

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
Санкт-Петербургский
государственный университет аэрокосмического приборостроения

Г. Б. Белоцерковский, В. Н. Красюк

ЗАДАЧИ И РАСЧЕТЫ ПО КУРСУ
«УСТРОЙСТВА СВЧ И АНТЕННЫ»

Учебное пособие

Под редакцией профессора А. П. Голубкова

Санкт-Петербург
2002

УДК 621.396.67(075)

ББК 32.845

Б43

Белоцерковский Г. Б., Красюк В. Н.

Б43 Задачи и расчеты по курсу «Устройства СВЧ и антенны»: Учеб. пособие/ СПбГУАП. СПб., 2002. 178 с.: ил. ISBN 5-8088-0085-4

В пособии приведены задачи, контрольные вопросы и расчеты основных геометрических и электрических характеристик антенн различных диапазонов волн. Рассмотрены вопросы согласования линий передачи с нагрузками с использованием круговой диаграммы Вольперта-Смита. Особое внимание уделяется рассмотрению элементов тракта и устройств СВЧ-диапазона. Используется аппарат волновых матриц рассеяния при анализе нагруженных цепей СВЧ. Значительная часть задач имеет решения, а на большинство даны ответы. Приведена инженерная методика расчета характеристик излучения антенн и волноводных ФАР с однородными диэлектрическими покрытиями для широких пределов толщины и диэлектрических проницаемостей слоев и методика расчета антенн с многослойными диэлектрическими покрытиями.

Книга предназначена для учащихся вузов и техникумов радиотехнических специальностей, изучающих курс «Устройства СВЧ и антенны», а также может быть полезна широкому кругу специалистов.

Рецензенты:

Научный совет по проблемам прикладной радиофизики
Санкт-Петербургского Научного центра РАН;
доктор технических наук *С. С. Щесняк*

Утверждено

редакционно-издательским советом университета
в качестве учебного пособия

ISBN 5-8088-0085-4

© Санкт-Петербургский
государственный университет
аэрокосмического приборостроения, 2002

© Г. Б. Белоцерковский, В. Н. Красюк,
2002

ПРЕДИСЛОВИЕ

Учебное пособие предназначено для углубления и закрепления знаний студентов радиотехнического профиля (направления 552500, 654200, 654400, 658000, 552000), изучающих антенную технику и электродинамику.

Большинство задач было подготовлено ныне покойным Г. Б. Белоцерковским – замечательным педагогом, проработавшим в Ленинградском техникуме авиаприборостроения 35 лет – с 1946 по 1981 годы. Вынужденный уйти из техникума под влиянием сложившейся там обстановки Г. Б. Белоцерковский скончался, оставив после себя 15 изданных учебников и учебных пособий по различным разделам радиотехники (его книги издавались в Китае, Испании, Польше, Болгарии), а также незавершенную и потому неизданную рукопись – задачник по курсу антенн. Эта рукопись, сохранившая свою актуальность и значимость, после проведения доработки положена в основу настоящего пособия.

Нет никакого сомнения в том, что, готовя этот задачник к изданию сейчас, Г. Б. Белоцерковский включил бы в него и новые задачи по сложным новейшим антеннам, методы расчета которых опираются на современную компьютерную технику.

Именно этим задачам посвящены две новые главы (гл. 9 и 10), написанные профессором доктором технических наук В. Н. Красюком при участии кандидата технических наук Л. А. Федоровой. Наряду с написанием нового материала была выполнена работа по уточнению текста задач с учетом появившейся за эти годы новой научной и учебно-методической литературы, составлен перечень этой литературы и отредактирован иллюстративный материал.

Задачник будет полезен студентам, изучающим антенную технику, и инженерно-техническим работникам.

1. КАЧЕСТВЕННЫЕ И КОЛИЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АНТЕНН

1.1. Общие сведения об антеннах и их технические показатели

1.1. Описать назначение передающего антенно-фидерного тракта, его фидера и антенны, изображенных на рис. 1.1, а. Какие функции выполняет антенна, если она непосредственно подключена к радиопередатчику?

Развернутый ответ. Передающий антенно-фидерный тракт предназначен для преобразования модулированного тока высокой частоты в свободные электромагнитные волны без искажений закона модуляции. Если антенна непосредственно подключена к радиопередатчику 1, то эта задача полностью решается антенной. Если же передатчик 1 соединяется с передающей антенной через фидер 2, то сначала фидер подводит ток высокой частоты к антенне 3 в виде направляемых (канализируемых) электромагнитных волн, а антенна их излучает, т. е. преобразует в свободные электромагнитные волны.

1.2. Сформулировать назначение приемной антенны 4 (рис. 1.1, б) для двух случаев: антенна непосредственно подключена к радиоприемнику 6; антенна соединяется через фидер 5 с приемником.

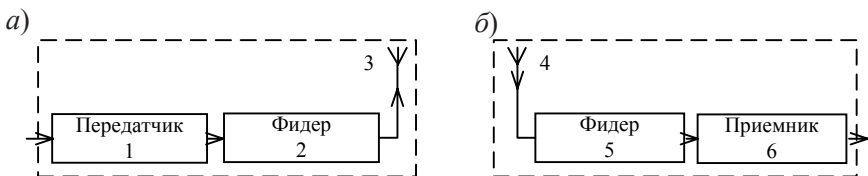


Рис. 1.1

1.3. Какого порядка относительные размеры слабонаправленных, умеренно направленных и остронаправленных антенн?

1.4. Дать классификацию антенн по принципу действия и геометрии излучающей структуры. Перечислить остальные основные признаки классификации антенн.

1.5. Дать определения антенн: проволочной и штыревой, поверхностных волн, апертурной и антенной решетки.

1.6. Перечислить второстепенные признаки антенн. Пояснить их второстепенное значение по сравнению с наиболее характерным основным признаком классификации антенн.

1.7. Что называется сопротивлением излучения антенны и почему оно считается активным?

1.8. Что называется входным сопротивлением антенны. Описать, почему это сопротивление имеет в общем случае комплексный характер и каковы его слагаемые?

1.9. Какими величинами оценивается электрическая прочность антенны?

Решение. Электрическая прочность антенны оценивается максимальным напряжением на входе, при котором не нарушается нормальная работа антенно-фидерного тракта: в нем не происходит электрического пробоя и чрезмерного снижения КПД, а также искажения передаваемых радиосигналов.

1.10. Что называется рабочим диапазоном (полосой пропускания) антенны? При каком условии антенна считается узкополосной, широкополосной и широкодиапазонной?

1.11. Относительная полоса пропускания антенны $\Delta f_{\text{пр}}/f_0 = 120\%$.

Определить коэффициент перекрытия диапазона, если несущая частота излучаемой радиоволны $f_0 = 10^{10}$ Гц.

Поиск решения. На рис. 1.2 показан амплитудно-частотный симметричный спектр, пропускаемый антенной с допустимыми искажениями. По условию задачи абсолютная полоса пропускания $\Delta f_{\text{пр}} = 1,2 f_0$. Вместе с тем граничные частоты спектра частот, пропускаемого антенной: $f_{\text{max}} = f_0 + \Delta f_{\text{пр}}/2$ и $f_{\text{min}} = f_0 - \Delta f_{\text{пр}}/2$. Этого достаточно, чтобы определить коэффициент перекрытия диапазона.

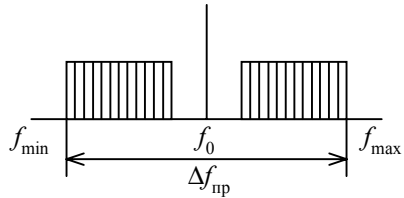


Рис. 1.2

Решение. 1. Абсолютная полоса пропускания антенны

$$\Delta f_{\text{пр}} = 1,2 f_0 = 1,2 \cdot 10^{10} \text{ Гц.}$$

2. Максимальная частота спектра радиосигнала, пропускаемого антенной:

$$f_{\text{max}} = f_0 + \Delta f_{\text{пр}}/2 = 10^{10} + 0,6 \cdot 10^{10} = 1,6 \cdot 10^{10} \text{ Гц.}$$

3. Минимальная частота спектра радиосигнала, пропускаемого антенной:

$$f_{\text{min}} = f_0 - \Delta f_{\text{пр}}/2 = 10^{10} - 0,6 \cdot 10^{10} = 0,4 \cdot 10^{10} \text{ Гц.}$$

4. Коэффициент перекрытия диапазона частот

$$K_{\text{д}} = f_{\text{max}}/f_{\text{min}} = 1,6 \cdot 10^{10} / 0,4 \cdot 10^{10} = 4.$$

1.12. Коэффициент перекрытия диапазона антенны $K_d = 5$ и несущей длине волны $\lambda = 2$ см. Определить относительную полосу пропускания антенны $\Delta f_{\text{пр}}/f_0$ и $f_{\text{пр}}$.

Ответ. $\Delta f_{\text{пр}}/f_0 = 1,33$; $\Delta f_{\text{пр}} = 2 \cdot 10^{10}$ Гц.

1.13. Дать определения характеристики направленности антенны и, в частности, амплитудной, фазовой и поляризационной характеристик. Что называется функцией направленности и диаграммой направленности антенны?

1.14. Отметить преимущества и недостатки следующих разновидностей диаграмм направленности (ДН): пространственных (трехмерных) и плоскостных (двумерных) в полярных и прямоугольных координатах, ненормированных и нормированных.

Ответ. Пространственные диаграммы сложны в измерениях и построении, но они нагляднее плоскостных ДН. В полярных координатах ДН нагляднее, чем в прямоугольных координатах, но последние дают более четкие очертания боковых лепестков, где уровни полей низкие (это важно для точного вычисления вторичных параметров антенны). Нормированные ДН не зависят от условий возбуждения антенны и на них не сказывается величина мощности, подводимой к антенне, в этом их преимущество перед ненормированными ДН.

1.15. Отметить, как различаются ДН по масштабу отсчета. Как записываются и как взаимосвязаны ненормированные и нормированные функции направленности? Как выражаются нормированные ДН в логарифмическом масштабе?

1.16. Заполнить пропуски следующими словами и символами: *одинаковом расстоянии, комплексной, диаграммой направленности (ДН), двух (одной) угловых координат, функцией направленности, $f^2(\theta)$, единица, единице, $\sin^2\theta$, ненормированная, полярной, прямоугольной, угловых координат, квадрату, $\sin\theta$, нормированная.*

Характеристикой направленности (ХН) антенны называется зависимость ___ амплитуды напряженности поля излучению от ___ точки наблюдения при условии измерения этого поля на ___ от антенны. Функция, выражающая ХН, называется ____, а ее графическое изображение называется ____ (___). Пространственная ДН является функцией ____, а плоскостная ДН является функцией _____. ДН по мощности равна ___ ДН по напряженности поля. Диполь Герца имеет функцию направленности по полю $f(\theta) = ___$ и по мощности $___ = ___$. От условий возбуждения зависит ___ ДН и не зависит ___ ДН. Вторич-

ные параметры легче и точнее определяются по ДН, построенной в __ системе координат, чем в __ системе координат. Главный максимум нормированной ДН всегда равен ____.

1.17. Построить ДН антенны по мощности и по напряженности в прямоугольных координатах согласно данным, приведенным в табл. 1.1.

Таблица 1.1

θ , град	0	± 30	± 60	± 90	± 120	± 150	± 180
Π , кВт/м ²	200	72	15,6	0	8	0	2

Решение. Согласно табл. 1.1 максимум плотности потока мощности $\Pi_m = 200$ кВт/м², значит нормированная ДН по мощности $F(\theta) = f^2(\theta) = \Pi / \Pi_m = \Pi / 200$, а по напряженности поля $f(\theta) = E_m / E_{m_{\max}} = \sqrt{\Pi / \Pi_m}$. Результаты расчета приведены в табл. 1.2 и по этим данным построены ДН на рис. 1.3.

Таблица 1.2

θ , град	0	± 30	± 60	± 90	± 120	± 150	± 180
$f(\theta) = \Pi / \Pi_m$	1	0,36	0,078	0	0,04	0	0,01
$f(\theta) = E_m / E_{m_{\max}}$	1	0,6	0,28	0	0,2	0	0,1

1.18. Диаграммы направленности, полученные в предыдущей задаче, пересчитать для построения в логарифмическом масштабе, выражая плотность потока мощности в децибелах. Принимаем за исходный уровень (0 дБ) тот, который соответствует максимальному излучению.

1.19. Определить уровни первого бокового (УБЛ) и заднего лепестков (УЗЛ) в децибелах по ДН на рис. 1.3.

Ответ. УБЛ = -14 дБ; УЗЛ = -20 дБ.

1.20. Сформулировать определение параметра антенны “ширина диаграммы направленности”.

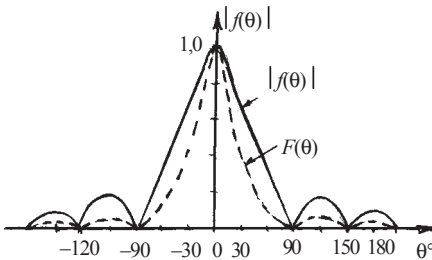


Рис. 1.3

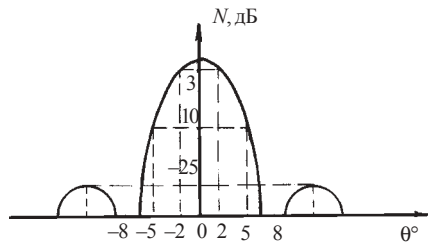


Рис. 1.4

1.21. Определить по изображенной на рис. 1.4 ДН ширину на уровнях половинной мощности (-3 дБ), на уровне $0,1$ мощности и нулевом уровне в градусах, а также уровень первого бокового лепестка.

Ответ. $2\theta_{P/2} = 4^\circ$, $2\theta_0 = 16^\circ$, $2\theta_{0,1P} = 10^\circ$, УБЛ = -25 дБ.

1.22. Сформулировать определения параметров антенны: коэффициент направленного действия (КНД) и коэффициент усиления (КУ). В чем различие между коэффициентами и какая существует зависимость между ними?

1.23. КНД антенн: $D_0 = 1, 58; 4; 10; 50; 100; 2000$, а КУ антенн $G_0 = 1, 26; 2; 8; 15; 1000$. Выразить эти коэффициенты в децибелах.

Ответ. $D_0 = 2; 6; 10; 17; 20; 33$ дБ. $G_0 = 1; 3; 9; 11,8; 30$ дБ.

1.24. КУ антенны $G_0 = 17$ дБ, а КНД $D_0 = 20$ дБ. Каково сопротивление потерь этой антенны, если сопротивлению излучения $R_\Sigma = 4$ Ом. (При решении величину КНД выразить в числовом эквиваленте, т. е. во сколько раз сигнал направленной антенны больше сигнала ненаправленной антенны).

Ответ. $R_\Pi = 4$ Ом.

1.25. Антенна имеет КНД $D_0 = 100$, сопротивление излучения $R_\Sigma = 95$ Ом и сопротивление потерь $R_\Pi = 5$ Ом. Определить КУ антенны G_0 .

Ответ. $G_0 = 95$.

1.26. Изобразить много лепестковую ДН и отметить на ней главный лепесток (луч), боковые и задний лепестки. Что называется уровнем бокового (УБЛ) и заднего (УЗЛ) лепестков?

1.27. Сформулировать определения поляризационных параметров антенны. Что такое поляризационная характеристика и поляризационная диаграмма?

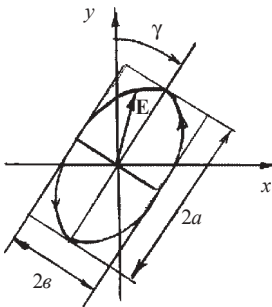


Рис. 1.5

1.28. Описать частные случаи поляризации электромагнитной волны. Как расщепляются волны с круговой и эллиптической поляризацией на линейно-поляризованные волны?

1.29. На рис. 1.5 показан поляризационный эллипс радиоволны, излучаемой антенной. Вектор \mathbf{E} вращается против часовой стрелки при наблюдении волны со стороны антенны. Определить по рисунку поляризационные параметры антенны: коэффициент эллиптичности $K_\epsilon = \frac{b}{a}$ и угол наклона γ .

Ответ. $K_3 = -0,5$ (знак I–I является признаком левой волны), $\gamma = 32^\circ$.

1.30. Начертить поляризационный эллипс, относящийся к антенне с параметрами: коэффициент эллиптичности $K_3 = 0,25$; угол наклона $\gamma = 60^\circ$; волна, наблюдаемая со стороны антенны, правого вращения.

1.2. Элементарные излучатели электромагнитных волн

1.31. Написать уравнения мгновенных и амплитудных значений напряженности электрического и магнитного полей диполя Герца (в его дальней зоне).

1.32. Показать, что диполь Герца (элементарный вибратор), изображенный на рис. 1.6, а, излучает сферические волны.

1.33. Вывести формулу сопротивления излучения диполя Герца. Как зависит это сопротивление от амплитуды и частоты тока, питающего диполь?

1.34. Диполь Герца длиной $l = 10$ см возбуждается синусоидальным током, амплитуда которого $I_m = 2$ А и частота $f = 30$ МГц. Определить амплитуды напряженности электрического E_m и магнитного H_m полей на расстоянии $r = 10$ км от диполя в его экваториальной плоскости. Диполь Герца в сферической системе координат приведен на рис. 1.6, б.

Ответ. $E_m = 377$ мкВ/м, $H_m = 1$ мкА/м.

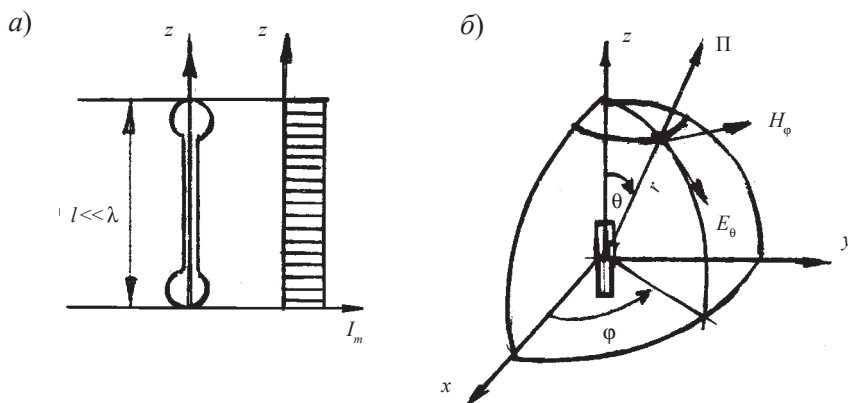


Рис. 1.6

1.35. Определить сопротивление излучения диполя Герца R_Σ по данным задачи (1.34). Как повлияет на величину этого сопротивления увеличение амплитуды тока диполя от $I_m = 2$ А до $I_m = 20$ А?

Ответ. $R_{\Sigma} = 0,08$ Ом при любом токе I_m .

1.36. Вертикальный диполь Герца, возбуждаемый током с амплитудой $I_m = 2$ А, имеет мощность излучения $P_{\Sigma} = 10$ Вт. Определить амплитуды напряженности электрического E_m и магнитного H_m полей в точке наблюдения, наклонная дальность которой $r = 800$ м и зенитный угол $\theta = 30^\circ$.

Поиск решения. Для вычисления E_m и H_m должно быть известно не указанное в условии отношение l/λ . Находим его путем определения сопротивления $R_{\Sigma} = 2P_{\Sigma}/I_m^2$, которое связано с l/λ зависимостью $R_{\Sigma} = 800(l/\lambda)^2$.

Решение. 1. Сопротивление излучения диполя Герца

$$R_{\Sigma} = 2P_{\Sigma}/I_m^2 = \frac{2 \cdot 10}{2^2} = 5 \text{ Ом.}$$

2. Относительная длина диполя

$$l/\lambda = \sqrt{R_{\Sigma}/800} = \sqrt{5/800} = 0,08.$$

3. Амплитуда напряженности магнитного поля в пункте приема

$$H_m = \frac{I_m l}{2r\lambda} \sin \theta = \frac{2 \cdot 0,08}{2 \cdot 800} \sin 30^\circ = 5 \cdot 10^{-5} \text{ А/м.}$$

4. Амплитуда напряженности электрического поля в пункте приема

$$E_m = Z_0 H_m = 120\pi \cdot 5 \cdot 10^{-5} = 188,4 \cdot 10^{-4} \text{ В/м.}$$

1.37. Определить модуль вектора Пойнтинга по данным задачи (1.36).

Ответ. $\Pi = 4,7 \cdot 10^{-7}$ Вт/м².

1.38. Вибратор с равномерным распределением тока при длине $l = 20$ см и токе с амплитудой $I_m = 20$ А излучает электромагнитные волны, которые на расстоянии $r = 10$ км, отсчитанном в экваториальной плоскости, имеют плотность потока мощности $\Pi = 5 \cdot 10^{-10}$ Вт/м². Требуется определить частоту тока f в вибраторе и амплитуды напряженности электрического E_m , и магнитного H_m полей на этом расстоянии.

Поиск решения. Равномерность распределения тока по длине вибратора позволяет производить расчет по формулам, выведенным для диполя Герца. По одной из этих формул следует, что для определения

частоты f (длины волны λ) нужно предварительно вычислить E_m (или H_m) по заданной плотности потока мощности $\Pi = E^2/Z_0 = E^2/377$. Амплитуду H_m можно также определить, имея в виду, что $H_m = E_m/Z_0 = E_m/377$.

Решение. 1. Действующее значение напряженности электрического поля

$$E = \sqrt{\Pi Z_0} = \sqrt{5 \cdot 10^{-10} \cdot 377} = 43,5 \cdot 10^{-5} \text{ В/м.}$$

2. Амплитуда напряженности электрического поля

$$E_m = \sqrt{2}E = 1,41 \cdot 43,5 \cdot 10^{-5} = 6,13 \cdot 10^{-4} \text{ В/м.}$$

3. Амплитуда напряженности магнитного поля

$$H_m = E_m/Z_0 = 6,13 \cdot 10^{-4} / 377 = 1,63 \cdot 10^{-6} \text{ А/м.}$$

4. Длина волны тока в вибраторе

$$\lambda = \frac{I_m l}{2rH_m} = \frac{20 \cdot 0,2}{2 \cdot 10^4 \cdot 1,63 \cdot 10^{-6}} = 122,6 \text{ м.}$$

5. Частота тока в вибраторе

$$f = 300/\lambda = 300/122,6 = 2,447 \text{ МГц.}$$

1.39. Диполь Герца, имеющий сопротивление излучения $R_\Sigma = 0,8$ Ом, обтекается синусоидальным током с амплитудой $I_m = 0,5$ А. Определить мощность излучения P_Σ и действующие значения напряженности электрического E и магнитного H полей на расстоянии $r = 500$ м от диполя в направлении его максимального излучения.

