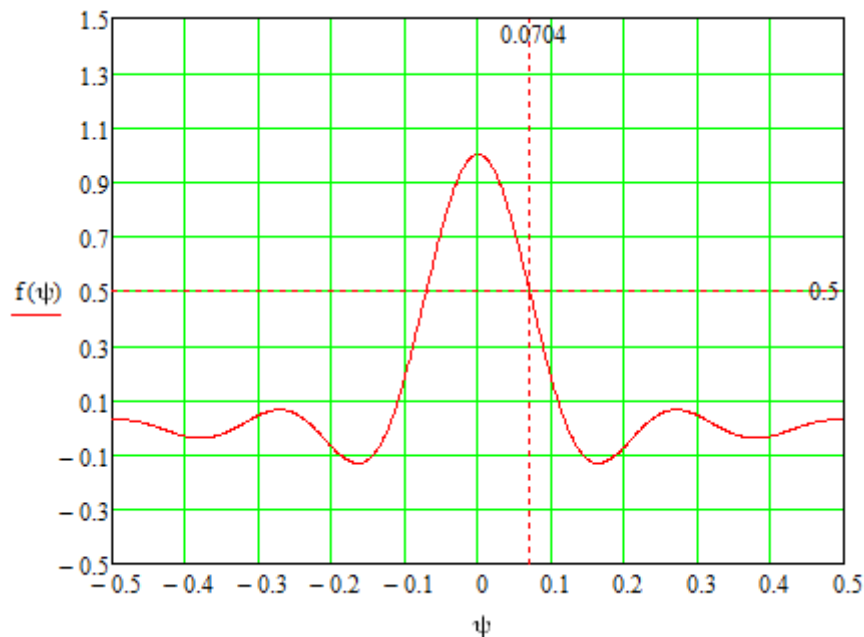


Рисунок 2.2 – Диаграмма направленности антенны при равномерном распределении поля в декартовой системе координат в среде MathCAD

Как видно из рисунка 2.2, ширина ДН по уровню 0,5 мощности равна 0,1408 радиан или $8,28^\circ$.

1.5 Точность изготовления отражателя

Отражающая поверхность антенны должна как можно точнее воспроизводить заданную параболическую форму. Отклонение поверхности от заданной формы вызывает появление разности фаз полей, приходящих к раскрыву антенны, что приводит к расширению диаграммы направленности.

Максимальная допустимая разность фаз обычно принимается равной $\pi/2$, что соответствует разности хода электромагнитных колебаний, равной $\lambda/4$. На рис. 2.3 показаны два крайних случая отклонения формы отражающей поверхности от заданной.

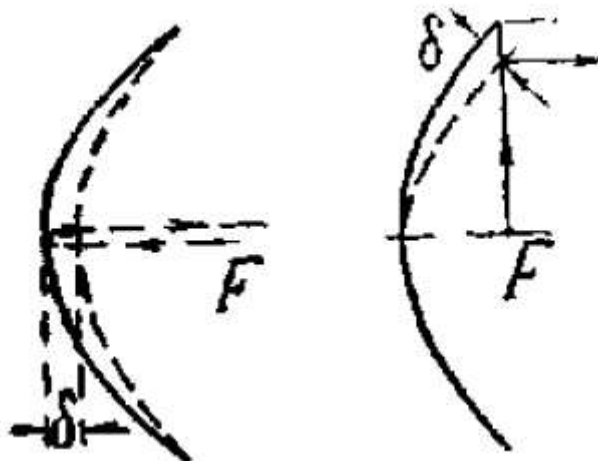


Рисунок 2.3 – Два крайних случая отклонения формы параболической антенны от заданной

Из рисунка видно, что максимальное изменение длины пути колебаний имеет место в том случае, когда отклонения от параболической формы допущены в центре отражателя. В этом случае длина пути колебаний изменится на 2δ . Из вышеизложенного получаем:

$$2\delta \leq \frac{\lambda}{4} \quad (2.19)$$

Отсюда допустимое отклонение формы отражателя от заданной определяется неравенством:

$$\delta \leq \frac{\lambda}{8} = \frac{0,03}{8} = 0,00375 \text{ м} = 3,75 \text{ мм} \quad (2.20)$$

Так как отклонения формы поверхности от заданной могут иметь в разных точках противоположные знаки, необходимо принять за допуск на точность изготовления поверхности параболоида рефлектора величину, вдвое меньшую

$$\delta_{\text{доп}} = \pm \frac{\lambda}{16} = \pm 0,001875 \text{ м} = 1,875 \text{ мм} \quad (2.21)$$

Сказанное выше относится к отклонениям формы поверхности от заданной на больших участках, линейные размеры которых в поперечнике превышают половину длины волны. Неровности небольшой площади (головки крепежных винтов, следы резца и даже небольшие сквозные отверстия) не вызывают искажений фазового фронта.

2 ВЫБОР И РАСЧЕТ ОБЛУЧАТЕЛЯ

2.1 Облучатели параболических антенн

К облучателям параболических антенн предъявляются следующие основные требования.

1. Облучатель должен излучать в направлении на отражатель волну со сферическим фазовым фронтом;
2. Диаграмма направленности облучателя должна быть направлена главным максимумом в центр параболоида. Интенсивность потока излучения должна плавно уменьшаться от центра к краям, достигая в направлениях на края параболического отражателя уровня 0,1 от максимальной;
3. Теневой эффект облучателя должен быть минимальным;

Кроме перечисленных выше специфических требований, к облучателям предъявляются также требования, общие для большинства антенн: отсутствие перенапряжений при излучении заданной мощности, широкополосность, согласование с питающим фидером, стойкость облучателя и питающего его фидера к воздействию метеоусловий, жесткость конструкции.

2.2 Обоснование выбора облучателя

Для возбуждения параболических антенн применяются облучатели двух типов: с излучением назад и с излучением вперед. Если излучение электромагнитных колебаний облучателем происходит в том же направлении, в каком передается энергия в питающем фидере, его называют облучателем с

излучением вперед. Если направление излучения колебаний противоположно направлению движения энергии в фидере, облучатель относится к типу облучателей с излучением назад.

Наиболее распространенными типами облучателей зеркальных антенн являются вибраторные, щелевые и волноводно-рупорные облучатели.

В сантиметровом диапазоне широко используется двухщелевой облучатель, конструкция которого показана на рисунке 3.1.

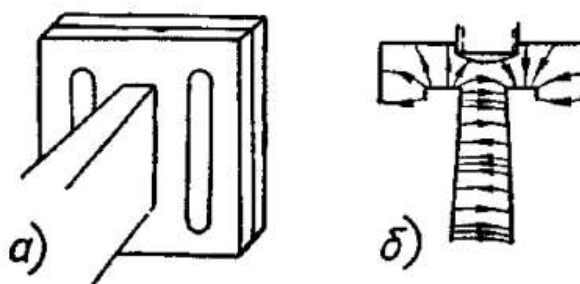


Рисунок 3.1 – Щелевой облучатель

Двухщелевой облучатель представляет собой прямоугольный волновод, который заканчивается прямоугольным резонатором с двумя симметрично расположенными полуволновыми щелями в его широкой стенке. Расстояние между щелями выбирают равным приблизительно $\lambda/2$. В этом облучателе излучающими элементами являются две щели, возбуждаемые волноводом, который сужается к концу и снабжается насадкой в виде расходящихся в разные стороны отрезков волновода со щелями, обращенными к рефлектору. Сужение волновода необходимо как для согласования сопротивлений, так и для уменьшения влияния внешних поверхностей на его конфигурацию поля щелей. Для согласования сопротивлений применяются также настраивающие штыри большого диаметра, помещаемые в Т-образном разветвлении и у начала сужающейся части волновода.

Теневой эффект этого облучателя небольшой, фазовый фронт близок к сферическому. Фазовые искажения, получающиеся за счет отражения от внешней поверхности волновода, не превышают величины $\pi/6$.

Недостатком облучателя, несколько снижающим КНД всей антенны, является наличие двух центров излучения, расположенных посередине каждой из щелей, а, следовательно, вне фокуса параболической поверхности. Также недостатком является ограничения на относительно небольшую пропускаемую мощность, связанную с малой электрической прочностью щелей, и узкополосность облучателя, вызванная узкополосностью щелевых излучателей.

Диаграмма направленности такого облучателя зависит от длины щелей и от расстояния между ними. Обычно длину щелей выбирают резонансной: $2l = \frac{\lambda}{2} - 2\Delta l$ (Δl – укорочение щели), а расстояние рассчитывают так, чтобы диаграммы направленности в обеих плоскостях (Н и Е) имели одинаковую ширину.

Таким образом, в данной работе будет использоваться щелевой облучатель. Этот тип облучателя является наиболее предпочтительным так как соответствует заданному диапазону частот.

Рекомендуется следующий порядок расчёта такого двухщелевого, облучателя:

1. Длину щели выбирают равной $0,47\lambda$, так как резонанс наступает не точно при длине щели $2l = \lambda/2$, а при несколько меньшей длине. Укорочение щели соответствует укорочению эквивалентного металлического вибратора.

$$l_{щ} = 0,47 * \lambda = 1,41 \text{ см}; \quad (3.1)$$

2. При расчете согласования резонансной поперечной щели, прорезанной в широкой стенке прямоугольного волновода с волной H_{10} , принимаем, что волновод закорочен с одного конца, а другой конец в направлении от щели к генератору согласован или бесконечен. Расстояние от закороченного конца до оси щели принимается равным $\lambda_v/2$ (λ_v – длина волны в волноводе), так как в этом случае входное реактивное сопротивление этого участка обращается в нуль. Если резонансное сопротивление поперечной щели представить как последовательное сопротивление в эквивалентной схеме, то условие