Ответ. $R_\Sigma = 0,01$ Ом; $H_m = 0,05$ А/м; $E_m = 18,85$ В; $P_\Sigma = 0,1$ Вт.

1.40. Элементарный вибратор длиной $l = 5$ см излучает в свободном пространстве электромагнитные волны длиной $\lambda = 5$ м и мощностью $P_\Sigma = 10$ Вт. Каковы напряженности электрического E_m и магнитного H_m полей и плотность Π потока мощности вибратора на расстоянии 1 км в экваториальной плоскости ($\theta = 90^\circ$) и под углами 60 и 45° к этой плоскости?

Ответ. Результаты расчета приведены в табл. 1.3.

Таблица 1.3

θ , град	90	30	45
H_m , А/м	$25 \cdot 10^{-5}$	$12,5 \cdot 10^{-5}$	$17,7 \cdot 10^{-5}$
E_m , В/м	$94,25 \cdot 10^{-3}$	$47,13 \cdot 10^{-3}$	$66,63 \cdot 10^{-3}$
Π , Вт/м	$11,78 \cdot 10^{-6}$	$29,45 \cdot 10^{-7}$	$5,89 \cdot 10^{-6}$

1.41. Элементарный вибратор излучает электромагнитные волны мощностью 20 Вт при сопротивлении излучения 5 Ом. Какую величину имеют амплитуды напряженности электрического и магнитного полей на расстоянии 2 км от вибратора в его экваториальной плоскости ($\theta = 90^\circ$) и под зенитными углами 15 и 30° ?

Ответ. Результаты расчета приведены в табл. 1.4.

Таблица 1.4

θ , град	90	30	15
H_m , А/м	$5,58 \cdot 10^{-5}$	$2,79 \cdot 10^{-5}$	$1,44 \cdot 10^{-5}$
E_m , В/м	$21,02 \cdot 10^{-3}$	$10,51 \cdot 10^{-3}$	$5,44 \cdot 10^{-3}$

1.42. Определить, во сколько раз благодаря направленности диполя Герца возрастает плотность потока излучаемой им мощности в следующих направлениях: в экваториальной плоскости ($\theta = 90^\circ$), под зенитными углами $\theta = 15, 30, 45, 60^\circ$.

Решение. Поскольку в экваториальной плоскости ($\theta = 90^\circ$) излучение элементарного вибратора наиболее интенсивно, то при угле $\theta = 90^\circ$ увеличение плотности потока мощности численно равно коэффициенту направленного действия $D = 1,5$. Для произвольного зенитного угла θ увеличение происходит в $D f^2(\theta)$, где $f(\theta)$ уравнение нормированной диаграммы направленности по напряженности поля. В данном случае $f(\theta) = \sin\theta$, поэтому искомое значение увеличения плотности потока мощности для $\theta = 15^\circ$ получим $D f^2(\theta) = 1,5 \cdot 0,258^2 = 0,1$; для $\theta = 30^\circ$ получим $1,5 \cdot 0,5^2 = 0,38$; для $\theta = 45^\circ$ получим $1,5 \cdot 0,707^2 = 0,75$; для $\theta = 60^\circ$ получим $1,5 \cdot 0,866^2 = 1,13$.

1.43. Описать классификацию ДН антенны. На примере диполя Герца представить ДН в аналитическом и графическом виде; в E - и H -плоскостях; по напряженности поля и по мощности; в полярных координатах и прямоугольных и, наконец, пространственную ДН.

Ответ. На рис. 1.7, а показаны амплитудные диаграммы диполя Герца в полярной системе координат: в H -плоскости окружность 1 и в E -

плоскости по полю и по мощности – кривые 2 и 3 соответственно. На рис. 1.7, б показаны диаграммы в декартовой системе координат: 4 – диаграмма в H -плоскости, 5 – диаграмма в E -плоскости по полю и 6 – по мощности в E -плоскости.

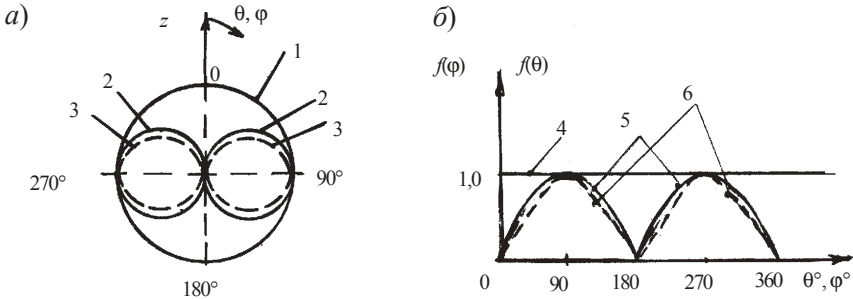


Рис. 1.7

1.44. Вывести формулу зависимости КНД диполя (D_0) с равномерным распределением тока от относительной длины l/λ и сопротивления излучения R_Σ диполя.

1.45. Вычислить КНД D_0 диполя Герца по формуле, полученной в предыдущей задаче.

1.46. Определить КНД вертикального диполя Герца в направлении зенитного угла $\theta = 30^\circ$.

Ответ. $D_0 = 0,375$.

1.47. Определить КНД D_0 диполя, имеющего действующую высоту $h_d = 1$ м и сопротивление излучения $R_\Sigma = 80$ Ом при длине волны $\lambda = 10$ м.

Ответ. $D_0 = 1, 5$.

1.48. Что представляет собой элементарный щелевой вибратор? Какой вид имеет его ДН?

1.49. Описать элементарную рамку в режиме приема. Вывести формулу для электродвижущей силы (ЭДС) наводимой в рамке.

1.50. Исследовать свойства рамочной антенны, опираясь на решение предыдущей задачи. В чем сходство и различие электрического и магнитного диполей?

1.51. Обосновать ДН и взаимное расположение векторов \mathbf{E} , \mathbf{H} , \mathbf{II} полей излучения электрически малой рамки и электрического диполя. Определить каким полям соответствуют векторы 1, 2, 3, 4, изображенные на рис. 1.8.

Ответ. На рис. 1.8, а изображен магнитный диполь. Вектор 1 соответствует E_φ , вектор 4 соответствует H_θ . На рис. 1.8, б изображен электрический диполь. Вектор 2 соответствует H_φ , вектор 3 соответствует E_θ .

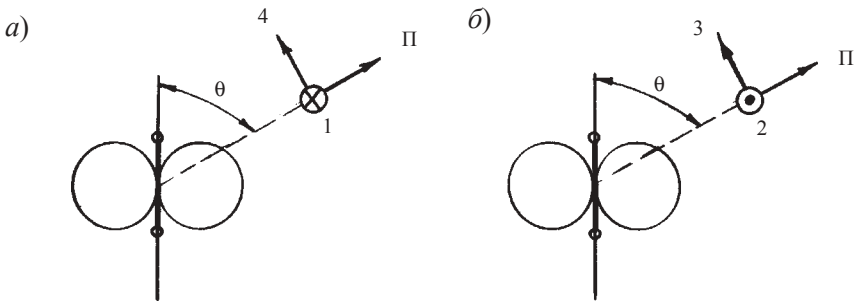


Рис. 1.8

1.52. Рамочная антенна состоит из 30 витков провода, образующих прямоугольную рамку со сторонами $m = 40$ см и $h = 1$ м, принимает радиоволны длиной $\lambda = 400$ м. Определить действующую высоту и сопротивление излучения антенны.

Ответ. $h_d = 0,19$ м; $R_\Sigma = 1,8 \cdot 10^{-4}$ Ом.

1.53. По данным задачи 1.52 определить амплитуду ЭДС, индуктируемой в рамочной антенне, если плоскость рамки совпадает с направлением приема вертикально поляризованных волн, магнитное поле которых имеет амплитуду напряженности $H_m = 10^{-8}$ А/м.

Ответ. $\varepsilon_{A,m} = 0,72$ мкВ.

1.54. Какова будет амплитуда ЭДС в рамочной антенне (см. предыдущую задачу), если плоскость ее расположена относительно направления принимаемой волны под углом $\varphi = 30^\circ$.

Ответ. $\varepsilon_{A,m} = 0,62$ мкВ.

1.55. Доказать, что сопротивление излучения электрически малой рамки, имеющей N витков и площадь сечения S , выражается формулой $R_\Sigma \approx 32000 \left(NS/\lambda^2 \right)^2$.

1.56. Определить сопротивление излучения круглой рамочной антенны, имеющей диаметр 40 см и состоящей из 20 витков провода. Длина волны равна $\lambda = 800$ м. Какова амплитуда ЭДС, индуктируемой в рамке, если волна поляризована вертикально и имеет амплитуду напряженности электрического поля 10 мВ/м?

Ответ. $R_\Sigma = 0,35 \cdot 10^{-6}$ Ом; $\varepsilon_{A,m} = 0,17$ мВ.

1.3. Основы теории приемных антенн

1.57. Описать структуру электромагнитного поля вокруг приемного вибратора. Как интерферируют первичные и вторичные волны в этой области пространства?

1.58. Составить и обосновать эквивалентную схему приемной антенны. Написать уравнение тока в составленной цепи.

1.59. Описать схему применения принципа взаимности к антеннам. В чем выражается обратимость передающей и приемной антенн?

1.60. Какие условия необходимы для выделения максимальной мощности сигнала на входе приемника? Вывести формулу этой мощности.

1.61. В приемной антенне, имеющей внутреннее сопротивление $\dot{Z}_A = (75 + j50)$ Ом радиоволна наводит ЭДС сигнала $\varepsilon_A = 150$ мкВ. Определить входное сопротивление приемника, согласованного с антенной, $\dot{Z}_{пр}$ и мощность сигнала на входе приемника. Эквивалентная схема приемной антенны изображена на рис. 1.9.

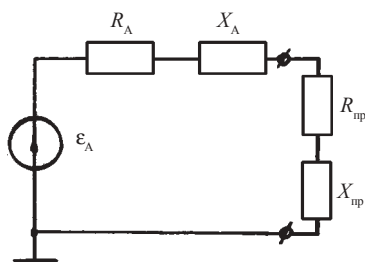


Рис. 1.9

Поиск решения. Для согласования приемника с антенной его входное сопротивление $\dot{Z}_{пр}$ должно быть комплексно сопряженным с внутренним сопротивлением антенны $\dot{Z}_A = R_A + jX_A$, т. е. должно быть $X_{пр} = -X_A$ и $R_{пр} = R_A$. Тогда максимальная (номинальная) мощность сигнала на входе приемника $P_{пр\max} = \varepsilon_A^2 / 4R_A$. По этим формулам определяем искомые величины.

Решение. 1. Реактивная составляющая входного сопротивления приемника

$$X_{пр} = -X_A = 50 \text{ Ом.}$$

2. Активная составляющая входного сопротивления приемника

$$R_{пр} = R_A = 75 \text{ Ом.}$$

3. Комплексное входное сопротивление приемника

$$\dot{Z}_{пр} = R_{пр} + jX_{пр} = (75 - j50) \text{ Ом.}$$

4. Номинальная мощность сигнала на входе приемника

$$P_{пр\max} = \varepsilon_A^2 / 4R_A = (150 \cdot 10^{-6})^2 / 4 \cdot 75 = 0,75 \cdot 10^{-10} \text{ Вт.}$$

1.62. Сформулировать определение характеристики направленности приемной антенны. Показать на примере диполя Герца, что его характеристика направленности одинакова в режимах передачи и приема.

1.63. Сформулировать определения следующих параметров приемной антенны: КПД, КУ, действующая длина (высота) и эффективная площадь.

1.64. Вывести формулу зависимости между КНД и эффективной площадью антенны. Что называется коэффициентом использования площади раскрыва антенны (КИП) ?

1.65. Написать формулу зависимости КУ антенны G_0 от эффективной $S_{\text{эф.А}}$ и геометрической S_A площади ее раскрыва. Что называется коэффициентом эффективности (эффективностью) антенны?

$$\text{Ответ. } G_0 = \eta_A D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эф.А}} \eta_A = \frac{4\pi}{\lambda^2} v S_A \eta_A,$$

где v – коэффициент использования площади раскрыва антенны (КИП), η_A – КПД антенны, $(v\eta_A)$ – коэффициент эффективности (эффективность) антенны.

1.66. Описать в чем выражается согласованность по поляризации приемной антенны и приходящей волны.

1.67. Заполнить пропуски следующими словами и символами: *входным, X_A , ЭДС, согласовании, направления, согласованная, квадрату, комплексно сопряженными, R_A , плотность потока, внутренним, эффективная площадь.*

Приемная антенна играет роль источника ___ с ___ сопротивлением $\dot{Z}_A = R_A + jX_A$, нагрузкой которого является приемник с ___ сопротивлением $\dot{Z}_{\text{пр}} = R_{\text{пр}} + jX_{\text{пр}}$. Антенна сообщает приемнику максимальную мощность при полном ___ этих сопротивлений. Иначе говоря, величины \dot{Z}_A и $\dot{Z}_{\text{пр}}$ должны быть _____. $R_{\text{пр}} = \underline{X}_{\text{пр}} = \underline{\quad}$. Характеристикой направленности приемной антенны называется зависимость ___ в антенне от ___ приходящей волны. Эффективная площадь раскрыва антенны равна отношению максимальной мощности, которую извлекает из проходящей электромагнитной волны антенна, ___ с нагрузкой, к ___ мощности данной волны. КНД антенны прямо пропорционален отношению ___ раскрыва антенны к ___ длины волны.

1.68. Описать применение принципа взаимности к антеннам. Показать, что антенна имеет одинаковые параметры (действующую высоту и внутреннее сопротивление) в режимах передачи и приема.

1.69. Определить эффективное значение ЭДС, наводимой в антенне, действующая длина которой $h_d = 5$ м. Антенна полностью согласована с принимаемой волной по поляризации. Амплитуда напряженности электрического поля в пункте приема $E_m = 14,1$ мкВ/м.

Ответ. $\varepsilon_A = 50$ мкВ.

1.70. Определить амплитуду ЭДС, наводимой в вертикальном вибраторе с действующей высотой $h_d = 12$ м, если в пункте приема амплитуда напряженности электрического поля волны $E_m = 120$ мкВ/м и вектор E образует с осью вибратора угол $\theta = 30^\circ$.

Ответ. $\varepsilon_m = 1247$ мкВ.

1.71. Доказать, что сигнал, подводимый к приемнику от полностью согласованной с ним антенны, имеет максимально возможную мощность

$$P_{\text{прmax}} = \frac{E_\tau^2 G_0 \lambda^2}{480\pi^2} \text{ и } \text{ЭДС } \varepsilon_A = \frac{E_\tau \lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G_0 R_{A_{\text{вх}}}}{120}},$$

где E_τ – действующее значение тангенциальной составляющей напряженности электрического поля; G_0 – максимальный КУ антенны, $R_{A_{\text{вх}}}$ – активное входное сопротивление антенны.

Решение. Эффективная площадь антенны $S_{\text{эф}}$ связана с КНД D_0 зависимостью $S_{\text{эф}} = D_0 \lambda^2 / 4\pi$. Умножив $S_{\text{эф}}$ на плотность потока мощности $\Pi = E_\tau^2 / 120\pi$, получаем максимальную мощность, улавливаемую антенной,

$$P_{\text{max}} = \Pi S_{\text{эф}} = \frac{D_0 \lambda^2}{4\pi} \frac{E_\tau^2}{120\pi} = \frac{E_\tau^2 D_0 \lambda^2}{480\pi^2}.$$

Так как КПД антенны $\eta_A < 100\%$, то в приемник поступает не вся мощность, а именно

$$P_{\text{прmax}} = P_{\text{max}} \eta_A = \frac{E_\tau^2 D_0 \lambda^2 \eta_A}{480\pi^2}.$$

С другой стороны, $P_{\text{прmax}} = \varepsilon_A^2 / 4R_{A_{\text{вх}}}$ и, следовательно, ЭДС в приемной антенне, согласованной с приемником,

$$\varepsilon_A = \frac{E_\tau \lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G_0 R_{A_{\text{вх}}}}{120}}.$$

Как видно, увеличение КУ антенны G_0 способствует повышению мощности и ЭДС сигнала, подводимого от антенны к приемнику.

1.72. Приемная антенна, имеющая действующую высоту $h_d = 1,4$ м и полное сопротивление излучения $R_A = 75$ Ом, полностью согласована с

приемником. Какова мощность сигнала на входе приемника при напряженности поля $E = 200$ мкВ/м?

Ответ. $P_{\text{пр max}} = 2,62 \cdot 10^{-10}$ Вт.

1.73. Приемная антенна, имеющая при длине принимаемой волны $\lambda = 10$ м коэффициент усиления $G_0 = 20$ дБ и активное входное сопротивление $R_{\text{Авх}} = 250$ Ом, согласована с приемником и ориентирована относительно передающей антенны на максимально возможный прием сигналов. Действующее значение напряженности поля в пункте приема $E_{\tau} = 50$ мкВ/м. Определить мощность $P_{\text{пр max}}$ и ЭДС сигнала, подводимого к приемнику.

Ответ. $P_{\text{пр max}} = 0,52 \cdot 10^{-8}$ Вт; $\epsilon_{\text{пр max}} = 2,29$ мВ.

1.74. Как изменится мощность $P_{\text{пр}}$ и ЭДС $\epsilon_{\text{пр}}$ на входе приемника, если по условиям распространения волны линейная поляризация ее изменит угол на $\gamma = 30^\circ$. Остальные исходные данные соответствуют предыдущей задаче.

Поиск решения. Так как ЭДС на входе приемника $\epsilon_{\text{пр}}$ во столько же раз уменьшилась по сравнению с $\epsilon_{\text{пр max}}$, во сколько тангенциальная составляющая напряженности поля E_{τ} уменьшилась за счет несогласования антенны по поляризации, то $E_{\text{пр}} = E_{\text{пр max}} \cos \gamma$, а мощность $P_{\text{пр}} = P_{\text{пр max}} \cos^2 \gamma$.

Решение. 1. ЭДС сигнала на входе приемника

$$\epsilon_{\text{пр}} = \epsilon_{\text{пр max}} \cos \gamma = 2,29 \cos 30^\circ = 0,65 \text{ мВ.}$$

2. Мощность сигнала на входе приемника

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр max}} \cos^2 \gamma = 0,52 \cos^2 30^\circ = 7,03 \cdot 10^{-10} \text{ Вт.}$$

1.75. Антенна самолетного радиопередатчика излучает вертикально поляризованные волны длиной $\lambda = 5$ м и имеющие в пункте приема напряженность поля $E_{\tau} = 300$ мкВ/м. Эти волны принимаются наземным вертикальным вибратором в направлении зенитного угла $\theta = 45^\circ$.

Параметры приемного вибратора: КУ $G_0 = 3$, активное входное сопротивление $R_{\text{Авх}} = 75$ Ом, вибратор согласован с приемником по сопротивлениям. Нормированная ДН вибратора по напряжению $f(\theta) = \sin \theta$. Определить ЭДС $\epsilon_{\text{пр}}$ и мощность $P_{\text{пр}}$ сигнала на входе приемника.

1.76. Как изменятся ЭДС $\epsilon'_{\text{пр}}$ и мощность $P'_{\text{пр}}$ на входе приемника, если при прочих данных предыдущей задачи произойдет рассогласование по поляризации принимаемой волны с вибратором на угол $\theta = 15^\circ$?

Ответ. $\epsilon'_{\text{пр}} = 0,63$ мВ; $P'_{\text{пр}} = 6,56 \cdot 10^{-10}$ Вт.

1.77. Описать природу помех, наводимых в приемной антенне. Что называется эквивалентной шумовой температурой антенны и спектральной плотностью шумов? Какой формулой выражается зависимость между этими величинами?

1.78. Вывести развернутую формулу эквивалентной шумовой температуры антенны.

1.79. Из формулы, полученной в предыдущей задаче, сделать выводы о факторах, влияющих на эквивалентную шумовую температуру антенны.

1.80. Заполнить пропуски соответствующими словами: *в зенит, приемника, ниже, выше, на Землю, меньше, больше, целесообразно, нецелесообразно, поляризации, комплексно сопряженным, максимумом.*

Приемная антенна отдает наибольшую мощность приемнику, если: она согласована с принимаемой волной по ___; ее внутреннее сопротивление является ___ относительно входного сопротивления ___; направление на передающую радиостанцию совпадает с ___ ДН передающей антенны.

Внутренние шумы влияют на прием сигналов тем меньше, чем ___ КПД антенны и ___ ее физическая температура. Внешние шумы, вносимые в приемник, сказываются ___ с повышением направленности антенны, и при угловой ориентации ее ___, а не ___. Эквивалентная шумовая температура антенны должна быть тем меньше, чем ___ шумовая температура приемника. С увеличением КПД антенны внешние шумы ее сказываются ___. Для приема на низких радиочастотах повышать КПД антенны ___, а на сверхвысоких частотах ___.

1.81. Определить КУ G_0 приемной антенны СВЧ, имеющей КНД $D_0 = 25 \cdot 10^3$ и эффективную шумовую температуру $T_A = 30$ К при температуре внешней среды $T_{A_{\text{физ}}} = 290$ К и внешних шумах, которые оцениваются температурой $T_\Sigma = 5$ К.

Поиск решения. Зная, что $G_0 = D_0 \eta_A$, стремимся сначала найти КПД антенны η_A . Это позволяет сделать формула $T_A = T_{A_{\text{физ}}} (1 - \eta_A) + T_\Sigma \eta_A$. Затем находим коэффициент усиления.

Библиографический список

1. Белоцерковский Г. Б. Основы радиотехники и антенны. Ч. II. Антенны. М.: Радио и связь, 1982.
2. Лавров А. С., Резников Г. Б. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974.
3. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988.
4. Дрбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974.

2. СИММЕТРИЧНЫЙ И НЕСИММЕТРИЧНЫЙ ВИБРАТОРЫ

2.1. Симметричный вибратор в свободном пространстве

2.1. Чем отличается линейный вибратор от диполя Герца? В какой последовательности исследуется симметричный вибратор и как при этом используется теория диполя Герца?

2.2. В чем выражается аналогия между симметричным вибратором и разомкнутой двухпроводной линией? Как используется эта аналогия в теории симметричного вибратора?

2.3. Начертить распределение токов и зарядов в симметричном вибраторе длиной $l = \lambda/2$; λ ; $1,5\lambda$; 2λ и в соответствующей по длине разомкнутой двухпроводной линии.