согласования щели с волноводом можно записать как равенство последовательного сопротивления щели волновому сопротивлению волновода. Сопротивление поперечной щели, прорезанной симметрично относительно оси, нормированное к волновому сопротивлению волновода, выражается следующим образом:

$$r = 0.523 \cdot \left(\frac{\lambda_b}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{\lambda^2}{ab} \cdot \cos^2\left(\frac{\pi \cdot \lambda}{4a}\right), \quad (3.2)$$

где a и b – размеры широкой и узкой стенок волновода;

λ – длина волны генератора;

λ_b – длина волны в волноводе.

Из равенства находят размер узкой стенки b волновода при выбранном размере широкой стенки a :

$a := 0.0195$ Ширина широкой
стенки

$\lambda := 0.03$ Длина волны

$\lambda_{кр} := 2 \cdot a$ Критическая длина волны

$\lambda_b := \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}$ Длина волны в волноводе

$$\left[0.523 \cdot \left(\frac{\lambda_b}{\lambda}\right)^2 \cdot \frac{\lambda^2}{a \cdot b} \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi \cdot \lambda}{4 \cdot a}\right)\right)^2 \right] = 0.5 \text{ solve } b \rightarrow 0.0095$$

Рисунок 3.2 – Выкладка вычисления размеров волновода из программы MathCAD

Итого толстая стенка $a = 19,5$ мм, а тонкая стенка $b = 9,5$ мм. Данные значения соответствуют реальному волноводу, рекомендуемому для частот порядка 9,83 - 14,95 ГГц, что соответствует техническому заданию.

2.3 Диаграмма направленности щелевого облучателя

Расчёт диаграмм направленности щелевого облучателя можно проводить по следующим приближенным формулам:

$$\begin{aligned} \text{в } E\text{-плоскости} \quad F(\theta) &= \cos\left(\frac{k d}{2} \sin \theta\right), \\ \text{в } H\text{-плоскости} \quad F(\varphi) &= \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \varphi\right)}{\cos \varphi}, \end{aligned} \quad (3.3)$$

(3.4)

где d – расстояние между щелями,

φ и θ – углы между осью антенны и данным направлением соответственно в H- и E-плоскостях.

Диаграммы направленности щелевого облучателя изображены на рисунках 3.3 и 3.4.

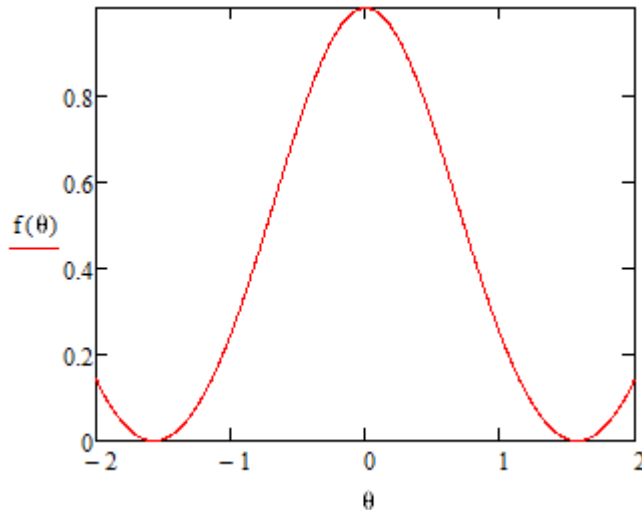


Рисунок 3.3 – Диаграмма направленности щелевого облучателя в E-плоскости в декартовых координатах

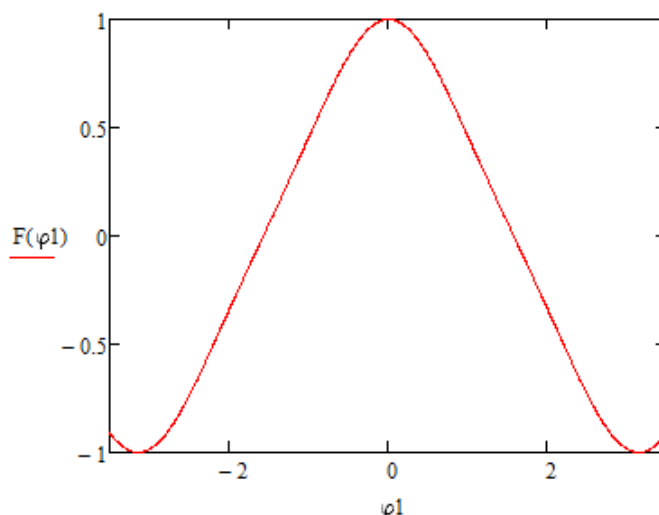


Рисунок 3.4 – Диаграмма направленности щелевого облучателя в H-плоскости в декартовых координатах

2.4 Допустимая дефокусировка облучателя

Для получения в раскрыве параболической антенны волны с плоским фазовым фронтом необходимо фазовый центр облучателя помещать по возможности точнее в фокусе параболической поверхности.

Причиной искажения фазового фронта при сдвиге облучателя из фокуса является нарушение равенства расстояний от облучателя к плоскости раскрыва антенны для радиоволн, распространяющихся различными путями.

Допустимой максимальной разностью хода радиоволн, распространяющихся различными путями, считается величина, равная $\lambda/4$. При такой разности хода коэффициент направленного действия параболической антенны уменьшается по сравнению с максимальным на 6%.

С учетом этого допустимый сдвиг облучателя из фокуса параболической антенны составляет:

Для спадающего распределения поля:

$$\delta_F \leq \frac{\lambda}{4(1-\cos\varphi_0)} = \frac{0,03}{4(1-\cos 34,76^\circ)} = 0,052 \text{ м}; \quad (3.5)$$

Для равномерного распределения поля:

$$\delta_F \leq \frac{\lambda}{4(1-\cos\varphi_0)} = \frac{0,03}{4(1-\cos 64,02^\circ)} = 0,016 \text{ м}.$$

3 КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ И ЕГО ЗАВИСИМОСТЬ ОТ ЕЕ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ

Исходя из формулы (2.7), угол раскрыва равен $34,75^\circ$ (для спадающего распределения поля), значит, данная зеркальная антенна – длиннофокусная.

Основными источниками потерь в длиннофокусной зеркальной антенне являются потери на рассеивание части мощности облучателя мимо зеркала. КПД антенны определяется следующей конечной формулой:

$$\eta = 1 - \cos^{2n+1} \psi = 0.667, \quad (4.1)$$

где n – любое положительное число. В данных расчетах будем считать, что $n = 1$.

Эффективность зеркальной антенны рассчитывается по формуле:

$$g = \eta v = 0.333, \quad (4.2)$$

где v – коэффициент использования поверхности раскрыва зеркальной антенны ($v=0,5$).

КПД связан с коэффициентом усиления антенны следующим образом:

$$G = D \cdot \eta = 15 \cdot 0,376 = 10.01 \text{ дБ} \quad (4.3)$$

Исходя из формулы (2.16), угол раскрыва равен $64,02^\circ$ (для равномерного распределения поля).

КПД антенны определяется следующей конечной формулой:

$$\eta = 1 - \cos^{2n+1} \psi = 0.846, \quad (4.4)$$

где n – любое положительное число. В данных расчетах будем считать, что $n = 1$.

Эффективность зеркальной антенны рассчитывается по формуле:

$$g = \eta v = 0.846, \quad (4.5)$$

где v – коэффициент использования поверхности раскрыва зеркальной антенны ($v=1$).

КПД связан с коэффициентом усиления антенны следующим образом:

$$G = D \cdot \eta = 15 \cdot 0,846 = 12,69 \text{ дБ} \quad (4.6)$$

ПРИЛОЖЕНИЕ 4

Пример расчета курсового проекта с антенной типа «Волновой канал».

1 Исходные данные к проекту:

- 1.1 Антенна типа «волновой канал»
- 1.2 Число элементов: 6
- 1.3 Питание: 50 Ом
- 1.4 Частотный диапазон: 60 МГц

2 Расчет расстояний между вибраторами

- 2.1 Геометрические параметры антенны
- 2.2 Определение оптимального сопротивления активного вибратора
- 2.3 Определение оптимального сопротивления рефлектора
- 2.4 Определение расстояний между вибраторами

3 Порядок расчета

Произведём подбор расстояния между элементами антенны и определим собственные сопротивления элементов для получения заданной диаграммы направленности.

Расчёт антенны будем вести для следующих параметров:

- активный вибратор – 1;
- количество директоров – 1;
- количество рефлекторов – 4;
- собственное сопротивление активного вибратора и директоров

одинаковое.

Определяем длину волны по формуле:

$$\lambda = \frac{c}{f},$$

где λ – длина волны,

c – скорость света в вакууме,

f – частота колебаний в волне.