2.4. По кривым распределения тока определить, какому симметричному вибратору соответствует данная на рис. 2.1 разомкнутая двухпроводная линия.

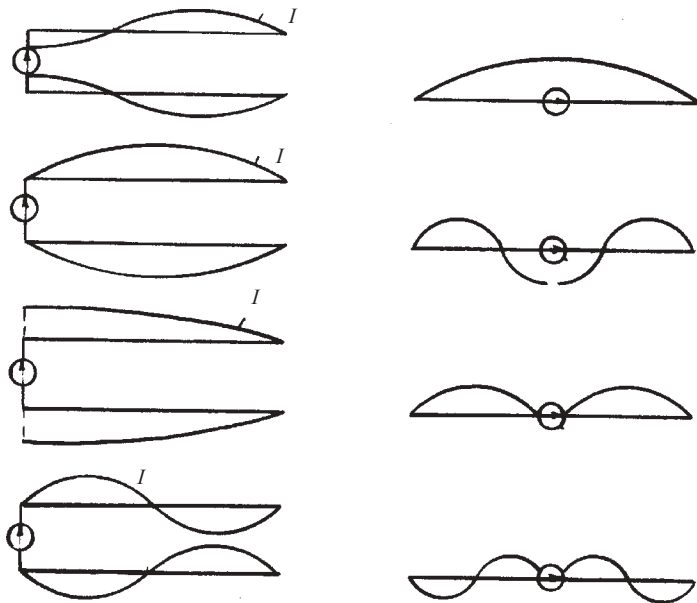


Рис. 2.1

2.5. Описать распределение тока вдоль симметричного и несимметричного вибраторов. Показать, что неравномерность тока в проводах таких вибраторов не противоречит принципу непрерывности тока.

2.6. Описать этапы вывода уравнения для мгновенного значения напряженности электрического поля симметричного вибратора. Почему считают, что поля, возбуждаемые симметричными элементами вибратора, имеют в точке наблюдения одинаковые амплитуды, но различные фазы.

2.7. Написать функцию направленности симметричного вибратора произвольной длины $2l$. Отметить особенности ДН симметричных вибраторов длиной $2l = 0,5\lambda; \lambda; 1,25\lambda; 2\lambda; 4\lambda; 5\lambda$, изображенных на рис. 2.2.

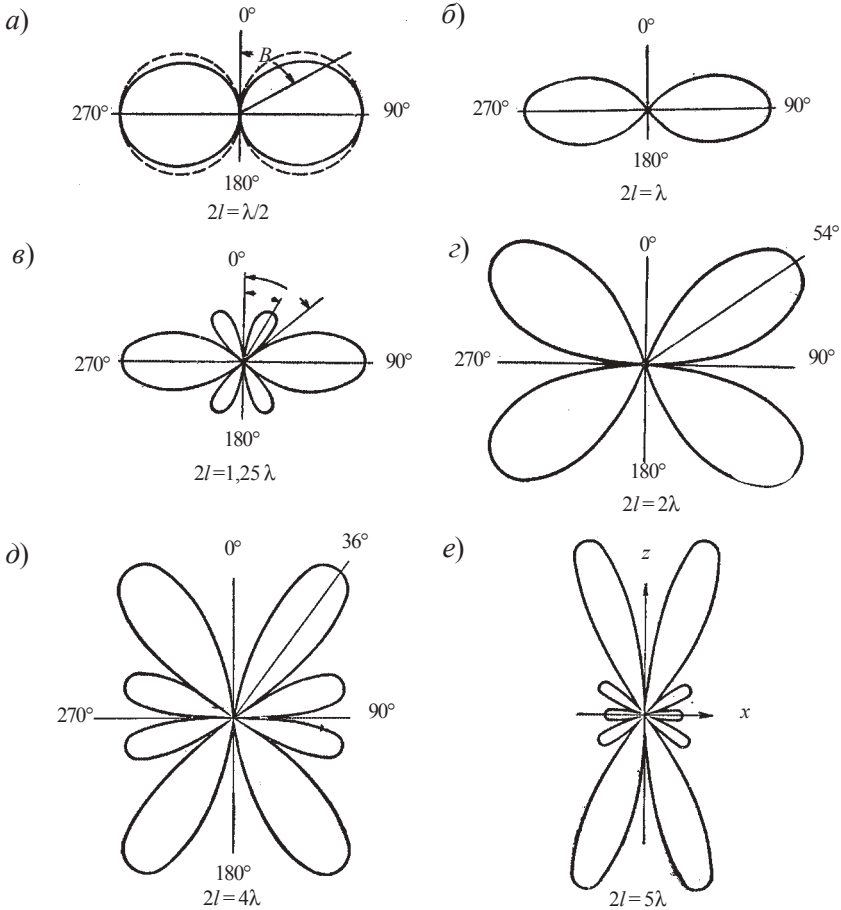


Рис. 2.2

2.8. Начертить ДН симметричного вибратора длиной $2l = \lambda; 2\lambda$ в свободном пространстве. Обратите внимание на то, что вследствие сво-

ей осевой симметрии симметричный вибратор ненаправленный в экваториальной плоскости.

2.9. Полуволновой вибратор питается током с амплитудой $I_m = 1$ А в пучности. Каковы действующие значения напряженности электрического E и магнитного H полей этого вибратора на расстоянии $r = 15$ км, отсчитанном в экваториальной плоскости?

Ответ. $E = 2,82 \cdot 10^{-3}$ В/м; $H = 7,48 \cdot 10^{-6}$ А/м.

2.10. Определить амплитудные значения напряженности полей E_m и H_m полуволнового вибратора на расстоянии 30 км от него в экваториальной плоскости при амплитуде тока в пучности 3 А.

Ответ. $E_m = 6 \cdot 10^{-3}$ В/м; $H_m = 1,59 \cdot 10^{-5}$ А/м.

2.11. По данным задачи (2.10) определить E_m и H_m в направлениях, соответствующих зенитным углам $\theta = 60^\circ; 30^\circ$.

Ответ. $E_m = 4,9 \cdot 10^{-3}$ В/м, $H_m = 13 \cdot 10^{-5}$ А/м при $\theta = 60^\circ$;

$E_m = 2,5 \cdot 10^{-3}$ В/м, $H_m = 6,6 \cdot 10^{-5}$ А/м при $\theta = 30^\circ$.

2.12. Плотность потока мощности Π , излучаемой полуволновым вибратором в направлении, соответствующем зенитному углу $\theta = 30^\circ$, оказалась равной 10 Вт/м². На каком расстоянии произведены измерения, если действующее значение тока вибратора в пучности $I = 15$ А?

Поиск решения. Плотность потока мощности полуволнового вибратора максимальна в экваториальной плоскости ($\theta = 90^\circ$) и равна

$\Pi_{\max} = \frac{E_{\max}^2}{Z_0} = \left(\frac{60I}{r}\right)^2 \frac{1}{377}$, а в произвольном направлении равна

$\Pi = \Pi_{\max} f^2(\theta)$; где $f(\theta)$ – нормированная функция направленности вибратора. Зная Π и $f(\theta)$ находим Π_{\max} , а это позволяет определить расстояние r , поскольку известен ток I .

Решение. 1. Максимальная плотность потока мощности

$$\begin{aligned} \Pi_{\max} &= \frac{\Pi}{f^2(\theta)} = \Pi \left[\frac{\sin \theta}{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right)} \right]^2 = \\ &= 10^{-7} \cdot \left[\frac{\sin 30^\circ}{\cos(90^\circ \cos 30^\circ)} \right]^2 = 2,33 \cdot 10^{-7} \text{ Вт/м}^2. \end{aligned}$$

2. Дальность точки наблюдения

$$r = \frac{60I}{\sqrt{377\Pi_{\max}}} = \frac{60 \cdot 15}{\sqrt{377 \cdot 2,33 \cdot 10^{-7}}} = 96 \cdot 10^3 \text{ м} = 96 \text{ км.}$$

2.13. Плотность потока мощности, излучаемой полуволновым вибратором в экваториальной плоскости на расстоянии 10 км от вибратора, равна $0,2 \text{ мВт/м}^2$. Каково действующее значение тока I вибратора в пучности?

Ответ. $I = 1,45 \text{ А}$.

2.14. Поток мощности, излучаемой полуволновым вибратором в направлении зенитного угла 60° , имеет на расстоянии 10 км от вибратора плотность $2 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/м}^2$. Чему равна амплитуда I_m тока вибратора в пучности?

Ответ. $I_m = 0,72 \text{ А}$.

2.15. Напряженность электрического поля излучения вертикального симметричного вибратора длиной $2l = \lambda$ на расстоянии от него $r = 240 \text{ км}$ имеет в направлении зенитного угла $\theta = 90^\circ$ амплитуду $E_m = 1 \text{ мВ/м}$. Определить амплитуду в пучности тока вибратора.

Ответ. $I_m = 2 \text{ А}$.

2.16. Рассчитать и построить E -плоскостную ДН симметричного вибратора длиной $2l = 1,5\lambda$.

Решение. Расчет диаграммы начинаем с определения направлений нулевого излучения ($\theta = \theta_0$). Из уравнения

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda} \cos \theta\right) - \cos \frac{2\pi l}{\lambda}}{\sin \theta} \text{ получим, что } f(\theta) = 0$$

$$\text{при } \cos\left(\frac{2\pi l}{\lambda} \cos \theta_0\right) - \cos \frac{2\pi l}{\lambda} = 0 \text{ или } 2 \frac{\pi l}{\lambda} = 2 \frac{\pi l}{\lambda} \cos \theta_0 + k\pi,$$

где $k = 0, 1, 2, 3$.

$$\text{Это соответствует } \cos \theta_0 = \frac{\frac{2\pi l}{\lambda} - k\pi}{\frac{2\pi l}{\lambda}} = 1 - \frac{k\lambda}{2l} = 1 - \frac{2}{3}k, \text{ откуда}$$

$$\cos \theta_0 = 1; \cos \theta_0 = \frac{1}{3} \text{ или } \theta_0 = 0^\circ; 70^\circ 32'.$$

Имея в виду вычисленные направления нулевого излучения, задаем-ся различными значениями θ от 0 до 90° и определяем для них $f(\theta)$. Результаты расчета сводим в табл. 2.1 и строим ДН (рис. 2.3).

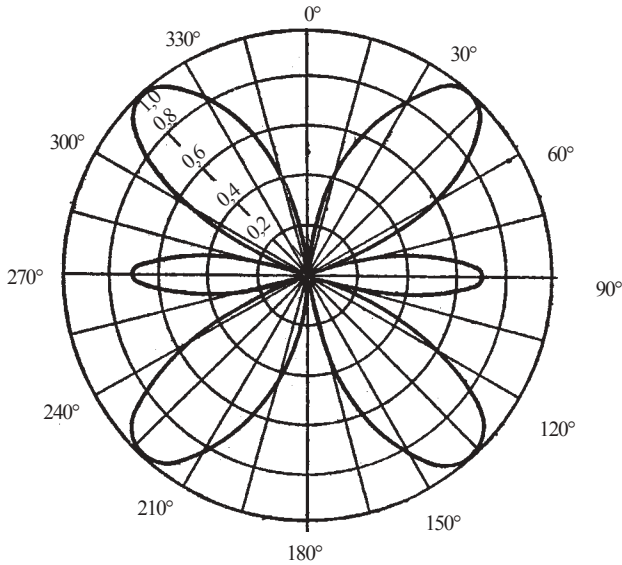


Рис. 2.3

Таблица 2.1

θ , град	0	10	20	30	35	40	42°45'
$f(\theta)$	0	-0,402	-0,807	-1,18	-1,29	-1,38	-1,399
$\frac{f(\theta)}{ f(\theta)_{\max} }$	0	-0,291	-0,576	-0,844	-0,922	-0,986	-1,00

Окончание табл. 2.1

θ , град	45	55	65	70,5	75	85	90
$f(\theta)$	-1,39	-1,1	-0,449	0	0,354	0,876	1,0
$\frac{f(\theta)}{ f(\theta)_{\max} }$	-0,994	-0,786	-0,321	0	0,254	0,625	0,714

2.17. Вставить пропущенные слова: *фазе, фаза, амплитуде, амплитуду, симметричных, четному, противоположными, целому, полу-*

сферу, своей оси, длин, увеличением, равны, оси, удаляется, хода, лепестков.

Тонким симметричным вибратором является прямолинейный провод, в ___ точках которого токи ___ и совпадают по ___ и ___. Поля симметричных элементов вибратора имеют в точке наблюдения практически одинаковую ___, но ___ их полей различна за счет разности ___ лучей. Симметричный вибратор любой длины l не излучает в направлении _____. Не излучает симметричный вибратор и в экваториальной плоскости, если длина вибратора l равна ___ числу длин волн, так как при этом протяженность участков вибратора с ___ направлениями токов одинаковая. Если длина l равна ___ числу ___ волн, то на одну ___ пространства приходится столько же ___ ДН вибратора. С увеличением длины главный максимум ДН ___ от экваториальной плоскости вибратора к его ___.

2.18. Вибратор имеет сопротивление излучения $R_{\Sigma} = 5$ Ом и КПД $\eta_A = 25\%$. Определить сопротивление потерь R_{Π} и полное сопротивление R_A вибратора, причем все эти сопротивления отнесены к одному и тому же сечению вибратора.

Ответ. $R_{\Pi} = 15$ Ом; $R_A = 20$ Ом.

2.19. Мощность излучения антенны $P_{\Sigma} = 100$ Вт и мощность потерь в ней $P_{\Pi} = 400$ Вт при амплитудах тока в основании $I_{mo} = 10$ А и в пучности $I_{m\Pi} = 15$ А. Определить сопротивления излучения $R_{\Sigma o}$, $R_{\Sigma пуч}$ и потерь $R_{\Pi o}$, $R_{\Pi пуч}$, отнесенные соответственно к току в основании и пучности.

Ответ. $R_{\Sigma o} = 2$ Ом; $R_{\Pi o} = 8$ Ом; $R_{\Sigma пуч} = 0,89$ Ом; $R_{\Pi пуч} = 3,56$ Ом.

2.2. Вибратор над поверхностью земли

2.20. Описать, как применяется метод зеркальных изображений для определения электрического поля точечного заряда и вибраторов, расположенных над идеально проводящим плоским экраном.

2.21. Имеется горизонтальный вибратор, расположенный на высоте h над горизонтальным идеально проводящим экраном. Вывести формулу разности хода лучей действительного вибратора и эквивалентного экрану мнимого вибратора.

2.22. Исследовать формулу $f(\delta) = \sin(\beta h \sin \delta)$, для приближенного расчета ДН горизонтального вибратора, подвешенного над идеальным горизонтальным экраном на высоте: $h = \lambda/4$; $\lambda/2$; λ ; 2λ . Здесь введены обозначения: δ – угол наклона луча к земной поверхности; $\beta = 2\pi/\lambda$ – коэффициент фазы.

2.23. Вывести уравнение мгновенного значения напряженности электрического поля горизонтального вибратора, расположенного на высоте h над идеально проводящим горизонтальным экраном.

2.24. Горизонтальный полуволновой вибратор расположен на высоте h над идеально проводящей поверхностью земли. Определить амплитуды напряженности электрического и магнитного полей вибратора на расстоянии 50 км вдоль поверхности земли ($\delta = 0^\circ$) и под углами места $\delta = 5; 10^\circ$, если действующее значение тока в пучности равно 3 А. Результаты расчета приведены в табл. 2.2.

Таблица 2.2

δ , град	0	5	10
E_m , мВ/м	0	5,29	9,00
H_m , мкА/м	0	14,0	23,9

2.25. Горизонтальный вибратор подвешен над землей на высоте $h = \lambda$. Какой разности хода волн Δr от этого вибратора и его зеркального изображения соответствуют максимумы и минимумы излучения вибратора? Сколько лепестков в ДН вибратора в вертикальной плоскости?

Ответ. Минимумы излучения получаются при разности хода волн $2h \sin \delta_0 = 1, \lambda, 2\lambda$ (это соответствует $\delta_0 = 0, 30, 90, 150, 180^\circ$), а максимумы излучения получаются при разности хода $2h \sin \delta_{\max} = 0,5\lambda; 1,5\lambda$ (это соответствует $\delta_{\max} = 14^\circ 29'; 48^\circ 36'; 131^\circ 12'; 165^\circ 31'$). Число лепестков в ДН вибратора в вертикальной плоскости равно четырем (рис. 2.4).

2.26. Горизонтальный вибратор подвешен над землей на высоте $h = 2\lambda$. Какой разности хода волн Δr от этого вибратора и его зеркального изображения соответствуют максимумы и минимумы излучения вибратора? Сколько лепестков в ДН вибратора в вертикальной плоскости?

Ответ. Минимумы излучения получаются при разности хода $\Delta r = 0; \lambda; 2\lambda; 3\lambda; 4\lambda$; а максимумы – при $\Delta r = 0,5\lambda; 1,5\lambda; 2,5\lambda; 3,5\lambda$. Число

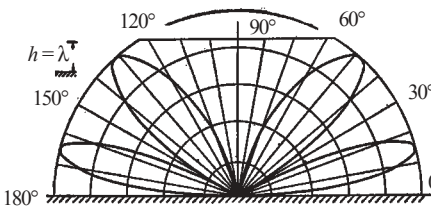


Рис. 2.4

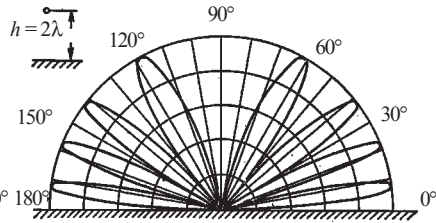


Рис. 2.5

лепестков 8, т. е. равно числу четвертей длин волн, укладываемых по высоте вибратора. ДН приведена на рис. 2.5.

2.27. Доказать, что число лепестков ДН в вертикальной плоскости горизонтального вибратора, подвешенного над идеально проводящей землей на высоте h , всегда равно целому числу четвертей длины волн, укладываемых в высоте подвеса.

2.28. По изображенным на рис. 2.6, *а*, *б* ДН горизонтального вибратора в его экваториальной (вертикальной) плоскости определить относительную высоту h/λ подвеса этого вибратора над идеально проводящим экраном.

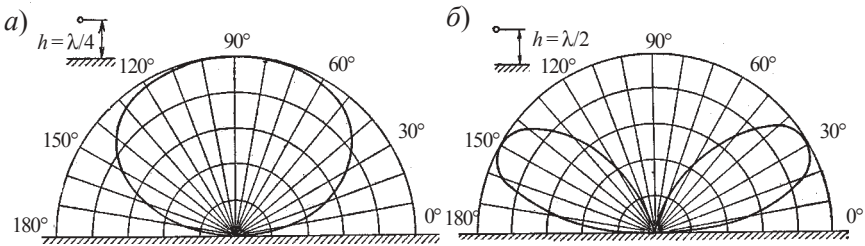


Рис. 2.6

2.29. Рассчитать и построить ДН горизонтального вибратора в вертикальной плоскости, если вибратор находится на высоте $h = \lambda$ и ось его перпендикулярна этой плоскости.

Решение. Для построения нормированной ДН пользуемся ее уравнением $f(\delta) = \sin(\beta h \sin \delta)$. Направления нулевого излучения ($\delta = \delta_0$) определяются равенством $\sin(\beta h \sin \delta_0) = 0$ или $\beta h \sin \delta_0 = k\pi$, где $k = 0, 1, 2, 3$, что при $h = \lambda$ соответствует $\sin \delta_0 = k\pi/\beta h = k\lambda/2h = k/2 = 0; 0,5; 1,0$ или $\delta_0 = 0, 30, 90^\circ$. Направления максимального излучения ($\delta_0 = \delta_{\max}$) соответствуют $\sin(\beta h \sin \delta_{\max}) = 1$ или $\beta h \sin \delta_{\max} = (2k + 1)\frac{\pi}{2}$, где $k = 0, 1, 2, 3 \dots$. Отсюда следует, что при $h = \lambda$

$$\sin \delta_{\max} = \frac{(2k + 1)\pi}{2\beta h} = \frac{(2k + 1)\lambda}{4h} = \frac{2k + 1}{4} = \frac{1}{4}, \frac{3}{4}$$

или $\delta_{\max} = 14^{\circ}29'; 48^{\circ}36'$. Вычисляем $f(\delta)$ для промежуточных значений угла δ . Результаты расчета сводим в табл. 2.3. ДН изображена на рис. 2.4.

Таблица 2.3

δ , град	0	5	10	$14^{\circ}30'$	20	25	30
$f(\delta)$	0	0,52	0,89	1,0	0,83	0,47	0

Продолжение табл. 2.3

δ , град	35	40	45	$48^{\circ}40'$	50	55	60
$f(\delta)$	-0,45	-0,78	-0,96	-1	-0,99	-0,9	-0,74

Окончание табл.2.3

δ , град	65	70	75	80	85	90
$f(\delta)$	-0,56	-0,37	-0,21	-0,1	-0,035	0

2.30. Написать функцию направленности в вертикальной (меридиональной) плоскости вертикального вибратора, расположенного на высоте h над идеально проводящим горизонтальным экраном. Сравнить влияние такого экрана на ДН горизонтального и вертикального вибраторов.

2.31. Вертикальный вибратор длиной λ имеет высоту подвеса, равную 2λ . Какими уравнениями выражаются мгновенные значения напряженности полей E , H и нормированная диаграмма направленности $f(\delta)$ такого вибратора?

$$\text{Ответ. } E_{\text{МГН}} = \left[\frac{120I_m \cos(\pi \sin \delta) + 1}{r \cos \delta} \cos(4\pi \sin \delta) \right] \sin(\omega t - \beta r);$$

$$H_{\text{МГН}} = \left[\frac{I_m \cos(\pi \sin \delta) + 1}{\pi r \cos \delta} \cos(4\pi \sin \delta) \right] \sin(\omega t - \beta r);$$

$$f(\delta) = \frac{\cos(\pi \sin \delta) + 1}{\cos \delta} \cos(4\pi \sin \delta).$$

2.32. На рис. 2.7 показана ДН в меридиональной (вертикальной) плоскости симметричного вибратора, вертикально расположенного над идеально проводящим экраном на высоте $h = 2\lambda$. Определить разность хода лучей Δr от вибратора и его зеркального изображения в заданных на рисунке направлениях максимального или нулевого излучения (влиянием направленности самого вибратора на эти направления пренебрегаем).