Тогда:

$$\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{60 \cdot 10^6} = 5 \text{ м}$$

По заданию число элементов равно 6

3.2 Задаемся собственными сопротивлениями активного вибратора и директоров. В соответствии с рекомендациями [1] реактивная составляющая сопротивления должна лежать в диапазоне - (10-120) Ом. В соответствии с рекомендациями в [4] выберем начальное значение $X_{nn} = -120$. Так как антенна состоит из большого количества директоров.

$$R_{nn} := 50$$

$$X_{nn} := -120$$

$$Z_{nn} := R_{nn} + j \cdot X_{nn}$$

$$j := \sqrt{-1}$$

3.3 Определим взаимные сопротивления вибраторов Z_{mn} и Z_{nm}

Для определения взаимных сопротивлений, необходимо определить функции активной и реактивной составляющей сопротивления от взаимного расстояния вибраторов. Их можно получить из таблицы [4], графиков [5] или по формуле [6]. Выберем последний вариант и рассчитаем функции R_{12} и X_{12}

$$Ci(x) := \int_x^{x+20} \frac{\cos(x)}{x} dx \quad Si(x) := \int_0^x \frac{\sin(x)}{x} dx \quad m := \frac{2 \cdot \pi}{\lambda}$$

отсюда получим:

$$R_{12}(d) := -30 \left[2 \cdot Ci(m \cdot d) - Ci \left[m \cdot \left(\sqrt{d^2 + \frac{\lambda^2}{4}} + \frac{\lambda}{2} \right) \right] - Ci \left[m \cdot \left(\sqrt{d^2 + \frac{\lambda^2}{4}} - \frac{\lambda}{2} \right) \right] \right]$$

$$X_{12}(d) := 30 \left[-2 \cdot Si(m \cdot d) + Si \left[m \cdot \left(\sqrt{d^2 + \frac{\lambda^2}{4}} + \frac{\lambda}{2} \right) \right] + Si \left[m \cdot \left(\sqrt{d^2 + \frac{\lambda^2}{4}} - \frac{\lambda}{2} \right) \right] \right]$$

Ниже приведены функции активной и реактивной составляющей сопротивления от взаимного расстояния вибраторов

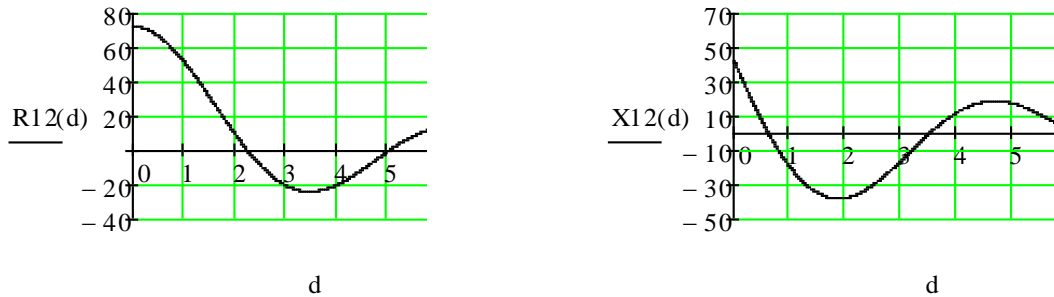


Рис.2 Функции активной и реактивной составляющей сопротивления от взаимного расстояния вибраторов

Полученные функции положим в основу расчета взаимных сопротивлений Z_{mn} , где m и n номера вибраторов 0 - вибратор активный

$$m := 0, 1..N - 1 \quad k := 0, 1..N - 1 \quad n := 0, 1..N - 1$$

$$R_0 := 72 \text{ Ом}$$

$$R_{12}(0, 1) = 72.453$$

$$Z(n, m, X_{nn}, dd) := \begin{cases} R_{12}(dd \cdot |n - m|) + j \cdot X_{12}(dd \cdot |n - m|) & \text{if } (n \neq m) \\ R_0 + j \cdot X_{nn} & \text{if } n = m \end{cases}$$

Функция взаимного сопротивления зависит от номеров вибраторов и собственных сопротивлений вибраторов, а также расстояния между ними, по последним значениям и произведем оптимизирование.

3.4 Рассчитаем токи в вибраторах без учета рефлектора

В соответствии с [1] токи в вибраторах определяются из системы уравнений.

$$\sum_{m=0}^N (Z_{n,m} \cdot I_m) \equiv e_n$$

$e_n := C$ где, матрица напряжений. Напряжение в активном вибраторе (0)
 $e_0 :=$ Возьмем равным 1 [1].

Решим систему и определим значения токов:

$$I(X_{nn}, dd) := \begin{cases} \text{for } n \in 0..N - 1 \\ \text{for } m \in 0..N - 1 \\ Z_{temp}_{n,m} \leftarrow Z(n, m, X_{nn}, dd) \\ M \leftarrow \text{lsolve}(Z_{temp}, e) \\ M \end{cases}$$

3.5 Определим множитель антенны $F2(\varphi)$

$$F2(\varphi, I) := \left[\sum_{n=0}^{N-1} \left(I_n \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot n \cdot dd \cdot \cos(\varphi) \right) \right) \right]$$

Найдем отношения амплитуды поля, излучаемого вперед ($\varphi=0$), к амплитуде поля, излучаемого назад ($\varphi=\pi$).

$$\left| \frac{F2(0, I(-50, 0.35\lambda))}{F2(\pi, I(-50, 0.35\lambda))} \right| = 0.967$$

Полученное значение не является оптимальным и его можно оптимизировать по X_{nn} и dd .

3.6 Для определения оптимальных значений собственных сопротивлений и расстояния между директорами построим график зависимости отношения напряженности поля в $0'$ и $180'$ от значений X_{nn} и dd . Будем изменить dd от 0.1 до 0.4 через 0.01 а X_{mm} от -10 до -120 через 5 Ом

$$nn := 0..20 \quad mm := 0..20$$

$$d_{nn} := 0.2\lambda + nn \cdot 0.01\lambda \quad X_{mm} := -10 - mm \cdot 5$$

$$E_{nn, mm} := \left| \frac{F2(0, I(X_{mm}, d_{nn}))}{F2(\pi, I(X_{mm}, d_{nn}))} \right|^2$$

Результатом расчетов стал график, который по причине длительности расчетов был рассчитан один раз. Для удобства пользования он показан в двух проекциях. На данном графике ярко выражены максимумы.

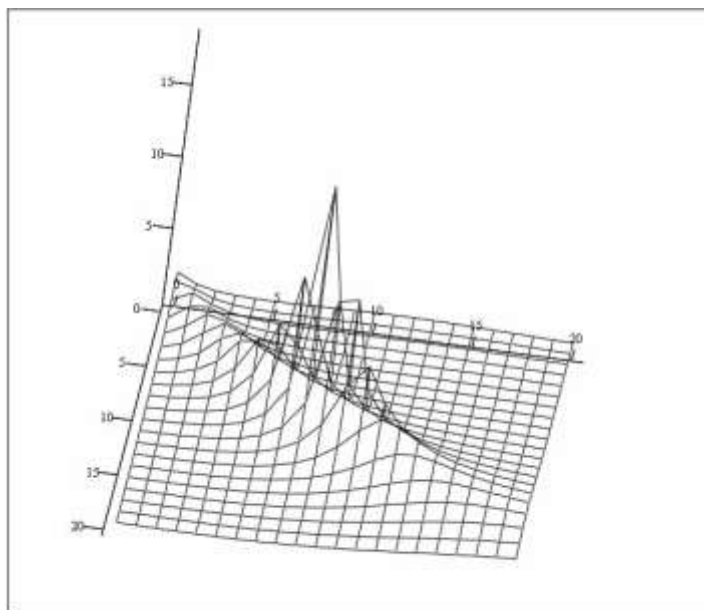


Рис 3. График зависимости отношения напряженности поля в 0 и 180 от значений X_{nn} и dd

Главный максимум в точке $E_{11,12} := 29.40$;

$$F2(\phi) := \left[\sum_{n=0}^{N-1} \left(I_{h_n} \cdot \exp \left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot n \cdot dd \cdot \cos(\phi) \right) \right) \right]$$

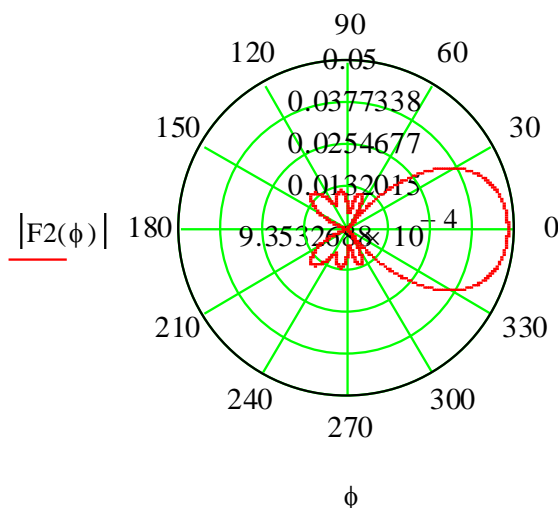


Рис 4. Диаграмма напряженности поля

Из приведенной диаграмм напряженности поля можно заметить, что нас удовлетворяет максимум с собственным реактивным сопротивлением вибраторов $X_{nn} = -50$ Ом и расстоянием $dd = 0.31$, что соответствует рекомендациям [4]

3.7 Воспользуемся полученными результатами в расчетах антенны с рефлектором, собственное сопротивление которого должно быть в пределах 10-100 Ом. Расстояние от активного вибратора по [4] $dr = 0.15-0.30$

3.8 Определим взаимные сопротивления рефлектора и других вибраторов.

$$X_{nn} := -50$$

$$dd := 0.31\lambda$$

$$\underline{Z}(n, m, X00, dr) := \begin{cases} \text{Dest} \leftarrow \begin{cases} dd \cdot ||n - m| - 1| + dr & \text{if } m = 0 \\ dd \cdot ||n - m| - 1| + dr & \text{if } n = 0 \\ 0 & \text{if } m = n \\ dd \cdot |n - m| & \text{otherwise} \end{cases} \\ R1Z(\text{Dest}) + j \cdot X1Z(\text{Dest}) & \text{if } (n \neq m) \\ R0 + j \cdot Xnn & \text{if } [(n = m) \wedge (m \neq 0)] \\ R0 + j \cdot X00 & \text{if } n = m = 0 \end{cases}$$

Взаимное сопротивление есть функция расстояний между вибраторами, а также собственного сопротивления рефлектора X00 и расстояния до активного вибратора dr. Полученные значения в 3.5 собственных сопротивлений директоров и расстояний между ними положены в дальнейший расчет. Номер 0 - соответствует рефлектору, а 1 - активному вибратору.