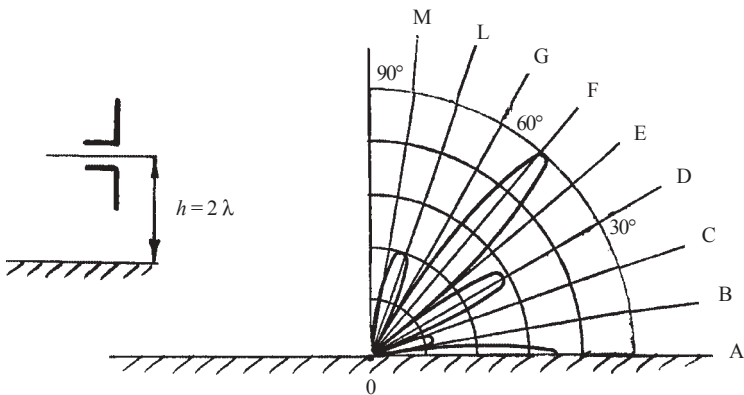


Рис. 2.7

2.33. Четвертьволновый заземленный вибратор питается синусоидальным током с амплитудой $I_m = 1,2$ А. Чему равны амплитуды напряженности электрического и магнитного полей вибратора на расстоянии $r = 10$ км от антенны, отсчитанном на поверхности земли, и под углом места $\delta = 10^\circ$, если распространение волн происходит в идеальных условиях?

Поиск решения. Благодаря отражению от поверхности земли поля четвертьволнового заземленного вибратора имеют в экваториальной плоскости в два раза большую величину, чем поля симметричного полуволнового вибратора в той же плоскости, т. е. $E_{m_{\max}} = 120I_m/r$, а

$H_{m_{\max}} = E_{m_{\max}}/Z_0$. Умножаем это на функцию направленности полуволнового вибратора $f(\delta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\cos\theta\right)}{\sin\theta} = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2}\sin\delta\right)}{\cos\delta}$ (заметим, что $\delta = 90^\circ - \theta$) и получаем искомые величины.

Решение. 1. Амплитуда напряженности электрического поля четвертьволнового заземленного вибратора на поверхности земли

$$E_{m_{\max}} = 120I_m/r = 120 \cdot 1,2 / 10^4 = 144 \cdot 10^{-4} \text{ В/м} = 14,4 \text{ мВ/м.}$$

2. Амплитуды напряженности полей вибратора под углом места $\delta = 10^\circ$

$$E_m = E_{m_{\max}} \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \delta\right)}{\cos \delta} = 1,44 \frac{\cos(90^\circ \sin 10^\circ)}{\cos 10^\circ} = 1,41 \text{ мВ/м,}$$

$$H_m = E_m / Z_0 = 14,1 / 377 = 3,74 \cdot 10^{-2} \text{ мА/м.}$$

2.34. Описать влияние поверхности земли на ДН вибраторов. Сравнить ДН горизонтального вибратора в экваториальной (вертикальной) плоскости при высоте подвеса $h = 1,5$ м над поверхностью земли с идеальной и реальной проводимостью почвы.

2.35. Заполнить пропуски следующими словами: *разность, экваториальной, интерференции, направления, вертикального, горизонтального, меридиональной, идеально, экрана.*

Два и более ненаправленных излучателей вызывают направленное излучение благодаря ___ их полей. При этом сказывается то, что ___ хода волн от излучателей зависит от ___ на точку наблюдения. Функция $f_p(\delta) = 2 \sin(\beta h \sin \delta)$ выражает влияние ___ проводящего экрана, на ДН ___ вибратора в ___ (вертикальной) плоскости. Функция $f_p(\delta) = 2 \cos(\beta h \sin \delta)$ выражает влияние идеально проводящего ___ на ДН ___ вибратора в ___ (вертикальной) плоскости.

2.36. Дать определение понятия “заземленный вертикальный вибратор”. Показать распределение тока по геометрической и действующей высоте (длине) вибратора. Что является условием эквивалентности проволочных вибраторов?

2.37. Вывести формулу зависимости действующей высоты h_d вибратора от его относительной высоты h/λ .

2.38. Применить полученную в задаче 2.37 формулу к частным случаям: $h \ll \lambda$; $h = \lambda/4$; $2l = \lambda/2$ (симметричный полуволновой вибратор).

2.39. Вертикальный заземленный вибратор высотой $h = 1$ м излучает волны длиной $\lambda = 20$ м. Определить действующую высоту вибратора h_d .

Ответ. $h_d \approx 0,5$ м.

2.40. Определить действующую высоту симметричного вибратора длиной $2l = 10$ см, который, находясь в свободном пространстве, излучает волны длиной $\lambda = 2$ м.

Ответ. $h_d = 5$ см.

2.41. Определить действующую высоту h_d и сопротивление излучения R_Σ заземленного вибратора высотой $h = 60$ м при длине волны $\lambda = 400$ м.

Ответ. $h_d \approx 30$ м, $R_\Sigma = 9$ Ом.

2.42. Описать вибратор с емкостной нагрузкой. Показать распределение тока вдоль вибратора в отсутствие и при наличии емкостной нагрузки.

2.43. Заполнить пропуски следующими словами и символами: *напряженности, $\lambda/2\pi$, максимума, $h/2$, меньше, увеличивает, равных, моментов тока, λ/π , 36%.*

Эквивалентными считаются такие вибраторы, которые при ___ токах питания создают поля равной ___ в направлении ___ излучения. Это имеет место при равенстве их _____. Если геометрическая высота (длина) вибратора $h \ll \lambda$, то его действующая высота (длина) $h_d \approx$ _____. Четвертьволновый заземленный вибратор имеет $h_d =$ ____, а симметричный полуволновой вибратор имеет $h_d =$ ____, т. е. их действующая длина ___ геометрической длины на _____. Емкостная нагрузка вибратора ___ его действующую высоту.

2.44. Написать и обосновать формулы расчета сопротивлений излучения симметричного и заземленного несимметричного вибраторов по их действующей длине. В каком соотношении находятся сопротивления излучения симметричного и несимметричного вибраторов, соответствующих по относительной длине?

2.45. Чем обусловлена принципиальная погрешность в расчетах сопротивления излучения вибратора по его действующей длине? Изобразить зависимость уточненных значений сопротивления излучения вибратора от его относительной длины.

2.46. Определить погрешность вычисления сопротивления излучения четвертьволнового заземленного и полуволнового симметричного вибраторов по их действующим высотам.

Решение. Исходя из значений действующих высот вибраторов находим, что сопротивления излучения полуволнового симметричного и четвертьволнового заземленного вибраторов соответственно равны 81,1 Ом и 40,6 Ом, тогда как в действительности эти сопротивления 73,1 Ом и 36,5 Ом. Погрешность вычислений равна: $(81,1 - 73,1)/73,1 = (40,5 - 36,5)/36,5 = 0,108 = 10,8\%$. Причина погрешности в том, что формула действующей высоты вибратора выведена исходя из эквива-

лентности данного и элементарного вибраторов в направлении их максимального излучения, а в остальных направлениях – вследствие различия в ДН эквивалентность вибраторов нарушается. Чем больше отличаются ДН данного и элементарного вибраторов, тем менее точны

$$\text{формулы } R_{\Sigma 0} = 1600 \left(\frac{h_d}{\lambda} \right)^2 \text{ и } R_{\Sigma} = 800 \left(\frac{h_d}{\lambda} \right)^2 .$$

2.47. Определить КНД симметричного полуволнового и заземленного четвертьволнового вибраторов. Чем объясняется широкое применение полуволновых вибраторов на практике?

2.48. Определить во сколько раз возрастает плотность потока мощности полуволнового вибратора в экваториальной плоскости ($\theta = 90^\circ$) и под зенитными углами $\theta = 30, 60^\circ$ за счет направленности излучения этого вибратора.

Ответ. При $\theta = 90^\circ$ – в 1,64 раза; при $\theta = 60^\circ$ – в 0,73; при $\theta = 30^\circ$ – в 0,28.

2.49. Описать и изобразить частотные характеристики входного сопротивления симметричного вибратора. Написать формулы этого сопротивления при последовательном резонансе, параллельном резонансе и расстройке частоты вибратора.

2.50. Описать, что такое волновое сопротивление вибратора и как оно зависит от геометрических размеров вибратора.

2.51. Какие особенности имеют частотные характеристики симметричного и несимметричного вибраторов?

2.52. Определить входное сопротивление $Z_{вхА}$ симметричного вибратора длиной $2l = \lambda = 15$ м. Радиус провода вибратора $r = 10$ мм.

Поиск решения. В общем случае $Z_{вхА} = R_{вхА} + jX_{вхА}$, но так как длина вибратора резонансная ($2l = \lambda$), то реактивная составляющая вход-

ного сопротивления $X_{вхА} = 0$, а активная составляющая $R_{вхА} = \frac{Z_{вА}^2}{R_{\Sigma\Pi}}$

(резонанс в вибраторе параллельный). Сопротивление излучения вибратора при $2l = \lambda$ $R_{\Sigma\Pi} = 200$ Ом, а неизвестное волновое сопротивление находим по формуле $Z_{вА} = 276 \lg(2l/r) - 120$.

Решение. 1. Волновое сопротивление вибратора

$$\begin{aligned} Z_{вА} &= 276 \lg(2l/r) - 120 = 276 \lg(15/10^{-2}) - 120 = \\ &= 276 \cdot 3,176 - 120 = 757 \text{ Ом} \end{aligned}$$

2. Входное сопротивление вибратора

$$\dot{Z}_{\text{вх}_A} = R_{\text{вх}_A} = Z_{\text{в}_A}^2 / R_{\Sigma\Pi} = 757^2 / 200 = 2865 \text{ Ом.}$$

2.53. Определить входное сопротивление $Z_{\text{вх}_A}$ вертикального заземленного вибратора высотой $h = 30$ м при длине волны $\lambda = 700$ м. Радиус провода вибратора $r = 4$ мм. Сопротивление потерь в антенне, отнесенное к току у основания антенны, $R_{\text{п.о}} = 2$ Ом.

Решение. 1. Найдем действующую высоту антенны

$$h_d = \frac{\lambda \text{tg}(\pi h / \lambda)}{2\pi} = \frac{700 \text{tg}(180 \cdot 30 / 700)^\circ}{6,28} = \frac{700 \text{tg}(7,72)^\circ}{6,28} = 15,15 \text{ м}$$

и сопротивление излучения антенны

$$R_{\Sigma_0} = 1600 (h_d / \lambda)^2 = 1600 (15,15 / 700)^2 = 0,74 \text{ Ом.}$$

Тогда активная составляющая входного сопротивления антенны

$$R_{\text{вх}_A} = R_A = R_{\Sigma_0} + R_{\text{п.о}} = 0,74 + 2 = 2,74 \text{ Ом.}$$

2. Волновое сопротивление вибратора

$$\begin{aligned} Z_{\text{в}_A} &= 276 \lg(l / \lambda) - 120 = 276 \lg(2h / r) - 120 = \\ &= 276 \lg(2 \cdot 30 / 4 \cdot 10^{-2}) - 120 = 757 \text{ Ом,} \end{aligned}$$

а реактивная составляющая входного сопротивления антенны

$$X_{\text{вх}_A} = X_A = -Z_{\text{в}_A} \text{ctg}\beta h = -757 \text{ctg}(360 \cdot 30 / 700) = -2742,9 \text{ Ом.}$$

2.54. Определить входное сопротивление и КПД вертикального заземленного вибратора высотой 20 м при длине волны 500 м. Радиус провода вибратора 5 мм. Сопротивление потерь в антенне, отнесенное к току у основания антенны, 0,5 Ом.

Ответ. $R_{\text{вх}} = 1,14$ Ом; $X_{\text{вх}} = -2285$ Ом; $\eta_A = 56,1\%$.

2.55. Какую геометрическую длину $2l_{\text{геом}}$ должен иметь симметричный вибратор с размерами $2l \approx \lambda/2$ при длине волны $\lambda = 10$ м и диаметре трубки, из которой изготовлен вибратор, $2r = 10$ мм?

Поиск решения. Резонансная длина вибратора $2l_{\text{геом}}$ меньше, чем $\lambda/2$,

на небольшую величину $2\Delta l = \frac{42,5\lambda}{\pi Z_{\text{в}_A}}$. Следовательно, нужно сначала определить волновое сопротивление вибратора

$$Z_{\text{вА}} = 276 \lg(2l/r) - 120 \approx 276 \lg(\lambda/2r) - 120,$$

затем вычислить укорочение вибратора $2\Delta l$ и, наконец, его геометрическую длину $2l_{\text{геом}} = (\lambda/2) - 2\Delta l$.

Решение. 1. Волновое сопротивление вибратора

$$Z_{\text{вА}} \approx 276 \lg(\lambda/2r) - 120 = 276 \lg(10/2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}) - 120 = 708 \text{ Ом.}$$

2. Укорочение вибратора

$$2\Delta l = 42,5\lambda / \pi Z_{\text{вА}} = 42,5 \cdot 10 / 3,14 \cdot 708 = 0,19 \text{ м.}$$

3. Геометрическая длина вибратора

$$2l_{\text{геом}} = (\lambda/2) - 2\Delta l = (10/2) - 0,19 = 4,81 \text{ м.}$$

2.56. Определить комплексное входное сопротивление $\dot{Z}_{\text{вхА}}$ симметричного вибратора длиной $2l = 2$ м при длине волны $\lambda = 10$ м, радиусе провода вибратора $r = 4$ мм и сопротивлении потерь, отнесенном к клеммам вибратора, $R_{\text{п.о}} = 3$ Ом.

Поиск решения. Комплексное входное сопротивление симметричного вибратора $\dot{Z}_{\text{вхА}} = R_{\text{вхА}} + jX_{\text{вхА}}$ имеет активную $R_{\text{вхА}}$ и реактивную $X_{\text{вхА}}$ составляющие, которые, учитывая, что $2l \ll \lambda$, определяем по формуле

$$R_{\text{вхА}} = R_{\Sigma 0} + R_{\text{п.о}} \text{ и } X_{\text{вхА}} = -Z_{\text{вА}} \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right),$$

где сопротивление излучения $R_{\Sigma 0} = 800(h/\lambda)^2$ и волновое сопротивление $Z_{\text{вА}} = 276 \lg(2l/r) - 120$. Действующая высота вибратора $h_{\text{д}} \approx l$, а

более точно $h_{\text{д}} = 2 \frac{\operatorname{tg}\left(\frac{\beta}{2} l\right)}{\beta} = \frac{\lambda \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)}{\pi}$ (коэффициентом 2 учитывается,

что симметричный вибратора имеет в два раза большую действующую длину, чем соответствующий его плечу несимметричный заземленный вибратор).

Решение. 1. Волновое сопротивление вибратора

$$Z_{\text{вА}} = 276 \lg(2l/r) - 120 = 276 \lg\left(2 \cdot 10^3 / 4\right) - 120 = 625 \text{ Ом.}$$

2. Действующая длина вибратора

$$h_d = \frac{\lambda \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l}{\lambda}\right)}{\pi} = \frac{10 \operatorname{tg}\left(180^\circ \cdot \frac{2}{2 \cdot 10}\right)}{\pi} = 1,03 \text{ м.}$$

3. Сопротивление излучения вибратора

$$R_{\Sigma_0} = 800(h_d/\lambda)^2 = 800(1,03/10)^2 \approx 8,5 \text{ Ом.}$$

4. Активная составляющая входного сопротивления вибратора

$$R_{\text{вх}_A} = R_{\Sigma_0} + R_{\text{п.о}} = 8,5 + 3 = 11,5 \text{ Ом.}$$

5. Реактивная составляющая входного сопротивления вибратора

$$X_{\text{вх}_A} = -Z_{\text{в}_A} \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi}{\lambda} l\right) = -625 \operatorname{ctg}\left(\frac{360^\circ \cdot 1}{10}\right) = -860 \text{ Ом.}$$

6. Комплексное входное сопротивление вибратора

$$\dot{Z}_{\text{вх}_A} = R_{\text{вх}_A} + jX_{\text{вх}_A} = (11,5 - j860) \text{ Ом.}$$

2.57. Заполнить пропуски соответствующими словами и цифрами: гармоникой, добротность уменьшается, параллельный, последовательный, минимальная, максимальная, основной, активный, 4, 2, четному.

С увеличением диаметра вибратора ___ волновое сопротивление, а с ним и, ___ вибратора. Наибольшую из резонансных волн вибратора называют его ___ волной или первой ___. Симметричный вибратор, длина которого равна нечетному числу полуволн, настроен на ___ резонанс, а если ___ числу полуволн, то на ___ резонанс. При этом входное сопротивление вибратора имеет ___ характер, но в первом случае величина его ___, а во втором случае ___. Симметричный вибратор длиной $2l$ имеет основную волну $\lambda_0 = __ l$. Несимметричный вибратор высотой h имеет основную волну $\lambda_0 = __ h$.

Библиографический список

1. Белоцерковский Г. Б. Основы радиотехники и антенны. Ч. II. Антенны. М.: Радио и связь, 1982.

2. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов.радио, 1974.

3. *Марков Г. Т., Сазонов Д. М.* Антенны. М.: Энергия, 1975.
4. *Айзенберг Г. З., Ямпольский В. Г., Терешин О. Н.* Антенны УКВ. М.: Связь, 1977.
5. *Пистолькорс А. А.* Антенны. М.: Связьиздат, 1948.

3. АНТЕННЫ СВЕРХДЛИННЫХ, ДЛИННЫХ, СРЕДНИХ И КОРОТКИХ ВОЛН

3.1. Вертикальные несимметричные вибраторы

3.1. Перечислить особенности антенн километровых длинных волн (ДВ) и мериаметровых сверхдлинных волн (СДВ). Почему антенны этих диапазонов выполняют в виде вертикальных заземленных проводов с сильно развитой горизонтальной частью? Какие функции выполняют вертикальная и горизонтальная части антенны?

3.2. Во сколько раз увеличится сопротивление излучения вертикального заземленного провода, длина которого значительно меньше длины волны λ , если антенну снабдить горизонтальной частью, при которой ток в вертикальном проводе распределится равномерно?

3.3. Определить КПД антенны в виде вертикального заземленного вибратора (рис. 3.1, а) высотой $h = 60$ м при длине волны $\lambda = 1200$ м, собственной длине волны $\lambda_0 = 900$ м и заземлении удовлетворительного качества ($A = 3$ Ом).

Ответ. $\eta_A = 20\%$

3.4. Определить мощность, подводимую к антенне в виде вертикального заземленного вибратора высотой $h = 30$ м, если длина волны $\lambda = 1500$ м, собственная длина волны антенны $\lambda_0 = 1000$ м, излучаемая мощность $P_\Sigma = 100$ Вт и заземление удовлетворительного качества ($A = 2,5$ Ом).

Ответ. $P_A = 685$ Вт.

3.5. Отметить особенности антенн гектометровых (средних) волн (СВ). Какие требования предъявляются к ДН антифединговых антенн?

3.6. Описать схемы настройки в резонанс проволочных антенн при удлинении и укорочении резонансной длины волны вертикального вибратора.

3.7. Определить индуктивность удлинительной катушки, предназначенной для настройки вертикального заземленного вибратора, имеющего высоту 150 м и волновое сопротивление 500 Ом, в резонанс на волну $\lambda = 800$ м.

Ответ. $L_{\text{удл}} = 88,1$ мкГн.

3.8. Определить емкость укорачивающего конденсатора, необходимую для настройки вертикального заземленного вибратора, имеющего высоту 100 м и волновое сопротивление 450 Ом, в резонанс на волну $\lambda = 250$ м.

Ответ. $C_{ук} = 214,8$ пФ.

3.9. Вертикальный заземленный вибратор, имеющий высоту 100 м и волновое сопротивление 400 Ом, настраивается в резонанс на рабочую волну 800 м. Требуется определить характер и величину элемента настройки вибратора.

Ответ. $L_{удл} = 170$ мкГн.

3.10. Описать схемы настройки в резонанс вибратора с верхней частью.

3.11. Изобразить распределение амплитудных значений напряжения и тока в вертикальном заземленном вибраторе с удлинением и укорочением резонансной длины волны.

3.12. Изобразить распределение амплитудных значений напряжения и тока в Г-образной антенне (рис. 3.1, б) при удлинении и укорочении резонансной длины волны.

3.13. Изобразить распределение амплитудных значений напряжения и тока в Т-образной (рис. 3.1, в) антенне при удлинении и укорочении резонансной длины волны.

3.14. Рассчитать резонансную длину волны и параметры элемента настройки Т-образной антенны, имеющей волновое сопротивление вертикального провода $Z_{в.в} = 550$ Ом, волновое сопротивление горизонтального провода $Z_{в.г} = 400$ Ом, высоту $h = 50$ м и длину горизонтальной части $l_{г} = 120$ м. Рабочая длина волны $\lambda = 900$ м.

Решение. 1. Для определения резонансной длины волны λ_0 задаемся различными значениями λ в м, для которых вычисляем

$$\frac{2\pi}{\lambda}h = \left(\frac{360^\circ \cdot 50}{\lambda} \right) = \left(\frac{18000}{\lambda} \right)^\circ; \quad \frac{2\pi}{\lambda} \frac{l_{г}}{2} = \left(\frac{180^\circ \cdot 120}{\lambda} \right) = \left(\frac{21600}{\lambda} \right)^\circ;$$

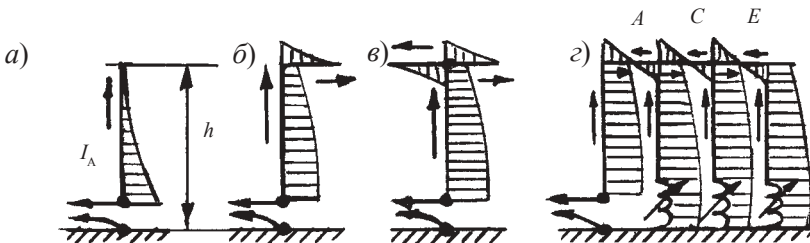


Рис. 3.1

$$\operatorname{tg} \frac{2\pi h}{\lambda} = \operatorname{tg} \left(\frac{18000}{\lambda} \right)^\circ; \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi l_\Gamma}{\lambda} \right) = \operatorname{ctg} \left(\frac{21600}{\lambda} \right)^\circ; \quad (3.1)$$

$$\frac{Z_{\text{в.}\Gamma}}{2Z_{\text{в.в}}} \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi l_\Gamma}{\lambda} \right) = \frac{400}{2 \cdot 550} \operatorname{ctg} \left(\frac{21600}{\lambda} \right)^\circ = 0,36 \operatorname{ctg} \left(\frac{21600}{\lambda} \right)^\circ. \quad (3.2)$$

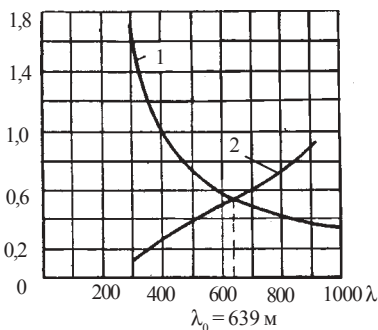


Рис. 3.2

2. По данным уравнениям (3.1) и (3.2) рассчитана табл. 3.1 и построены соответственно две кривые 1 и 2 (рис. 3.2), точка пересечения которых определяет резонансную длину волны $\lambda_0 = 639$ м. Так как рабочая длина волны λ больше резонансной длины волны антенны, то в данном случае настройка ее производится при помощи удлинительной катушки.