3.9 Рассчитаем токи в вибраторах по [1]. Решая систему уравнений:

$$\sum_{m=0}^N (Z_{n,m} \cdot I_m) \equiv e_n$$

$e_n := C$ где, матрица напряжений. Напряжение в активном
 $e_n := 1$ вибраторе (1) возьмем равным 1

$$\underline{I}(X00, dr) := \begin{cases} \text{for } n \in 0..N - 1 \\ \text{for } m \in 0..N - 1 \\ Ztemp_{n,m} \leftarrow Z(n, m, X00, dr) \\ M \leftarrow \text{lsolve}(Ztemp, e) \\ M \end{cases}$$

3.10 Определим множитель антенны F2(ϕ).

$$\underline{F2}(\phi, I) := \left[\sum_{n=1}^{N-1} \left(I_n \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot n \cdot dd \cdot \cos(\phi)\right) \right) \right] + I_0 \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot dr \cdot \cos(\phi)\right)$$

Найдем отношения амплитуды поля, излучаемого вперед ($\phi=0$), к амплитуде поля, излучаемого назад ($\phi=\pi$).

$$\left| \frac{F2(0, I(50, 0.15\lambda))}{F2(\pi, I(50, 0.15\lambda))} \right| = 3.482$$

Полученное значение не является оптимальным и его можно оптимизировать по X_{00} и dr

3.11 Оптимизируем значения X_{00} и dr . Для определения оптимальных значений собственного сопротивления рефлектора и расстояния между ним и активным вибратором построим график зависимости отношения напряженности поля в 0° и 180° от значений X_{00} и dr . Будем изменить dr от 0.15 до 0.25 через 0.01 а X_{00} от -10 до -100 через 10 Ом

$$nn := 0..10 \quad mm := 0..10$$

$$d_{nn} := 0.15\lambda + nn \cdot 0.01\lambda \quad X_{mm} := 10 + mm \cdot 10$$

$$E_{nn,mm} := \left| \frac{F2(0, I(X_{mm}, d_{nn}))}{F2(\pi, I(X_{mm}, d_{nn}))} \right|^2$$

Результатом стал график 5. Из которого можно определить оптимальные значения X_{00} и dr

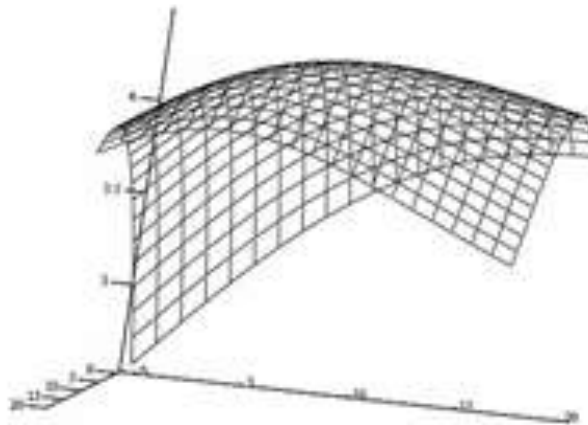


Рис. 5 График зависимости отношения напряженности поля в 0° и 180° от значений X_{00} и dr

$$E_{14,10} := 5.61' \quad \text{при } X_{00}=90 \text{ Ом и } dr=0.30$$

$$X_{00} := 90$$

3.12 На основании проведенных расчетов построим диаграмму направленности антенны.

Расчет начнем с определения множителя антенны, который рассчитаем, как:

$$I_{h,10} := I(90, 0.30\lambda)$$

$$F2(\phi) := \left[\sum_{n=1}^{N-1} \left(I_{h_n} \cdot \exp\left(j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot n \cdot dd \cdot \cos(\phi) \right) \right) \right] + I_{h_0} \cdot \exp\left(-j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot dr \cdot \cos(\phi) \right)$$

$$F2(\phi) := \frac{F2(\phi)}{F2(0)}$$

Вычислим множитель определяющий диаграмму одного вибратора:

$$l := \frac{\lambda}{4} \quad ll = 1.25$$

$$F1(\phi) := \frac{\cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot ll \cdot \sin(\phi)\right) - \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot ll\right)}{\left(1 - \cos\left(\frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot ll\right)\right) \cdot \cos(\phi)}$$

Определим диаграмму направленности в горизонтальной плоскости всей антенны, как произведение диаграмм направленности одного вибратора и множителя антенны:

$$FH(\phi) := F1(\phi) \cdot F2(\phi)$$

$$FH(\phi) := \frac{FH(\phi)}{FH(0)}$$

И пронумеруем ее.