Таблица 3.1

λ , м	300	400	500	600	640	650	700	800	1000
$\operatorname{tg} \frac{2\pi h}{\lambda} = \operatorname{tg} \left(\frac{18000}{\lambda} \right)^\circ$	1,732	1	0,726	0,577	0,534	0,525	0,481	0,414	0,325
$\frac{Z_{\text{в.}\Gamma}}{2Z_{\text{в.в}}} \operatorname{ctg} \left(\frac{21600}{\lambda} \right)^\circ$	0,117	0,261	0,383	0,496	0,538	0,549	0,601	0,707	0,919

3. Размер l'_Γ эквивалентного вертикального вибратора определяем по формуле

$$\operatorname{ctg} \frac{2\pi l'_\Gamma}{\lambda_0} = \frac{Z_{\text{в.}\Gamma}}{2Z_{\text{в.в}}} \operatorname{ctg} \left(\frac{2\pi \cdot l_\Gamma}{\lambda_0} \right) = 0,36 \operatorname{ctg} \left(\frac{21600}{639} \right)^\circ = 0,538.$$

Отсюда следует, что

$$\frac{2\pi}{\lambda_0} l'_\Gamma = \operatorname{arcctg} 0,538 = 61,74^\circ, \text{ а } l'_\Gamma = \frac{61,74 \cdot 639}{360} = 109,6 \text{ м.}$$

4. Теперь найдем полную длину эквивалентного вертикального вибратора

$$l_{0e} = h + l'_\Gamma = 50 + 109,6 = 159,6 \text{ м,}$$

индуктивность удлинительной катушки

$$L_{\text{удл}} = \frac{\lambda}{1880} Z_{\text{в.в}} \text{ctg} \left(\frac{2\pi}{\lambda} l_{0e} \right) = \frac{900 \cdot 550}{1880} \text{ctg} \left(\frac{360^\circ \cdot 159,6}{900} \right) = 541 \text{ мкГн.}$$

3.15. Определить амплитудные значения напряжения и тока в точках A , B , C Г-образной антенны (см. рис. 3.3), имеющей волновое сопротивление $Z_{\text{в.Г}} = 450 \text{ Ом}$, $Z_{\text{в.в}} = 550 \text{ Ом}$, длину горизонтальной части $l_{\text{Г}} = 80 \text{ м}$ и высоту $h = 60 \text{ м}$, если длина волны $\lambda = 720 \text{ м}$ и амплитуда тока в основании антенны $I_{m0} = 10 \text{ А}$.

Решение. 1. Определяем коэффициент фазы

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{360^\circ}{720} = 0,5 \text{ град/м.}$$

2. Размер $l'_{\text{Г}}$ эквивалентного вертикального вибратора определяем по формуле

$$\text{ctg} \beta l'_{\text{Г}} = \frac{Z_{\text{в.Г}}}{Z_{\text{в.в}}} \text{ctg} \beta l_{\text{Г}} = \frac{450}{550} \text{ctg} (0,5 \cdot 80) = 0,976,$$

откуда

$$\beta l'_{\text{Г}} = \text{arcctg} 0,976 = 44,8^\circ,$$

и

$$l'_{\text{Г}} = \frac{44,8}{\beta} = \frac{44,8}{0,5} = 89,6 \text{ м.}$$

Отсюда полная длина эквивалентного вертикального вибратора

$$l_{0e} = h + l'_{\text{Г}} = 60 + 89,6 = 149,6.$$

3. Амплитуда напряжения у основания (в точке A) антенны

$$U_{mA} = Z_{\text{в.в}} I_{m0} \text{ctg} \beta l_{0e} = 550 \cdot 10 \text{ctg} (0,5 \cdot 149,6) = 1495 \text{ В.}$$

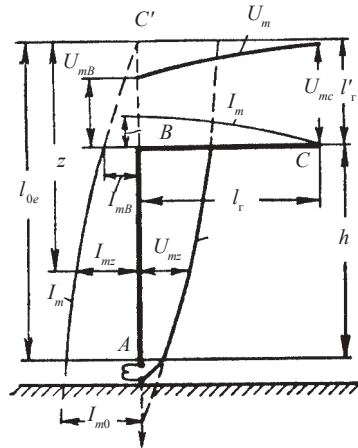


Рис. 3.3

4. Амплитуда напряжения и тока в точке B соединения горизонтального и вертикального проводов

$$U_{m_B} = Z_{в.в} \frac{I_{m0} \cos \beta l'_r}{\sin \beta l_{0e}} = \frac{550 \cdot 10 \cdot \cos(0,5 \cdot 89,6)}{\sin(0,5 \cdot 149,6)} = 4040 \text{ В.}$$

$$I_{m_B} = \frac{I_{m0} \sin \beta l'_r}{\sin \beta l_{0e}} = \frac{10 \sin(44,8)^\circ}{\sin(74,8)^\circ} = \frac{10 \cdot 0,705}{0,965} = 7,3 \text{ А.}$$

5. Амплитуда напряжения в пучности (в точке C)

$$U_{m_C} = \frac{Z_{в.в} I_{m0} \cos \beta l'_r}{\cos \beta l_r \sin \beta l_{0e}} = \frac{550 \cdot 10 \cos(44,8)^\circ}{\cos 40^\circ \sin(74,8)^\circ} = 7430 \text{ В.}$$

3.16. Определить КПД Г-образной антенны с высотой эквивалентного вибратора $l_{0e} = 177,5$ м и высотой антенны $h = 50$ м при наличии удовлетворительного заземления ($A = 3$ Ом), собственной длине волны $\lambda_0 = 639$ м и длине волны $\lambda = 900$ м.

Решение. 1. Определяем действующую высоту антенны по формуле

$$h_d = \frac{2 \sin \left[\beta \left(l_{0e} - \frac{h}{2} \right) \right] \sin \frac{\beta h}{2}}{\beta \sin \beta l_{0e}} =$$

$$= \frac{2 \sin [0,4(177,5 - 25)]^\circ \sin(0,4 \cdot 25)^\circ}{\frac{2\pi}{900} \sin(0,4 \cdot 177,5)^\circ} = \frac{2 \sin 61^\circ \sin 10^\circ}{0,697 \cdot 10^{-2} \sin 71^\circ} = 46,4 \text{ м.}$$

2. Находим сопротивление излучения

$$R_\Sigma = 1600 \left(\frac{h_d}{\lambda} \right)^2 = 1600 \left(\frac{46,4}{800} \right)^2 = 4,3 \text{ Ом.}$$

3. Сопротивление потерь в антенне

$$R_{\Pi} = A \frac{\lambda}{\lambda_0} = 3 \cdot \frac{900}{639} = 4,2 \text{ Ом.}$$

4. КПД антенны

$$\eta_A = \frac{R_{\Sigma}}{R_{\Sigma} + R_{\Pi}} = \frac{4,3}{4,3 + 4,2} \cdot 100\% = 50,6\%.$$

3.17. Описать сложную антенну с вертикальными связанными вибраторами. Как осуществляется питание и настройка таких антенн? Какие преимущества и недостатки имеют они по сравнению с простыми Г- и Т-образными антеннами?

3.18. Обосновать распределение тока в сложной антенне со связанными снижениями (вертикальными вибраторами, рис. 3.1, з). Почему амплитуда тока в точках *A*, *C*, *E*, нулевая и мало изменяется вдоль вертикальных вибраторов, а на участках настройки переменными индуктивностями *L* вовсе не изменяется.

3.19. Собственное сопротивление излучения каждого из трех ($n = 3$) снижений антенны (рис. 3.1, з) $R_{\Sigma 1} = 5$ Ом. Определить полное сопротивление излучения $R_{\Sigma A}$ всей антенны и ее КПД, если полное сопротивление потерь $R_{\Sigma \Pi} = 10$ Ом.

Решение. Снижения рассматриваемой антенны настолько связаны между собой, что собственное сопротивление излучения каждого вибратора и сопротивление, наводимое в нем каждым другим вибратором, можно считать равными. Значит, полное сопротивление излучения одного снижения $R_{\Sigma 1\text{сн}} = nR_{\Sigma 1}$, а всех снижений $nR_{\Sigma 1\text{сн}} = n^2R_{\Sigma 1} = 9 \cdot 5 = 45$ Ом.

Относительная высота антенны h/λ на ДВ и СДВ очень мала, и притом токи в горизонтальных проводах антенны и их зеркальном изображении противоположны по фазе. Следовательно, можно пренебречь излучением горизонтальных проводов и считать, что сопротивление излучения всей антенны

$$R_{\Sigma A} = n^2 R_{\Sigma 1} \text{ Ом,}$$

а КПД антенны

$$\eta_A = \frac{R_{\Sigma A}}{R_{\Sigma A} + R_{\Pi}} \cdot 100\% = \frac{45}{45 + 10} \cdot 100\% = 82\%.$$

Как видно, увеличение числа снижений от одного до трех повысило КПД антенны почти в 2,5 раз.

3.20. Описать устройство средневолновых антенн в виде антенн-башен, антенн-мачт и схем нижнего и шунтового питания.

3.21. Описать схемы верхнего и среднего питания антенн-мачт. Показать цепи тока в этих антеннах.

3.22. Описать антифединговые антенны и отметить их особенности.

3.2. Рамочные антенны

3.23. Описать применение рамочной антенны на СДВ, ДВ и СВ. Как осуществляется электрическая симметрия рамки?

3.24. Рамочная антенна состоит из 30 витков провода, образующих прямоугольную рамку со сторонами $m = 40$ см и $h = 1$ м, принимает радиоволны длиной $\lambda = 400$ м. Определить действующую высоту и сопротивление излучения антенны.

Ответ. $h_d = 0,19$ м; $R_\Sigma = 1,8 \cdot 10^{-4}$ Ом.

3.25. По данным задачи 3.24 определить амплитуду ЭДС, индуктируемой в рамочной антенне, если плоскость рамки совпадает с направлением приема вертикально поляризованных волн, магнитное поле которых имеет амплитуду напряженности $H_m = 10^{-8}$ А/м.

Ответ. $\epsilon_{Am} = 0,72$ мкВ.

3.26. Какой будет амплитуда ЭДС в рамочной антенне (см. задачу 3.25), если плоскость ее расположена относительно направления принимаемой волны под углом $\varphi = 30^\circ$.

Ответ. $\epsilon_{Am} = 0,62$ мкВ.

3.27. Определить сопротивление излучения круглой рамочной антенны, имеющей диаметр 40 см и состоящей из 20 витков провода. Длина волны равна 800 м. Какова амплитуда ЭДС, индуктируемой в рамке, если волна поляризована вертикально и имеет амплитуду напряженности электрического поля 10 мВ/м?

Ответ. $R_\Sigma = 0,36 \cdot 10^{-6}$ Ом; $\epsilon_{Am} = 0,17$ мВ.

3.28. Описать устройство, схему включения и свойства рамочной антенны с магнитодиэлектрическим сердечником.

3.29. Описать схему и принцип работы кардиоидной антенны.

3.30. Какие необходимы дополнения к рамке, чтобы ДН антенны приобрела форму кардиоиды? Обосновать получение ДН формы кардиоиды графическим путем.

3.3. Горизонтальные симметричные вибраторы

3.31. Описать особенности антенн декаметровых (коротких) волн (КВ). Почему коротковолновые КВ-антенны желательно иметь диапозонными? Почему луч КВ-антенны должен иметь определенный

наклон и в ее ДН боковые и задний лепестки должны быть сведены к минимуму?

3.32. Обосновать целесообразность преимущественного применения на КВ горизонтальных, а не вертикальных, вибраторов и систем разнесенных антенн.

3.33. Из каких соображений выбираются длина и высота подвеса симметричного горизонтального вибратора (ВГ)?

3.34. Какую длину должен иметь тонкий ВГ для работы в диапазоне волн $\lambda_{\min} = 20$ м, $\lambda_{\max} = 50$ м?

Решение. Вибратор ВГ при длине l может работать в диапазоне волн $0,8l < \lambda < 4l$ но так как в данном случае требуется меньший коэффициент перекрытия диапазона $\lambda_{\max}/\lambda_{\min} = 50/20 = 2,5$, то можно улучшить согласование вибратора с фидером, установив $l = \lambda_{\min}/1,5 = \lambda_{\max}/3,75 = 13,3$ м.

3.35. Тонкий ВГ имеет длину 15 м. В каком диапазоне волн может работать этот вибратора?

Решение. Вибратор может работать в диапазоне волн

$$\lambda_{\min} = 0,8l = 0,8 \cdot 15 = 12 \text{ м}, \quad \lambda_{\max} = 4l = 4 \cdot 15 = 60 \text{ м}.$$

Более эффективно вибратор работает на волнах $\lambda = (1,5-3,5)l = 22,5-52,5$ м.

3.36. Определить угол наклона луча δ_{\max} и дальность связи D в случае применения ВГ, расположенного на высоте $h = \lambda/2$, при отражении волн от ионизированного слоя, находящегося на высоте $H = 300$ км.

Решение. Угол наклона луча определяется выражением

$$\sin \delta_{\max} = \lambda/4h = 0,5, \text{ откуда } \delta_{\max} = 30^\circ.$$

Дальность связи согласно выражению

$$D = \frac{8Hh\sqrt{1-\lambda^2/16h^2}}{\lambda} = \frac{8 \cdot 300 \cdot \sqrt{1-1/4}}{2} = 1020 \text{ км}.$$

3.37. На какой высоте h должен быть подвешен ВГ, чтобы при отражении электромагнитной волны от ионизированного слоя высотой 350 км и длине волны $\lambda = 40$ м обеспечить связь на расстояние $D = 1000$ км?

Ответ. $h = 17,4$ м.

3.38. Описать схему параллельного питания симметричного вибратора.

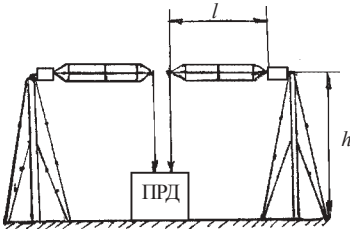


Рис. 3.4

3.39. Описать диполь Надененко (рис. 3.4), его принципиальные особенности и конструктивное выполнение.

3.40. На каком расстоянии x от середины ВГ, волновое сопротивление которого равно 570 Ом , следует включить концы двухпроводного фидера, имеющего волновое сопротивление 600 Ом , если согласование вибратора с фидером производится по схеме параллельного питания на волне $\lambda = 30 \text{ м}$?

Ответ. $x = 0,06\lambda = 1,8 \text{ м}$.

3.41. Какое должно быть установлено соотношение между радиусом вибратора и длиной волны, чтобы волновое сопротивление вибратора было равно 300 Ом ?

Решение. Волновое сопротивление вибратора рассчитывается по формуле $Z_{\text{вА}} = 276 \lg(\lambda/\pi r) - 120$.

Учитывая, что $Z_{\text{вА}} = 300 \text{ Ом}$, получим $\lg(\lambda/\pi r) = 420/276 = 1,52$; $\lambda/\pi r = 33,1$; $r/\lambda = 1/\pi \cdot 33,1 = 0,96 \cdot 10^{-2}$.

Значит, диаметр вибратора $2r$ должен составлять примерно $0,02$ от длины волны λ . Например, при $\lambda = 60 \text{ м}$ диаметр $2r = 0,02 \cdot 60 = 1,2 \text{ м}$. Такие толстые вибраторы используются для работы в широком диапазоне волн. Диполь Надененко, например, изготавливается не сплошным, а в виде параллельных проводов, расположенных по образующим цилиндра большого диаметра.

3.42. Имеется диполь Надененко ВГД $\frac{20}{15} 2$, стороны которого образованы восемью проводами диаметром $2r' = 3 \text{ мм}$. Определить волновое сопротивление диполя.

Решение. 1. Расшифровываем обозначение диполя ВГД $\frac{20}{15} 2$: вибратор горизонтальный диапазонный с длиной одного плеча $l = 20 \text{ м}$, со средней высотой подвеса над землей $h = 15 \text{ м}$ и диаметром вибратора $2r = 2 \text{ м}$.

2. Находим эквивалентный радиус диполя Надененко (r_3 – это радиус сплошного вибратора, имеющего такое же волновое сопротивление $Z_{\text{вА}}$, как диполь Надененко). Расчет r_3 производится по формуле

$$r_3 = r^n \sqrt{\frac{nr'}{r}} = 1 \cdot 8 \sqrt{\frac{8 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{1}} = 0,58,$$

где n – число проводов в цилиндре, принято равным восьми; r' – радиус проводов, расположенных по образующим цилиндров диполя; r – радиус цилиндрической поверхности вибратора.

3. Волновое сопротивление диполя

$$Z_{вА} = 276 \lg(\lambda/\pi r) - 120 = 276 \lg(40/2 \cdot 0,58) = 304,3 \text{ Ом.}$$

3.43. Диполь Надененко длиной 30 м изготовлен из шести проводов радиусом 1,5 мм, расположенных по образующим цилиндра радиусом 0,75 м. Каково волновое сопротивление диполя?

Ответ. $Z_{вА} = 287 \text{ Ом.}$

3.4. Синфазная горизонтальная антенна

3.44. Описать схему и конструкцию синфазной горизонтальной (СГ) антенны.

3.45. Перечислить и обосновать основные электрические показатели СГ-антенн. Как производится согласование антенны с фидерами?

3.46. Какого порядка рабочий диапазон СГ-антенн? Чем объясняется узкая полоса СГ-антенн?

3.47. Определить среднее значение сопротивления излучения $R_{\Sigma 1}$, приходящегося на один вибратор антенны СГ $\frac{2}{4} P$, если $R_{\Sigma А} = 1117 \text{ Ом.}$

Почему каждое из этих сопротивлений больше, чем для одиночного вибратора?

Решение. Для антенны СГ $\frac{n}{p} P$, где n – число этажей, p – число вибраторов в этаже, а P – указывает на наличие рефлектора в этаже, среднее значение сопротивления излучения одного вибратора $R_{\Sigma 1}$ в np раз меньше сопротивления излучения всей антенны $R_{\Sigma А}$. В данном случае (СГ $\frac{2}{4} P$, $R_{\Sigma А} = 1117 \text{ Ом}$) имеем

$$R_{\Sigma 1} = R_{\Sigma А} / np = 1117 / 2 \cdot 4 = 139 \text{ Ом.}$$

Поскольку питание антенн СГ производится в пучности напряжения вибратора, то можно рассматривать эту антенну как совокупность волновых вибраторов, каждый из которых образован двумя полуволновы-

ми вибраторами одного этажа с общей линией питания. Одиночный волновой вибратор имеет $R_{\Sigma\Pi} = 200$ Ом, т.е. меньше, чем приходится на один волновой вибратор данной антенны ($2R_{\Sigma\Pi} = 2 \cdot 139 = 278$ Ом). Причина этого – внесение сопротивления в каждый вибратор рефлектором, другими вибраторами, собственно антенны и землей.

3.48. Определить входное сопротивление антенн $\text{СГ} \frac{2}{4} \text{P}$ ($R_{\Sigma\text{A}} = 1117$ Ом)

и $\text{СГ} \frac{2}{8} \text{P}$ ($R_{\Sigma\text{A}} = 2300$ Ом), полагая, что волновое сопротивление одного вибратора $Z_{\text{вА}} = 1000$ Ом.

Ответ. $R_{\text{вх}} = 895$ Ом для $\text{СГ} \frac{2}{4} \text{P}$; $R_{\text{вх}} = 435$ Ом для $\text{СГ} \frac{2}{8} \text{P}$.

3.49. Рассчитать коэффициент стоячей волны (КСВ) на всех участках фидеров, питающих антенну $\text{СГ} \frac{4}{8} \text{P}$ (рис. 3.5), при условии, что волновое сопротивление фидера $Z_{\text{в.ф}} = 600$ Ом, а волновое сопротивление вибраторов $Z_{\text{вА}} = 1000$ Ом. Сопротивление излучения всей антенны $R_{\Sigma\text{A}} = 4359$ Ом.

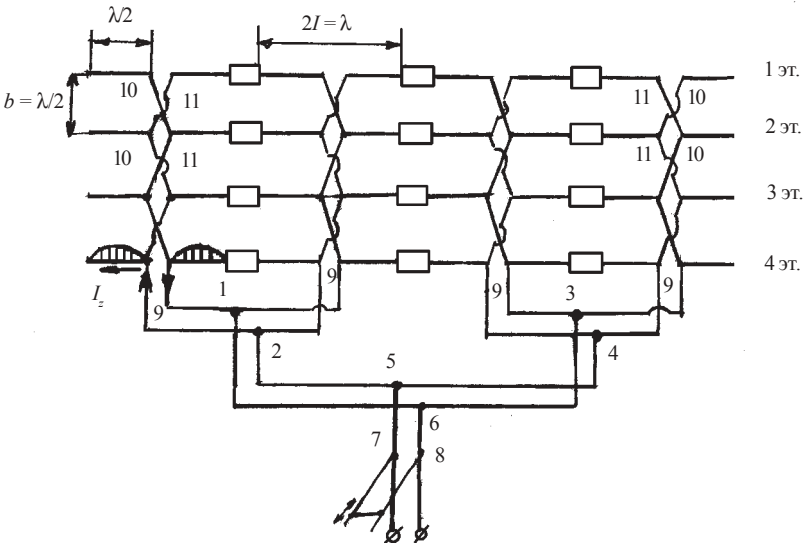


Рис. 3.5

Решение. На уровне верхнего первого этажа (1 эт.) входное сопротивление волнового вибратора, подключенного к линии питания одной секции 9, равно

$$R_{\text{вх1}} = \frac{Z_{\text{вА}}^2}{R_{\Sigma\Pi}} = \frac{1000^2 \left(\frac{np}{2} \right)}{R_{\Sigma\Lambda}} = \frac{10^6 \cdot 16}{4359} = 3680 \text{ Ом},$$

где $R_{\Sigma\text{пуч}} = R_{\Sigma\Lambda} / \left(\frac{np}{2} \right)$ – сопротивление излучения, отнесенное к пучности тока одного волнового вибратора.

Ниже этажом (2 эт.) входное сопротивление $R_{\text{вх2}} = \frac{R_{\text{вх1}}}{2} = 1840 \text{ Ом}$.

Еще ниже этажом (3 эт.) входное сопротивление $R_{\text{вх3}} = \frac{R_{\text{вх1}}}{3} = 1227 \text{ Ом}$.

На нижнем этаже (4 эт.) антенны входное сопротивление $R_{\text{вх4}} = \frac{R_{\text{вх1}}}{4} = 920 \text{ Ом}$.

К точкам 1–2 подключаются параллельно две секции, а потому входное сопротивление на них $R_{1-2} = \frac{R_{\text{вх4}}}{2} = 460 \text{ Ом}$.

К точкам 5–6 подключаются параллельно два равных сопротивления $R_{\text{вх1-2}}$ и $R_{\text{вх3-4}}$, следовательно, $R_{\text{вх5-6}} = \frac{R_{\text{вх1-2}}}{2} = 280 \text{ Ом}$.

Теперь определяем коэффициенты стоячих волн на участках фидеров между 1-м и 2-м этажами, 2-м и 3-м этажами и т. д.

$$k_{\text{с.в1-2}} = \frac{R_{\text{вх1}}}{Z_{\text{в.ф}}} = \frac{3680}{600} = 6,1;$$

$$k_{\text{с.в2-3}} = \frac{R_{\text{вх2}}}{Z_{\text{в.ф}}} = \frac{1840}{600} = 3,1; \quad k_{\text{с.в3-4}} = \frac{R_{\text{вх3}}}{Z_{\text{в.ф}}} = \frac{1227}{600} = 2,1;$$

$$k_{c.в4-(1-2)} = \frac{R_{вх4}}{Z_{в.ф}} = \frac{920}{600} = 1,5; \quad k_{c.в(1-2)-(5-6)} = \frac{Z_{в.ф}}{R_{вх(1-2)}} = \frac{600}{460} = 1,3;$$

$$k_{c.в(7-8)-(5-6)} = \frac{Z_{в.ф}}{R_{вх(5-6)}} = \frac{600}{280} = 2,1.$$

3.50. Определить КСВ на всех участках фидеров, питающих антенну СГ $\frac{2}{4} P$ ($R_{\Sigma A} = 1117 \text{ Ом}$), при условии, что волновое сопротивление фидера $Z_{в.ф} = 600 \text{ Ом}$, а волновое сопротивление вибраторов $Z_{в.а} = 1000 \text{ Ом}$.

Ответ. Коэффициент стоячей волны в фидере, начиная от верхнего этажа и кончая главным фидером, принимает значения 6; 3; 1,5; 1,6.

3.51. Мощность, излучаемая антенной СГ $\frac{2}{4} P$, равна 10 кВт. Определить амплитуды токов и напряжений вибраторов в пучностях, полагая, что волновое сопротивление вибратора равно 1000 Ом.

Решение. 1. Определяем среднюю мощность, излучаемую одним вибратором:

$$P_{\Sigma 1} = \frac{P_{\Sigma A}}{mn} = \frac{10}{4 \cdot 2} = 1,25 \text{ кВт.}$$

2. Среднее значение сопротивления излучения одного вибратора

$$R_{\Sigma 1} = \frac{R_{\Sigma A}}{mn} = \frac{1117}{8} = 139 \text{ Ом.}$$

3. Амплитуда тока вибратора в пучности

$$U_{m_{пуч}} = I_{m_{пуч}} Z_{вА} = 4,3 \cdot 10^3 = 4300 \text{ В} = 4,3 \text{ кВ.}$$

3.52. Амплитуда напряжения в пучности одного вибратора антенны СГ $\frac{4}{8} P$ равна 2 кВ. Определить мощность, излучаемую антенной, полагая, что волновое сопротивление вибратора 1000 Ом. Сопротивление излучения антенны $R_{\Sigma A} = 4359 \text{ Ом}$.

Ответ. $P_{\Sigma A} = 8,7 \text{ кВт}$.

3.53. Описать синфазную диапазонную антенну. Какие средства применяются для расширения диапазона частот синфазных вибраторных антенн?

3.5. Ромбические антенны

3.54. Описать схему простой ромбической антенны.

3.55. Описать излучение провода с бегущей волной тока. Написать функцию направленности провода и отметить особенности ДН, выражаемой этой функцией.

3.56. Почему провод, обтекаемый бегущей волной тока, создает однопольное излучение, а провод со стоячей волной тока излучает и в обратном направлении?

3.57. Из каких соображений выбираются режим работы антенны и взаимное расположение проводов в ней?

3.58. Описать конструктивное выполнение простой ромбической антенны.

3.59. Расшифровать следующие обозначения: РГ $\frac{65}{4}1$; РГ $\frac{57}{1,7}0,5$; РГД $\frac{70}{6}1,25$.

3.60. Определить оптимальные углы ромба при длине каждой стороны его $l = 2\lambda; 3\lambda; 4\lambda; 5\lambda; 6\lambda; 8\lambda; 10\lambda$.

Решение. Максимум излучения провода, обтекаемого бегущей волной тока, направлен под углом, косинус которого $\cos \varphi_{\max} = 1 - \frac{\lambda}{2l}$. Острый угол ромба равен $2\varphi_{\max}$, а тупой угол $2\gamma = 180^\circ - 2\varphi_{\max}$.

Таблица 3.2

Длина провода	2λ	3λ	4λ	5λ	6λ	8λ	10λ
φ_{\max}°	41,4	33,5	28,9	25,8	23,6	20,6	18,2
Острый угол $2\varphi_{\max}^\circ$	82,8	67	57,8	51,6	47,2	41,2	36,4
Тупой угол ромба $2\gamma^\circ = 180^\circ - 2\varphi_{\max}^\circ$	97,2	113	122,2	128,4	132,8	138,8	143,6

Как видно из расчета при изменении длины волны $l > 4\lambda$ получается весьма незначительное изменение углов ромба, что сохраняет неизмен-

ным направление максимального излучения и приема, которое совпадает с главной диагональю ромба. В этом одна из причин хороших диапозонных свойств ромбической антенны. Заметим, что если учесть затухание волн в проводе, то углы φ_{\max} окажутся несколько меньше, а углы γ – соответственно больше.

3.61. Определить высоту h ромбической антенны в длинах волн при оптимальном угле наклона луча $\delta = 15^\circ$.

Ответ. $h \approx \lambda_0$.

3.62. Выбрать стандартную ромбическую антенну для связи на расстоянии 2000 км.

Решение. Сначала определяем высоту антенны. Так как при связи более чем на 1500 км оптимальный угол наклона луча к земной поверхности равен $\delta_{\text{опт}} = 15^\circ$, то $h = \lambda_0$ (см. задачу 3.61).

Затем находим длину провода ромба l . Чем больше эта длина, тем меньше сказывается изменение длины волны на направлении максимального излучения антенны и тем уже главный лепесток ДН. Вместе с тем уменьшается угол наклона луча в вертикальной плоскости, поскольку каждый провод ромба служит осью, относительно которой ориентируется ДН всей антенны. Поэтому имеется определенная зависимость между наиболее выгодными значениями угла наклона луча в вертикальной плоскости $\delta_{\text{опт}}$ и половиной тупого угла ромба γ , а именно $\gamma = 90^\circ - \delta_{\text{опт}} = 90 - 15 = 75^\circ$.

Этому углу согласно табл. 3.2 соответствует длина $l > 10\lambda_0$. Если учесть затухание в проводе, то углу $\gamma = 75^\circ$ соответствует длина провода $l = 7,5\lambda_0$, но при такой величине l антенна окажется чрезмерно громоздкой. Поэтому предпочитают устанавливать длину $l = 4\lambda_0$, которой соответствует угол $\gamma = 65^\circ$. Итак, в данном случае целесообразно

использовать антенну $P \frac{65}{4} 1$ с параметрами ($\gamma = 65^\circ$, $l = 4\lambda_0$, $h = \lambda_0$).

3.63. Определить высоту h ромбической антенны в длинах волн при оптимальном угле наклона луча $\delta = 15^\circ$.

Ответ. $h \approx \lambda_0$.

3.64. Определить высоту h ромбической антенны в длинах волн при оптимальном угле наклона луча $\delta = 30^\circ$

Ответ. $h \approx 0,5\lambda_0$.

3.65. Описать двойную ромбическую антенну и отметить преимущества ее перед простой ромбической антенной.

3.6. Антенна бегущей волны

3.66. Описать конструкцию и обозначение КВ-антенны бегущей волны.

3.67. Описать принцип действия антенны бегущей волны (АБВ).

3.68. Описать влияние элементов связи на характеристики АБВ.

3.69. Составить функцию направленности АБВ. Нарисовать ДН АБВ в горизонтальной и вертикальной плоскости.

3.70. С какой целью применяют параллельное соединение полотен в АБВ? Привести пример типовой сдвоенной АБВ.

3.71. Определить фазовую скорость V_{ϕ} , которую целесообразно установить в линии АБВ, имеющей длину 91,2 м и работающей в диапазоне волн $\lambda = 14\text{--}25$ м.

Решение. Коэффициент замедления волны, при котором получается максимальный коэффициент усиления антенны, определяется по формуле

$$\xi_{\text{опт}} = 1 + \frac{\lambda}{2l_A} = 1 + \frac{14}{2 \cdot 91,2} = 1,08.$$

Подставляем в эту формулу $l_A = 91,2$ м и $\lambda = \lambda_{\min} = 14$ м (наибольшее замедление получается при минимальной длине волны). Этому соответствует фазовая скорость в линии

$$V_{\phi} = \frac{C}{\xi_{\text{опт}}} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,08} = 2,778 \cdot 10^8 \text{ м/с.}$$

3.72. При какой фазовой скорости в собирательной линии АБВ имеет максимальный коэффициент усиления, если длина собирательной линии равна 100 м, а длина волны 25 м?

Ответ. $V_{\phi} = 2,667 \cdot 10^8$ м/с.

3.73. Рассчитать фазовую скорость волн в собирательной линии антенны бегущей волны $B \frac{39}{4} \cdot \frac{4}{2,4} 16$ полагая, что волновое сопротивление линии при отключенных вибраторах равно 600 Ом.

Решение. Погонная емкость собирательной линии антенны (без вибраторов) определяется исходя из того, что волновое сопротивление этой линии $Z_{\text{в.л}} = 600$ Ом, а скорость распространения волн в ней $C = 3 \cdot 10^8$ м/с:

$$Z_{\text{в.л}} = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}; \quad C = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}},$$

откуда

$$C_1 = \frac{1}{CZ_{в.л}} = \frac{1}{3 \cdot 10^8 \cdot 600} = 5,111 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м.}$$

За счет конденсаторов связи, емкость которых согласно наименованию антенны равна $C_{\kappa} = 4,4 \text{ пФ}$, погонная емкость собирательной линии увеличивается. Поскольку через участок линии, равный $2,4 \text{ м}$, эти конденсаторы соединяются попарно последовательно, то дополнительная погонная емкость

$$\frac{C_{\kappa}}{2l} = \frac{4,4 \cdot 10^{-12}}{2 \cdot 2,4} = 0,9188 \cdot 10^{-12} \text{ Ф/м.}$$

Если пренебречь шунтирующим действием вибраторов, то фазовая скорость в линии выразится формулой

$$V_{\phi} = \frac{1}{\sqrt{L_1 \left(C_1 + \frac{C_{\kappa}}{2l} \right)}},$$

а коэффициент замедления волн в линии

$$\xi = \frac{C}{V_{\phi}} = \frac{\sqrt{L_1 \left(C_1 + \frac{C_{\kappa}}{2l} \right)}}{\sqrt{L_1 C_1}} = \sqrt{\frac{C_1 + \frac{C_{\kappa}}{2l}}{C_1}} = \sqrt{\frac{5,1111 + 0,9188}{5,1111}} = 1,098.$$

Фазовая скорость волн в линии антенны

$$V_{\phi} = \frac{C}{\xi} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,098} = 2,7322 \cdot 10^8 \text{ м/с.}$$

3.74. Рассчитать коэффициент замедления и фазовую скорость волн

в собирательной линии антенны $B \frac{24}{8} \cdot \frac{15}{3,96} 16$ полагая, что волновое сопротивление линии без шунтирующих элементов равно 600 Ом .

Ответ. $\xi = 1,168$; $V_{\phi} = 2,525 \cdot 10^8 \text{ м/с}$.

3.7. Согласование фидера с нагрузкой

3.75. В чем физический смысл согласования сопротивлений при помощи четвертьволнового трансформатора? Почему трансформатор с обоих концов должен подключаться к сечениям с активным входным сопротивлением?

3.76. Определить волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора $Z_{B.C.}$, согласующего отрезки двухпроводных линий с волновыми сопротивлениями $Z_{B1} = 400$ Ом и $Z_{B2} = 600$ Ом (рис. 3.6). Вычислить также амплитуды напряжения U_{m2} и токов I_{m1}, I_{m2} на концах трансформатора, если известно, что амплитуда напряжения на первой линии $U_{m1} = 100$ В.

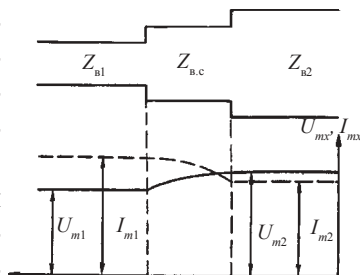


Рис. 3.6

Ответ. $Z_{B.C.} = 491$ Ом; $U_{m2} = 125$ В; $I_{m2} = 0,2$ А; $I_{m1} = 0,25$ А.

3.77. Определить волновые сопротивления $Z'_{B.C.}, Z''_{B.C.}$ двух четвертьволновых отрезков, образующих широкополосный трансформатор для согласования коаксиальных линий с волновыми сопротивлениями $Z_{B1} = 50$ Ом и $Z_{B2} = 75$ Ом.

Решение. Волновые сопротивления $Z'_{B.C.}, Z''_{B.C.}$ двух трансформаторов длиной $\lambda_0/4$ каждый, которые обеспечивают широкополосное согласование сопротивлений Z_{B1} и Z_{B2} :

$$Z'_{B.C.} = \sqrt{Z_{B1} \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}} = \sqrt{50 \sqrt{50 \cdot 75}} = 55,5 \text{ Ом};$$

$$Z''_{B.C.} = \sqrt{Z_{B2} \sqrt{Z_{B1} Z_{B2}}} = \sqrt{75 \sqrt{50 \cdot 75}} = 67,6 \text{ Ом}.$$

3.78. Широкополосный трансформатор состоит из двух четвертьволновых отрезков с волновыми сопротивлениями $Z'_{B.C.} = 52$ Ом и $Z''_{B.C.} = 65$ Ом. Чему равны волновые сопротивления линий?

Ответ. $Z_{B1} = 46,7$ Ом; $Z_{B2} = 71,8$ Ом.

3.79. Рассчитать экспоненциальный фидерный трансформатор, предназначенный для согласования антенны с активным входным сопротивлением 600 Ом и фидера с волновым сопротивлением 300 Ом. Фидер выполнен из двух медных проводов диаметром $2r = 3$ мм. Допустимый КСВ равен 1,1 на волне $\lambda_{max} = 80$ м.

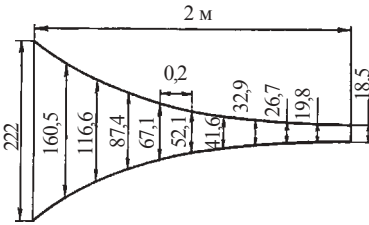
Решение. 1. Определяем коэффициент b , характеризующий степень изменения параметров трансформатора

$$|b| = \frac{8\pi}{\lambda_{\max}} k_{c.в} = \frac{8\pi}{80} 1,1 = 0,345 \frac{1}{\text{м}}$$

2. Определяем длину трансформатора

$$l = \frac{2,3}{b} \lg \frac{Z_{в2}}{Z_{в1}} = \frac{2,3}{0,345} \lg \frac{600}{300} = 2 \text{ м.}$$

3. Определяем волновые сопротивления $Z_{в}$ и расстояния между проводами a_x в различных сечениях трансформатора ($x = 0, 2, 4, \dots, 20$ м). При этом имеем в виду, что крайние значения волновых сопротивлений равны 600 и 300 Ом и для воздушной двухпроводной линии, являющейся к тому же экспоненциальным трансформатором, справедливы равенства:



$$Z_{вх} = 276 \lg \frac{a_x}{r_1}; \quad Z_{вх} = Z_{в2} e^{-bx}$$

Рис. 3.7

Результаты расчета приведены в табл. 3.3 и иллюстрируются рис. 3.7.

Таблица 3.3

x , мм	0	0,4	0,8	1,2	1,6	2,0
bx	0	0,138	0,276	0,414	0,552	0,690
e^{-bx}	1	0,871	0,759	0,661	0,576	0,500
$Z_{вх}$	600	522,7	455,3	396,6	345,7	300
$\lg(a_x/r_1)$	2,17	1,89	1,65	1,44	1,25	1,086
(a_x/r_1)	148	77,7	44,7	27,7	17,8	12,3
a_x , мм	222	116,6	67,1	41,6	26,7	18,5

3.80. Докажите, что в любой линии, замкнутой на комплексное или активное сопротивление, не равное волновому, имеется в пределах любого участка длиной $\lambda/4$ такое сечение, в котором активная составляющая эквивалентного сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Почему в это сечение включается согласующий шлейф и в чем проявляется его действие?

3.81. Определить место включения и длину шлейфа для согласования двухпроводного фидера с нагрузкой, если при помощи измерительной линии установлено, что в отсутствие шлейфа КСВ равен 4 и расстояние от нагрузки до ближайшего минимума напряжения равно $0,19\lambda$.

Решение. Для решения воспользуемся круговой диаграммой проводимостей (сопротивлений) Вольперта–Смита.

1. От нижней точки окружности постоянного КСВ ($k_{с.в} = 4$) на диаграмме проводимостей (рис. 3.8) совершаем поворот против часовой стрелки (к нагрузке) на $0,19\lambda$ и проводим прямую ab , соединяющую центр диаграммы с меткой $0,25+0,19 = 0,44 \lambda$ на шкале δ . Затем, находим нормированную проводимость нагрузки по точке b пересечения линии ab с окружностью постоянного КСВ, равного 4:

$$y_2 = 0,284 + j0,374.$$

2. Определяем расстояние l_1 от нагрузки до сечения линии с входной нормированной проводимостью, равной волновой ($g = 1$). Так как на данном участке линии $k_{с.в} = 4$, то для этого проводим прямые линии ab' и av' через точки пересечения z и e окружности постоянного $k_{с.в} = 4$ и окружность нормированной активной постоянной проводимости $g = 1$.

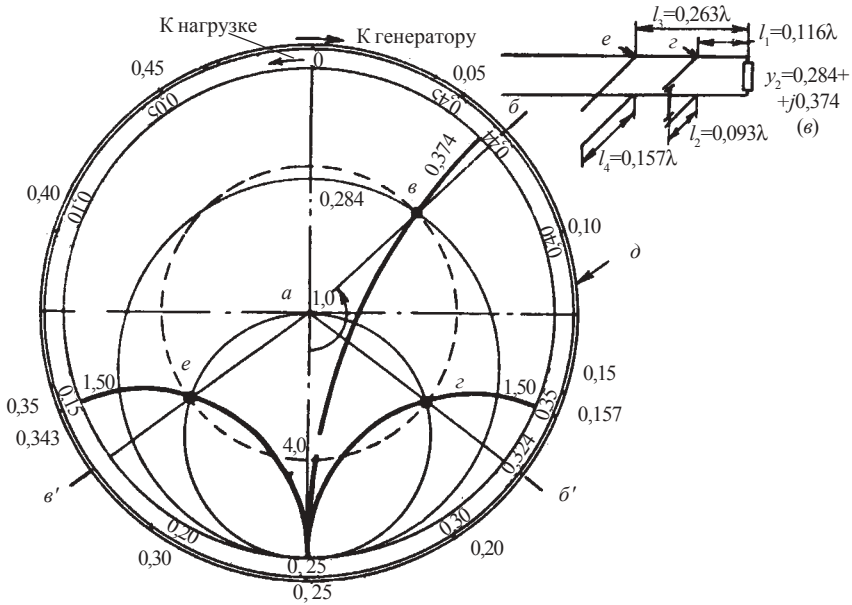


Рис. 3.8

Наличие двух точек пересечения подтверждает возможность согласования при двух различных положениях шлейфа. Линия ab' пересекает шкалу δ в положении $0,324\lambda$, а линия av' – в положении $0,177\lambda$. Следовательно, в первом случае расстояние $l_1 = 0,44 - 0,324 = 0,116\lambda$; во втором случае $l_1 = 0,44 - 0,177 = 0,263\lambda$.

3. Определяем нормированную реактивную составляющую входной проводимости линии в месте подключения шлейфа.

Согласно положению точек z и e на круговой диаграмме эта проводимость в первом случае $b_{\text{вх}} = 1,5$, а во втором случае $b_{\text{вх}} = -1,5$. Следовательно, в первом случае проводимость шлейфа должна быть индуктивной ($b_{\text{шл}} = -1,5$), а во втором случае – емкостной ($b_{\text{шл}} = 1,5$). Это значит, что

при длине шлейфа $l_2 < \frac{\lambda}{4}$ первый шлейф является короткозамкнутым, а второй – разомкнутым. Для определения длины короткозамкнутого шлейфа l_2 совершаем поворот вдоль внешней окружности диаграммы от ее нижней точки ($b = \infty$) по часовой стрелке (к генератору) до получения $b_{\text{шл}} = -1,5$. При этом линия вращения пересекает шкалу δ на метке $0,343\lambda$. Следовательно, длина шлейфа $l_2 = 0,343 - 0,25 = 0,093\lambda$. Во втором случае поворот начинают с верхней точки диаграммы ($b = 0$) в направлении по часовой стрелке до пересечения с кривой постоянной реактивной проводимости $b = 1,5$. Эта точка соответствует длине разомкнутого шлейфа $l_2 = 1,157\lambda$.

3.82. Определить место включения и длину короткозамкнутого шлейфа для согласования коаксиального фидера с его нагрузкой, имеющей комплексное сопротивление $Z_2 = (100 + j60)$ Ом. Волновое сопротивление фидера 50 Ом; на максимальной длине волны рабочего диапазона 40 м допустимый КСВ равен 1,05.

Ответ. Расстояние $l_1 = 0,205\lambda$, длина шлейфа $l_2 = 0,115\lambda$.