Диаграмма направленности в вертикальной плоскости, определяется, как произведение множителя антенны на диаграмму направленности вибратора в вертикальной плоскости, которая равна 1.

$$FV(\phi) := F2(\phi) \cdot 1$$

Полученные таким образом диаграммы представлены ниже:

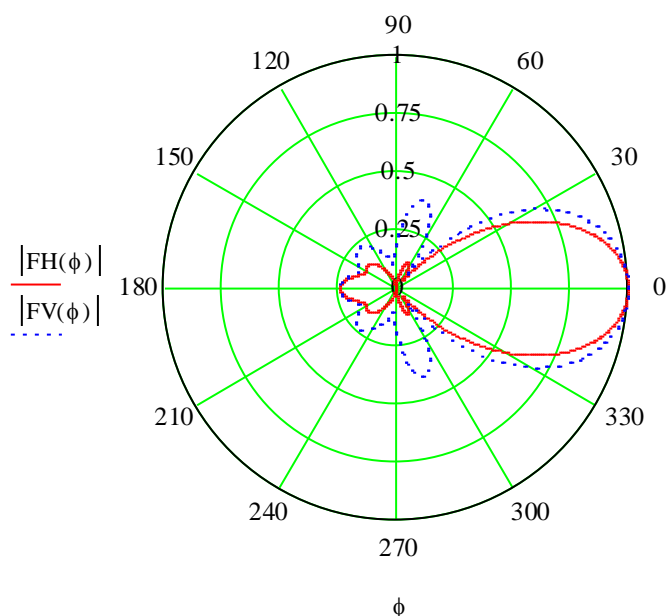


Рис. 6 Диаграмма направленности антенны

3.13 Рассчитаем КНД полученной антенны по [6]

$$D_v := \frac{2}{\int_0^\pi (FV(q))^2 \cdot \sin(q) dq} \quad \text{КНД в вертикальной плоскости}$$

$$D_h := \frac{2}{\int_0^\pi FH(q)^2 \cdot \sin(q) dq} \quad \text{КНД в горизонтальной плоскости}$$

$$D := \sqrt{D_v \cdot D_h} \quad |D| = 19.033 \quad \text{КНД антенны}$$

3.14 Определим входное сопротивление антенны

$$Z_{vx} := \frac{1}{I_{h1}} \quad Z_{vx} = 44.857 - 30.074i$$

$R_{vx} := \text{Re}(Z_{vx}) \quad R_{vx} = 44.857 \text{ Ом},$ активная составляющая вх сопротивления антенны

$X_{vx} := \text{Im}(Z_{vx}) \quad X_{vx} = -30.074 \text{ Ом},$ реактивная составляющая вх сопротивления антенны

3.15 Определяем длину директоров

Для определения длины вибраторов необходимо воспользоваться формулой связывающей реактивную составляющую собственного сопротивления вибратора и его укорочение по сравнению с $\lambda/2$

$$X_{nn} := 42 + \frac{2 \cdot dl}{2 \cdot l} \cdot 60\pi \ln\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)^2$$

где a - радиус поперечного сечения вибратора, l - длина одного плеча вибратора.

В соответствии с [2] выберем ширину вибратора равной 0.03. Для того чтобы перевести плоский вибратор в эквивалентный, необходимо использовать диаметр, a в два раза меньший ширины вибратора.

$$a := \frac{0.03\lambda}{2}$$

$$X_{nn} := 42 + \left(1 - \frac{\lambda}{4 \cdot l}\right) \cdot 60\pi \ln\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)^2$$

$$l_d := \frac{\lambda}{4 \left(1 - \frac{X_{nn} - 42}{60\pi \cdot \ln\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)} \right)}$$

$$\frac{\lambda}{2} = 2.5 \text{ м}$$

$$2l_d = 2.072 \text{ м}$$

3.16 Определяем длину рефлектора

$$l_r := \frac{\lambda}{4 \left(1 - \frac{X_{00} - 42}{60\pi \cdot \ln\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)} \right)} \quad 2l_r = 2.802 \text{ м}$$

3.17 Определяем длину активного вибратора

$$l_a := \frac{\lambda}{4 \left(1 - \frac{X_{nn} - 42 - X_{vx}}{60\pi \cdot \ln\left(\frac{\lambda}{2 \cdot \pi \cdot a}\right)} \right)} \quad 2l_a = 2.195 \text{ м}$$