3.83. Определить входную проводимость металлического изолятора, изображенного на рис. 3.9, при длине волны $\lambda = 15\lambda_0$ и волновых сопротивлениях $Z_{\text{в1}} = 100$ Ом, $Z_{\text{в2}} = 82$ Ом.

Решение. 1. Определяем размер l изолятора:

$$l = 0,25\lambda_0 = \frac{0,25\lambda}{1,15} = 0,2175\lambda.$$

2. Проводимость основной линии с волновым сопротивлением $Z_{\text{в1}} = 100$ Ом, отнесенная к волновой проводимости металлического изолятора ($1/Z_{\text{в2}} = 1/82$) 1/Ом, равна $y_{\text{де}} = g_{\text{де}} = 0,0182 = 0,82$.

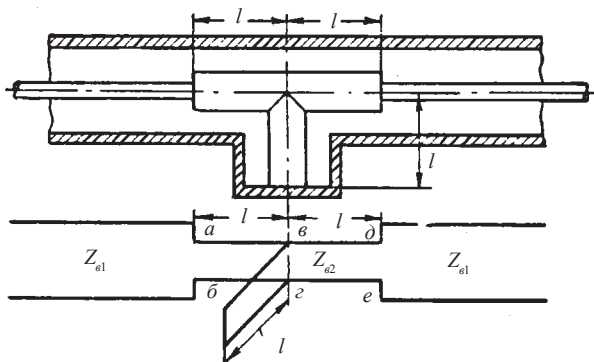


Рис. 3.9

Эта нормированная проводимость отражена на круговой диаграмме (рис. 3.10) точкой А и соответствует нагрузке на диапазонный изолятор в сечении de .

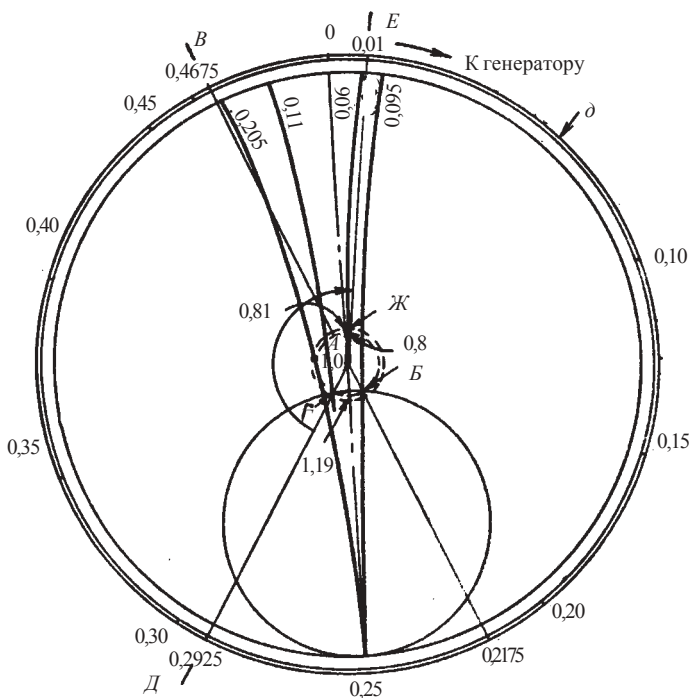


Рис. 3.10

3. Определяем нормированную проводимость в сечении $вг$ со стороны линии $в - д, з - е$. Для этого совершаем поворот по часовой стрелке от А до Б вдоль линии постоянного коэффициента бегущей волны (КБВ) $k_{б.в}$, равного 0,82 на угол, соответствующий $0,2175\lambda$. В точке Б $y'_{вг} = 1,19 + j0,095$.

4. Определяем нормированную проводимость, вносимую короткозамкнутым шлейфом в сечение $вг$. Для этого совершаем поворот по часовой стрелке вдоль внешней окружности диаграммы на $0,2175\lambda$ ($0,2500 + +0,2175 = 0,4675\lambda$) от нижней точки ($y = \infty$) до точки В. В этой точке $y''_{вг} = -j0,205$.

5. Суммарная нормированная проводимость в сечении $вг$ (точка Г на диаграмме)

$$y_{вг} = y'_{вг} + y''_{вг} = 1,19 + j0,095 - j0,205 = 1,19 - j0,11$$

определяет нагрузку на линию $а-в, б-г$. В точке Г коэффициент бегущей волны $k_{б.в} = 0,81$. Линия, проходящая через центр диаграммы и точку Г, пересекает шкалу $д$ в положении $0,2925\lambda$ (точка Д).

6. Определяем нормированную проводимость в сечении $аб$ со стороны диапазонного изолятора.

Для этого совершаем поворот линии 1–Д по часовой стрелке $0,2175\lambda$ ($0,2925 + 0,2175 = 0,51\lambda$ или $0,01\lambda$).

В новом положении линия 1–Е пересекает окружность КБВ, равного 0,81 в точке Ж, где $y_{аб} = 0,081 + j0,06$.

Полная проводимость в сечении $аб$ будет

$$Y_{аб} = y_{аб} \frac{1}{Z_{в2}} = \frac{0,081 + j0,06}{82} = (0,000989 + j0,000732) \text{ 1/Ом,}$$

т. е. весьма близкой к проводимости основной линии, что и требовалось доказать.

Библиографический список

1. Айзенберг Г. З. Антенны для магистральных радиосвязей. М.: Связь, 1948.
2. Береговые антенно-фидерные устройства. М.: Военное издательство Министерства обороны СССР, 1958.
3. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высш. шк., 1972.

4. АНТЕННЫ УЛЬТРАКОРОТКИХ ВОЛН

4.1. Антенна типа «волновой канал»

4.1. Описать схему директорной антенны (типа «волновой канал») и принцип получения в ней однонаправленного излучения. Почему в антенну «волновой канал» (рис. 4.1) вводят несколько директоров (D_1, D_2, D_3) и только один рефлектор (P)?

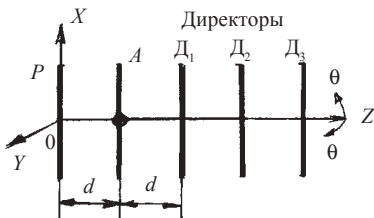


Рис. 4.1

4.2. Рассмотреть антенну типа «волновой канал» как линейную решетку бегущей волны с замедленной фазовой скоростью и осевым излучением. С помощью ДН и векторных диаграмм показать, что рефлектор должен обладать реактивным сопротивлением индуктивного характера, а директор – емкостного.

4.3. Написать и обосновать формулы КНД и ширины ДН директорной антенны. Отметить ее достоинства, недостатки и области применения.

4.4. Антенна типа «волновой канал» состоит из активного вибратора, рефлектора и трех директоров и имеет общую длину $l_A = 6$ м. Длина волны $\lambda = 6$ м. Определить КНД антенны D.

4.5. Рассчитать ДН в E- и H-плоскостях линейной системы излучателей, состоящей из двух параллельных симметричных вибраторов длиной $2l = \lambda/2$, расположенных на расстоянии $d = \lambda/4$ друг от друга и питаемых токами одинаковой амплитуды, но со сдвигом по фазе $\psi = \pi/2$ (система антенна-рефлектор).

Решение. КНД антенны типа «волновой канал» с оптимальной длиной l_A рассчитывается по формуле

$$D \approx k_1 \frac{l_A}{\lambda} \approx \frac{7 \cdot 6}{6} = 7,$$

где $k_1 = 5-10$, коэффициент, зависящий от числа вибраторов.

Решение. ДН линейной системы излучателей по теореме перемножения определяется произведением функции направленности одного излучателя $f_1(\theta)$ на множитель решетки $f_n(\theta)$ из n излучателей. Используя данные задачи, получим выражения для множителя решетки:

$$f_{n=2}(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{n}{2}(kd \cos\theta - \psi)\right]}{n \sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos\theta - \psi)\right]} =$$

$$= \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2}(\cos\theta - 1)\right]}{2 \sin\left[\frac{\pi}{4}(\cos\theta - 1)\right]} = \cos\left[\frac{\pi}{4}(1 - \cos\theta)\right]; \quad (4.1)$$

здесь $kd = \frac{2\pi \lambda}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2} = \psi$.

Диаграмма направленности вибратора в E -плоскости рассчитывается по выражению

$$f_{1E}(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin\theta\right)}{\cos\theta}. \quad (4.2)$$

Поскольку ДН вибратора в H -плоскости определяется выражением $f_{1H}(\theta) = 1$, вибратор излучает во все стороны равномерно, то выражение (4.1) соответствует функции направленности системы А-Р в H -плоскости.

Расчет функции направленности по выражению (4.1) приведен в табл. 4.1.

Таблица 4.1

θ°	0	20	30	40	50	60	70	80	90
$f_{n=2}(\theta)$	1	0,999	0,994	0,983	0,961	0,924	0,869	0,797	0,707

Окончание табл. 4.1

θ°	100	110	120	130	140	150	160	170	180
$f_{n=2}(\theta)$	0,604	0,494	0,383	0,277	0,183	0,105	0,047	0,012	0

Расчет функции направленности вибратора по выражению (4.2) приведен в табл. 4.2.

Таблица 4.2

θ°	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$f_{1E}(\theta)$	1	0,98	0,92	0,82	0,69	0,56	0,42	0,28	0,13	0

Таблица 4.3

θ^0	0	20	30	40	50	60	70	80	90
$f_{\text{л.с}}(\theta)$	1	0,913	0,812	0,683	0,537	0,386	0,24	0,109	0

Окончание табл. 4.3

θ^0	100	110	120	130	140	150	160	170	180
$f_{\text{л.с}}(\theta)$	-0,083	-0,136	-0,160	-0,155	-0,127	-0,086	-0,043	-0,012	0

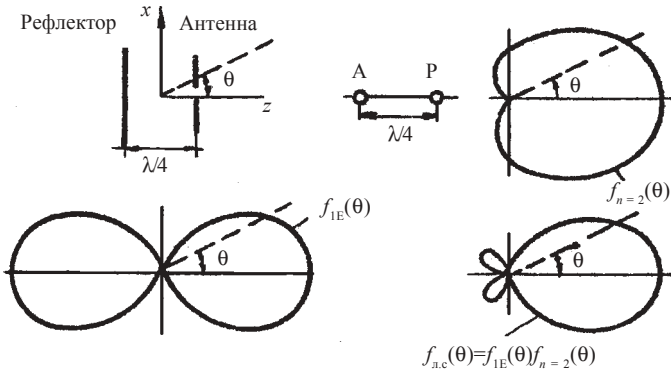


Рис. 4.2

Результаты перемножения приведенных в таблицах функций сведены в табл. 4.3 и являются искомой функцией направленности системы А-Р в E -плоскости $f_{\text{л.с}}(\theta)$. На рис. 4.2 приведен вид рассчитанных ДН.

4.2. Диэлектрические стержневые антенны

4.6. Какие антенны называются “антеннами поверхностных волн”?

Укажите составные части и режим работы этих антенн.

4.7. Описать устройство диэлектрических стержневых антенн.

4.8. Описать структуру полей и направленные свойства диэлектрической стержневой антенны. Из каких соображений диэлектрическому стержню (рис. 4.3) придают коническую форму?

4.9. Каковы оптимальные размеры и КНД диэлектрической стержневой антенны? В каких слу-

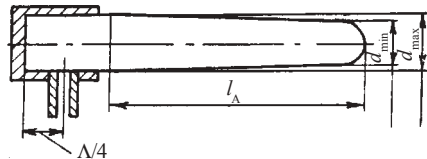


Рис. 4.3

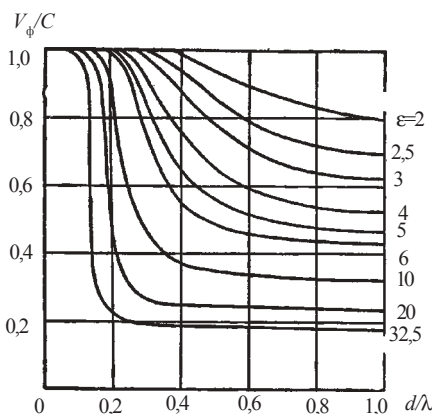


Рис. 4.4

волны λ при данном значении ϵ показана на рис. 4.4.

Решение. 1. Средний диаметр стержня

$$d_{\text{ср}} = 0,5(d_{\text{min}} + d_{\text{max}}) = 0,5(5 + 3,5) = 4,25.$$

2. По графику (см. рис. 4.4.) находим, что при $d/\lambda = 4,25/10 = 0,425$ и $\epsilon = 2,5$ отношение $V_{\phi}/C = 0,91$. Это соответствует коэффициенту за-

медления $\xi = C/V_{\phi} = 1,1$.

4.11. Определить оптимальные значения максимального и минимального диаметров диэлектрического стержня с $\epsilon = 2,3$, который излучает волны с длиной $\lambda = 12$ см.

Ответ. $d_{\text{max}} = 5,9$ см; $d_{\text{min}} = 3,7$ см.

4.12. Определить фазовую скорость V_{ϕ} волны в диэлектрической антенне оптимальных размеров и КНД антенны D_0 , если излучающий стержень имеет длину $l_A = 30$ см, длина волны $\lambda = 6$ см и $\epsilon = 2,3$.

Ответ. $V_{\phi} = 2,727 \cdot 10^8$ м/с; $D_0 \approx 37,5$.

4.13. Рассчитать диэлектрическую антенну в виде стержня оптимальных размеров и с коэффициентом усиления $G_0 \geq 30$ ($G_0 \geq 14,7$ дБ) при длине волны $\lambda = 7$ см. В процессе расчета необходимо определить: длину l_A , максимальный (d_{max}) и минимальный (d_{min}) диаметры стержня и фазовую скорость V_{ϕ} в нем; затухание, вызванное тепловыми потерями

чаях прибегают к многостержневой диэлектрической антенне?

4.10. Определить коэффициент замедления волны в диэлектрической антенне в виде стержня из полистирола ($\epsilon = 2,5$) стержня, имеющего максимальный диаметр $d_{\text{max}} = 5$ см и минимальный диаметр $d_{\text{min}} = 3,5$ см, если длина волны $\lambda = 10$ см.

Зависимость отношения фазовой скорости V_{ϕ} к скорости света C от отношения среднего диаметра стержня d к длине

в стержне; коэффициенты направленного действия; построить ДН и определить ширину ДН. При расчетах воспользуйтесь зависимостью скорости V_{ϕ} от отношения среднего диаметра стержня d к длине волны λ (рис. 4.4.).

Решение. 1. Длина стержня l_A ограничивает возможность реализации антенны. Поэтому начинаем с того, что, принимая КПД $\eta_A = 0,85$, вычисляем КНД

$$D_0 = G_0 / \eta_A = 30 / 0,85 = 35.$$

После чего, пользуясь формулой КНД антенн бегущих волн с оптимальной длиной

$$D_0 \approx (7 \div 8) \frac{l_A}{\lambda},$$

находим длину стержня оптимальных размеров

$$l_A = \frac{D_0 \lambda}{7,5} = \frac{35 \cdot 7}{7,5} = 32,6 \text{ см.}$$

Этот размер антенны можно считать приемлемым. Если же по условиям ее эксплуатации длину l_A нужно уменьшить, то следует перейти к многостержневой диэлектрической антенне.

В качестве материала для изготовления диэлектрического стержня выбираем полистироловый текстолит ($\epsilon = 2,5$; $\text{tg} \delta = 10^{-3}$).

Максимальный диаметр стержня

$$d_{\max} = 0,565 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon - 1}} = \frac{0,565 \cdot 7}{\sqrt{2,5 - 1}} = 3,2 \text{ см.}$$

Минимальный диаметр стержня

$$d_{\min} = 0,355 \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon - 1}} = \frac{0,355 \cdot 7}{\sqrt{2,5 - 1}} = 2 \text{ см.}$$

Так как средний диаметр равен

$$d = \frac{d_{\min} + d_{\max}}{2} = 2,6 \text{ см,}$$

а отношение $\frac{d}{\lambda} = \frac{2,6}{7} = 0,37$, то согласно рис. 4.4., фазовая скорость в стержне равна $V_{\phi} = 0,91C = 0,91 \cdot 3 \cdot 10^8 = 2,79 \cdot 10^8$ м/с. Этой скорости соответствует коэффициент замедления $\xi = \frac{C}{V_{\phi}} = \frac{1}{0,92} = 1,1$ и длина волны в стержне $\lambda_{ст} = \frac{\lambda}{\xi} = \frac{7}{1,1} = 6,3$ см.

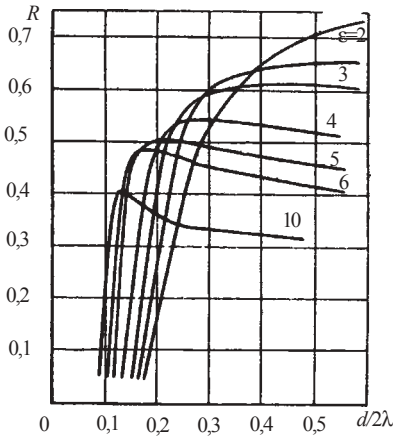


Рис. 4.5

Уточняем длину стержня l_A и находим

$$l_A = \frac{\lambda}{2(\xi - 1)} = \frac{7}{2(1,1 - 1)} = 35 \text{ см.}$$

2. Определяем затухание, обусловленное тепловыми потерями в диэлектрическом стержне:

$$\alpha = 2729\varepsilon \frac{R}{\lambda} \text{tg}\delta.$$

Имеющийся в формуле коэффициент R определяется по кривым, изображенным на рис. 4.5. Согласно относительной диэлектрической

проницаемости материала стержня $\varepsilon = 2,5$ и отношения $\frac{d}{2\lambda} = 0,18$, получим $R = 0,18$.

Следовательно, $\alpha = 2729 \cdot 2,5 \cdot 0,18 \cdot 10^{-3} / 7 = 0,175$ Нп/м.

Отсюда находим КПД антенны

$$\eta_A = e^{-2\alpha l_A} \approx \frac{1}{1 + 2\alpha l_A} = \frac{1}{1 + 2 \cdot 0,175 \cdot 0,35} = 0,89.$$

КНД антенны

$$D_0 = 7,5 \frac{l_A}{\lambda} = 7,5.$$

Коэффициент усиления антенны $G_0 = D_0 \eta_A = 37,5 \cdot 0,89 = 33,4$.

3. ДН антенны рассчитываем по формуле линейной системы непрерывных излучателей

$$f(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{\pi l_A}{\lambda} (\xi - \cos \theta) \right]}{\frac{\pi l_A}{\lambda} (\xi - \cos \theta)}, \quad (4.3)$$

где θ – угол между данным направлением и осью диэлектрического стержня, $\xi = C/V_{\phi} = 1,1$ – коэффициент замедления. ДН, рассчитанную по формуле (4.3), необходимо нормировать относительно максимального значения. Результаты расчета ДН приведены в табл. 4.4.

Таблица 4.4

θ , град	0	5	10	15	20	25	30	35	40	45
$f(\theta)_{\text{норм}}$	0,76	0,74	0,68	0,56	0,40	0,19	-0,02	-0,16	-0,22	-0,14
$f(\theta)_{\text{норм}}$	1,00	0,97	0,89	0,74	0,52	0,25	-0,03	-0,21	-0,28	-0,18

По построенной ДН определяем ее ширину на уровне 0,707 от максимального значения.

4.3. Антенны поверхностных волн

4.14. Описать устройство ребристых (гребенчатых) и плоскостных диэлектрических антенн поверхностных волн. Как замедляется фазовая скорость волн в этих антеннах?

4.15. Описать структуру электромагнитного поля поверхностной антенны. Почему волны, примыкающие к направителю антенны, называются поверхностными, а эта поверхность и сама антенна – импедансными?

4.16. Написать и обосновать уравнения для ДН в электрической и магнитной плоскостях импедансной антенны.

4.17. Отметить достоинства, недостатки и области применения импедансных антенн.

4.18. Рассчитать антенну поверхностных волн (рис. 4.6, а) с замедляющей структурой (направителем 2) в виде прямоугольных канавок при средней волне рабочего диапазона $\lambda = 3$ см и возбуждения структуры рупором 1, раскрыв которого имеет ширину $a = 30$ мм. КНД антенны D_0 должен быть не менее 34.

Решение. 1. Длина замедляющей структуры (направителя), согласно формуле

$$l_A = \frac{D\lambda_{cp}}{4 \div 8} = \frac{34 \cdot 3}{7,5} = 13,6 \text{ см.}$$

2. Оптимальный коэффициент замедления волны

$$\xi_{opt} = 1 + \frac{\lambda_{cp}}{2l_A} = 1 + \frac{3}{2 \cdot 13,6} = 1,105.$$

3. Фазовая скорость волн в замедляющей структуре

$$V_{\phi} = \frac{C}{\xi} = \frac{3 \cdot 10^8}{1,105} = 2,715 \cdot 10^8 \text{ м/с.}$$

4. Выбираем размеры ширины выступов направителя (рис. 4.6, б) s и зазора между ними t , имея в виду, что s и t не должны превышать $0,1 \lambda_{cp}$:

$$s = t = 0,05\lambda_{cp} = 0,05 \cdot 3 = 0,15 \text{ см} = 15 \text{ мм.}$$

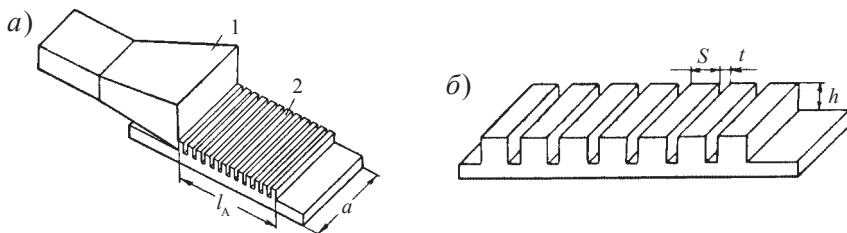


Рис. 4.6

Высоту выступов h определяем на основании формулы

$$\xi = \sqrt{1 + \left(\frac{t}{s+t}\right)^2} \operatorname{tg}^2 \beta h = \sqrt{1 + \left(\frac{t}{s+t}\right)^2} \operatorname{tg}^2 \left(\frac{360h}{\lambda_{cp}}\right),$$

откуда

$$\operatorname{tg}^2 \left(\frac{360h}{\lambda_{cp}}\right) = \frac{\xi^2 - 1}{\left(\frac{t}{s+t}\right)^2} = \frac{1,105^2 - 1}{\left(\frac{1,5}{1,5+1,5}\right)^2} = 0,864,$$

$$\frac{360^\circ h}{\lambda_{\text{ср}}} = \operatorname{arctg} 0,9295 = 42,9^\circ; h = \frac{42,9^\circ \cdot 30}{360^\circ} = 3,6 \text{ мм.}$$

5. Рассчитываем ДН антенны в плоскости E по уравнению

$$f(\theta) = \sin \theta \frac{\sin \left[\frac{\pi l_A}{\lambda} (\xi - \cos \theta) \right]}{\frac{\pi l_A}{\lambda} (\xi - \cos \theta)} \quad (4.4)$$

и в плоскости H по уравнению

$$f(\theta) = \frac{\cos \left(\frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta \right)}{1 - \left(\frac{2a}{\lambda} \sin \theta \right)^2} \cdot \frac{\sin \left[\frac{\pi l_A}{\lambda} (\xi - \cos \theta) \right]}{\frac{\pi l_A}{\lambda} (\xi - \cos \theta)}, \quad (4.5.)$$

здесь угол θ отсчитывается от нормали к плоскости раскрыва рупора (от оси направителя).

В уравнении (4.4) первый множитель выражает направленные свойства элементарного вибратора в плоскости E , а второй – является множителем линейной непрерывной системы излучателей {см. формулу (4.3)}. В плоскости H отдельно взятый элементарный вибратор ненаправленный, но амплитуда распределяется как в рупоре – по закону косинуса. Это учтено первым множителем уравнения (4.5).

6. Строим ДН и определяем по ним ширину диаграмм $2\theta_{P/2}, 2\varphi_{P/2}$.

4.19. Определить длину l_A и коэффициент замедления ξ антенны поверхностных волн с замедляющей структурой в виде ребристой поверхности оптимальных размеров (см. рис. 4.6), если коэффициент направленного действия антенны $D_0 = 30$ при длине волны $\lambda = 5$ см.

Ответ. $l_A \approx 20$ см; $\xi = 1,125$.

4.4. Спиральные антенны

4.20. Описать устройство цилиндрической спиральной антенны и основные геометрические соотношения в ней.

4.21. Вывести условия осевого излучения волн круговой поляризации посредством цилиндрической спиральной антенны.

4.22. Описать и сравнить диапазонные свойства цилиндрической и конической спиральных антенн оптимальных размеров. Указать области применения этих антенн.

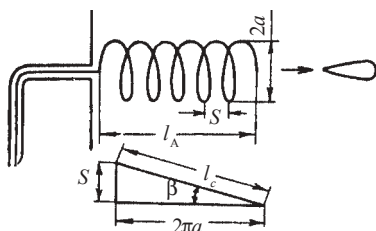


Рис. 4.7

4.23. Рассчитать цилиндрическую спиральную антенну (рис. 4.7), работающую в режиме бегущих волн в диапазоне волн $\lambda_{\min} = 6$ см, $\lambda_{\max} = 10$ см. В процессе расчета определить длину и число витков спирали, шаг намотки, коэффициент усиления и входное сопротивление антенны; построить ДН антенны и определить ее ширину.

Решение. 1. Определяем среднюю

длину волны рабочего диапазона

$$\lambda_{\text{cp}} = 0,5(\lambda_{\min} + \lambda_{\max}) = 0,5(6 + 10) = 8 \text{ см.}$$

Длину витка спирали принимаем равной средней длине волны $l_c = \lambda_{\text{cp}} = 8$ см, так как антенна должна иметь максимум излучения вдоль оси спирали.

2. Выбираем угол подъема спирали равным 15° , имея в виду, что наиболее выгодные значения этого угла $\beta = 12^\circ - 20^\circ$ (большие углы β соответствуют большей длине антенны по сравнению с длиной волны).

Определяем шаг намотки $s = l_c \sin \beta = 8 \sin 15^\circ = 8 \cdot 0,259 = 2,07$ см.

3. При вычислении длины спирали, измеренной по ее оси, исходим из того, что наиболее выгодное значение коэффициента замедления волны по этой оси на минимальной длине волны должно быть равным $\xi = C/V_c = 1,2$.

Отсюда

$$\xi = 1 + \frac{\lambda_{\min}}{2l_A} = 1,2,$$

что соответствует

$$l_A = \frac{\lambda_{\min}}{2 \cdot 0,2} = \frac{6}{0,4} = 15 \text{ см.}$$

Число витков спирали

$$n = \frac{l_A}{s} = \frac{15}{2,07} = 7,25.$$

Округляем n до 7 и уточняем осевую длину спирали

$$l_A = ns = 7 \cdot 2,07 = 14,5 \text{ см.}$$

4. Вычисляем коэффициент усиления антенны по низшей, средней и высшей длине волны

$$G_{\text{H}} \approx D_{\text{H}} = 15 \left(\frac{l_{\text{c}}}{\lambda_{\text{min}}} \right)^2 \frac{l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{min}}} = 15 \left(\frac{8}{6} \right)^2 \frac{14,5}{6} = 64,3 = 18,1 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{cp}} \approx D_{\text{cp}} = 15 \left(\frac{l_{\text{c}}}{\lambda_{\text{cp}}} \right)^2 \frac{l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{cp}}} = 15 \left(\frac{8}{8} \right)^2 \frac{14,5}{8} = 27,1 = 14,3 \text{ дБ};$$

$$G_{\text{B}} \approx D_{\text{B}} = 15 \left(\frac{l_{\text{c}}}{\lambda_{\text{max}}} \right)^2 \frac{l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{max}}} = 15 \left(\frac{8}{10} \right)^2 \frac{14,5}{10} = 17,4 = 11,4 \text{ дБ}.$$

5. Ширина ДН

$$2\varphi'_{\text{H}} = \frac{52^\circ}{\frac{l_{\text{c}}}{\lambda_{\text{min}}} \sqrt{\frac{l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{min}}}}} = \frac{52^\circ}{\frac{8}{6} \sqrt{\frac{14,5}{6}}} = 25,1^\circ;$$

$$2\varphi'_{\text{cp}} = \frac{52^\circ}{\frac{l_{\text{c}}}{\lambda_{\text{cp}}} \sqrt{\frac{l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{cp}}}}} = \frac{52^\circ}{\frac{8}{8} \sqrt{\frac{14,5}{8}}} = 38,8^\circ;$$

$$2\varphi'_{\text{B}} = \frac{52^\circ}{\frac{l_{\text{c}}}{\lambda_{\text{max}}} \sqrt{\frac{l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{max}}}}} = \frac{52^\circ}{\frac{8}{10} \sqrt{\frac{14,5}{10}}} = 54,2^\circ.$$

6. ДН строится по уравнению

$$f(\varphi) = \frac{\sin \frac{\pi l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{cp}}} (\xi_{\text{cp}} - \cos \varphi)}{\frac{\pi l_{\text{A}}}{\lambda_{\text{cp}}} (\xi_{\text{cp}} - \cos \varphi)},$$

где $\xi_{\text{cp}} = 1 + \frac{\lambda_{\text{cp}}}{2l_{\text{A}}}$ соответствует средней длине волны λ_{cp} .

7. Входное сопротивление антенны

$$R_{\text{вх.н}} \approx 140 \frac{l_c}{\lambda_{\text{min}}} = 140 \cdot \frac{8}{6} = 186 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вх.ср}} \approx 140 \frac{l_c}{\lambda_{\text{ср}}} = 140 \cdot \frac{8}{8} = 140 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{вх.в}} \approx 140 \frac{l_c}{\lambda_{\text{max}}} = 140 \cdot \frac{8}{10} = 112 \text{ Ом}.$$

4.24. Спиральная антенна с осевым излучением (см. рис. 4.7) имеет длину одного витка $l_c = 15$ см и длину спирали по ее оси $l_A = 60$ см. Определить ширину ДН $2\varphi_{0,5}$, коэффициент направленного действия D_0 и входное сопротивление антенны $R_{\text{вх.А}}$ на длине волны $\lambda = 15$ см.

Ответ. $2\varphi_{0,5} = 26^\circ$; $D_0 = 60$; $R_{\text{вх.А}} = 140$ Ом.

4.25. В чем заключается принцип электродинамического подобия, положенный в основу работы частотно-независимых антенн?

4.26. Описать построение плоской арифметической спиральной антенны и как реализуется в ней принцип электродинамического подобия.

4.27. Описать равноугольную (логарифмическую) спиральную антенну. Доказать, что в ней соблюдается принцип электродинамического подобия.

4.28. Как конструктивно выполняются арифметические и равноугольные спиральные антенны? В чем заключается принцип самодополнительности, то как проявляется это в конструкциях данных антенн и чем объясняется большая ширина их ДН?

4.29. Описать схему плоской логопериодической вибраторной антенны (ЛПА). Что называется коэффициентом подобия ЛПА? Чем определяется активная область антенны и как объясняется ее односторонняя направленность и постоянство характеристик в широком диапазоне частот?

4.30. На рис. 4.8, *а, б, в, г, д, е, ж, з* показаны варианты спиральных антенн. Указать, на каком из рисунков показаны антенны типа:

- 1) цилиндрической спирали с диаметром $2a = \lambda/\pi$; $2a \ll \lambda$; $2a > \lambda$;
- 2) плоской арифметической и плоской логарифмической спирали;
- 3) обычной конической и конической логарифмической спирали;
- 4) щелевой логарифмической спирали.

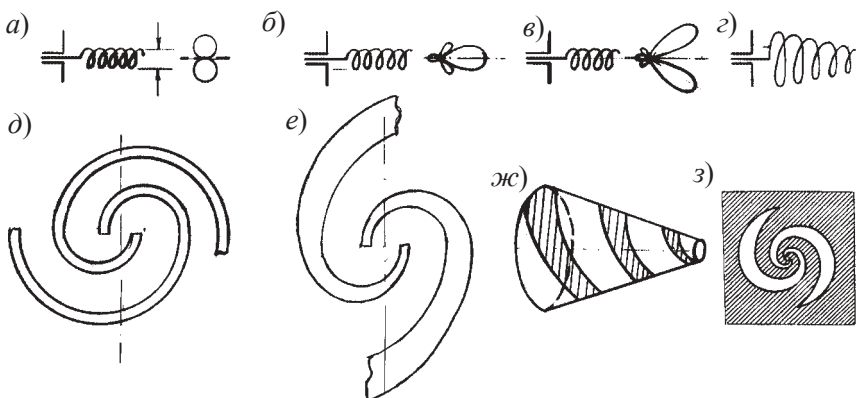


Рис. 4.8

4.31. Что ограничивает диапазон частот и каких значений достигает коэффициент перекрытия диапазона ЛПА?

4.32. Привести примеры пространственных ЛПА. Сравнить ДН в E - и H -плоскостях пространственных и плоскостных ЛПА. Указать области применения ЛПА.

4.5. Волноводно-щелевые антенны

4.33. Описать возбуждение одиночной щели в волноводе. Какие щели, прорезанные на широкой и узкой стенках прямоугольного волновода (рис. 4.9), имеют излучение максимальное, минимальное или промежуточное по значению интенсивности?

Описать, как можно интенсифицировать излучение одиночной щели или использовать ее для излучения волн с вращающейся поляризацией?

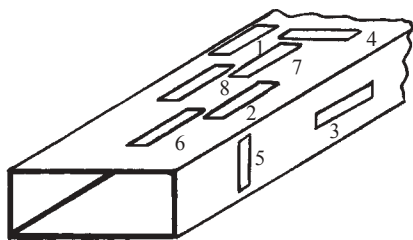


Рис. 4.9

4.34. Составить эквивалентную схему волновода со щелями для расчета проводимости $g_{щ}$ и сопротивлений $r_{щ}$ одиночных щелей. Написать и обосновать формулы для расчета величин $g_{щ}$ и $r_{щ}$.

4.35. Привести классификацию волноводно-щелевых антенн. Как располагаются щели на стенках волновода в прямо-фазных и переменнo-фазных антеннах?

4.36. Описать волноводно-щелевую антенну, работающую в режиме стоячих волн. Как осуществляется согласование волновода с возбуждающим его устройством? Чем объясняется узкополосность таких антенн?

4.37. Описать нерезонансные волноводно-щелевые антенны. Почему в этих антеннах устанавливают режим бегущих волн? Какие преимущества и недостатки имеют нерезонансные волноводно-щелевые антенны по сравнению с резонансными?

4.38. На рис. 4.10, *а*, *б*, *в* показано расположение щелей на стенках волноводно-щелевых антенн. Определить, где изображено следующее:

- 1) резонансная антенна;
- 2) резонансная синфазная и резонансная переменнo-фазная антенны;
- 3) антенна, работающая в режиме бегущих волн;
- 4) чему равны расстояния X_2, X_3, X_4, X_5 .

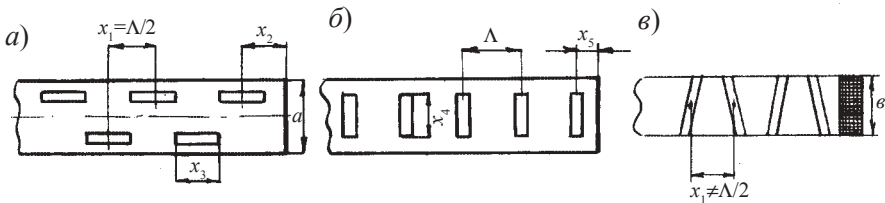


Рис. 4.10

4.39. Доказать, что угол отклонения максимума излучения несинфазной волноводно-щелевой антенны с шагом d выражается формулой

$$\theta_{\max} = \arcsin \frac{\lambda}{\Lambda}.$$

Решение. Функция направленности волноводно-щелевой антенны по теореме перемножения определяется произведением функции направленности одной щели $f_1(\theta)$ на множитель решетки $f_n(\theta)$ – функцию направленности линейной системы из n воображаемых ненаправленных излучателей, который имеет вид:

$$f_n(\theta) = \frac{\sin \left[\frac{n}{2} (kd \sin \theta - \psi) \right]}{n \sin \left[\frac{1}{2} (kd \sin \theta - \psi) \right]}, \quad (4.6)$$

где n – число щелей; d – расстояние между ними; $k = 2\pi/\lambda$ – постоянная распространения в свободном пространстве; ψ – сдвиг по фазе между токами в соседних излучателях; θ – угол отсчитывается от нормали к оси волноводно-щелевой антенны.

Направление максимального излучения получим, приравняв знаменатель выражения (4.6) нулю или аргумент синуса в знаменателе

$$\left[\frac{1}{2}(kd \sin \theta_{\max} - \psi) \right] = m\pi,$$

где $m = 0, 1, 2, \dots$

Отсюда несложно получить для главного максимума при $m = 0$

$$\theta_{\max} = \arcsin \frac{\psi}{kd}. \quad (4.7)$$

Токи возбуждают соседние щели с фазой $\psi = \beta d = 2\pi/\Lambda$, где Λ – длина волны в волноводе. Подставив это в формулу (4.7) получаем

$$\theta_{\max} = \arcsin \frac{2\pi d \lambda}{2\pi d \Lambda} = \arcsin \frac{\lambda}{\Lambda}.$$

4.40. Определить углы отклонения максимума излучения несинфазной волноводно-щелевой антенны от перпендикуляра к оси решетки θ_{\max} при изменениях частоты волны f от 6 до 5 ГГц в прямоугольном волноводе $R 70$ с внутренними размерами $a = 35$ мм, $b = 16$ мм.

Ответ. $\theta_{\max} = 44,5^\circ$ при $f = 6$ ГГц; $\theta_{\max} = 31^\circ$ при $f = 5$ ГГц.

4.41. Описать волноводно-щелевую антенну с увеличенной до 5–10% полосой пропускания.

4.42. Описать направленные свойства, достоинства и недостатки волноводно-щелевых антенн.

4.43. Рассчитать волноводно-щелевую антенну (см. рис. 4.10, а), которая имеет на волне $\lambda = 3,2$ см коэффициент усиления $G_0 = 12,6$ ($G_0 = 11$ дБ) и излучает мощность $P_\Sigma = 50$ кВт.

Решение. 1. Выбираем волновод $R100$ (МЭК-100) с внутренними размерами $a = 23$ мм, $b = 10$ мм.

Длина волны в волноводе

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = \frac{3,2}{\sqrt{1 - \left(\frac{3,2}{4,6}\right)^2}} = \frac{3,2}{0,71} = 4,5 \text{ см.}$$

Волновое сопротивление волновода

$$Z_{\text{в}} = \frac{377}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}} = 531 \text{ Ом.}$$

Волновая проводимость волновода

$$g_{\text{в}} = \frac{1}{Z_{\text{в}}} = 0,188 \cdot 10^{-2}, \frac{1}{\text{Ом}}.$$

Определяем число щелей в волноводе по формуле

$$n = \frac{G}{3,2} = \frac{12,6}{3,2} \approx 4.$$

Используем продольные полуволновые щели, прорезанные на широкой стенке волновода с интервалом в половину длины волны в волноводе $\frac{\Lambda}{2}$.

2. Проводимость одной щели для полного согласования антенны с волноводом должна быть

$$g'_{\text{щ}} = g_{\text{в}} \cdot \frac{1}{n} = \frac{0,188 \cdot 10^{-2}}{4} = 0,47 \cdot 10^{-3}, \frac{1}{\text{Ом}}.$$

Для согласования единичной щели с волноводом она смещается относительно осевой линии на величину x_1 , определяемую из уравнения

$$g_{\text{щ}} = 2,09 \frac{a}{b} \frac{\Lambda}{\lambda} \sin^2 \left(\frac{\pi x_1}{a} \right) \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda}{2\Lambda} \right).$$

Если щелей n , то $g_{\text{щ}} = \frac{1}{n}$. В данном случае $g_{\text{щ}} = \frac{1}{4} = 0,25$. Отсюда определяем x_1 :

$$\begin{aligned} \sin \left(\frac{\pi x_1}{a} \right) &= \sqrt{\frac{g_{\text{щ}}}{2,09 \frac{a}{b} \frac{\Lambda}{\lambda} \cos^2 \left(\frac{\pi \lambda}{2\Lambda} \right)}} = \\ &= \sqrt{\frac{0,25 \cdot 10 \cdot 32}{2,09 \cdot 23 \cdot 45 \cos^2 \left(\frac{180 \cdot 32}{2 \cdot 45} \right)^\circ}} = 0,4386; \end{aligned}$$

$$x_1 = \frac{a}{180^\circ} (\arcsin 0,4386)^\circ = \frac{23 \cdot 26}{180} = 3,3 \text{ мм.}$$

Определяем ширину щели d . Она должна быть меньше $\Lambda/10 = 4,5$ мм, но достаточно большой, чтобы исключить возможность электрического пробоя. Полагая, что вся мощность P_Σ , излучаемая антенной, распределяется поровну между щелями, находим величину эффективного значения напряжения в пучности каждой щели

$$U_3 = \sqrt{\frac{P_\Sigma}{ng'_{щ}}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 10^3}{4 \cdot 0,47 \cdot 10^{-3}}} = 5,2 \cdot 10^3 \text{ В} = 5,2 \text{ кВ.}$$

При трехкратном запасе прочности и пробивной напряженности электрического поля $E_{\text{проб}} = 30$ кВ/см получим

$$d = \frac{3U_3}{E_{\text{проб}}} = \frac{3 \cdot 5,2}{30} \approx 0,5 \text{ см} = 5 \text{ мм.}$$

За счет небольшого сокращения запаса прочности уменьшаем ширину щели до указанного выше предела 4,5 мм.

3. Радиус эквивалентного электрического вибратора равен четверти ширины щели

$$r_3 = \frac{d}{4} = \frac{4,5}{4} \approx 1,1 \text{ мм.}$$

4. Для определения волнового сопротивления эквивалентного вибратора обратимся к формуле

$$Z_{\text{в.э}} = 120 \left(\ln \frac{l}{2r_3} - 1 \right) = 120 \left(2,31 \lg \frac{\Lambda}{4r_3} - 1 \right),$$

откуда

$$Z_{\text{в.э}} = 120 \left(2,31 \lg \frac{45}{4 \cdot 1,1} - 1 \right) \approx 160 \text{ Ом.}$$

Геометрическая длина щели с учетом эффекта укорочения определяется по формуле

$$\frac{\Lambda}{2} - 2\Delta l = \frac{\Lambda}{2} - \frac{42,5\Lambda}{\pi Z_{\text{в.э}}} = \frac{45}{2} - \frac{42,5 \cdot 45}{3,14 \cdot 160} = 18,7 \text{ мм.}$$

5. Расчет ДН антенны в плоскости, проходящей через продольную ось волновода перпендикулярно его широким стенкам, производим по уравнению диаграммы антенны, состоящей из n синфазных полуволновых вибраторов, расположенных на расстоянии $\Lambda/2$,

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \sin \frac{n\Psi}{2}}{\cos \theta \sin \frac{\Psi}{2}},$$

где θ – угол между данным направлением и перпендикуляром к широкой стенке волновода; n – число щелей, $\Psi = \beta\left(\frac{\Lambda}{2} \sin \theta\right) =$

$= \left(\frac{360}{\lambda} \frac{\Lambda}{2} \sin \theta\right)^\circ = (252 \sin \theta)^\circ$ –сдвиг по фазе, обусловленный разностью хода волн от двух соседних щелей, которая равна $\frac{\Lambda}{2} \sin \theta$. Итак,

$$f(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \sin \theta\right) \sin(504 \sin \theta)^\circ}{\cos \theta \sin(126 \sin \theta)^\circ}.$$

По диаграмме определяется ее ширина на уровне 0, 707 от максимального значения.

4.44. Определить КНД D_0 синфазной волноводно-щелевой антенны с шестью полуволновыми щелями.

Ответ. $D_0 \approx 19$.

Библиографический список

1. Власов В. И., Берман Я. И. Проектирование высокочастотных узлов радиолокационных станций. Л.: Судпромгиз, 1961.
2. Дорохов А. П. Расчет и конструирование антенно-фидерных устройств. Харьков: Изд-во Харьковск. ун-та, 1960.
3. Кюн Р. Микроволновые антенны. Л.: Судостроение, 1967.
4. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М.: Энергия, 1975.
5. Дробкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.
6. Лавров А. С., Резников Г. Б. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.

5. АПЕРТУРНЫЕ АНТЕННЫ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

5.1. Рупорные антенны

5.1. Дать определение и классификацию апертурных антенн СВЧ, отметив их общие особенности.

5.2. Описать элемент Гюйгенса. Дать вывод уравнения нормированной ДН элемента Гюйгенса.

5.3. В соответствии с расположением электрического $(+Q, -Q)$ и магнитного $(+m, -m)$ диполей Герца, которые образуют элемент Гюйгенса (рис. 5.1, а), показаны их ДН в плоскостях ZX (рис. 5.1, б) и YZ (рис. 5.1, в). Указать ДН в E - и H -плоскостях электрического диполя, магнитного диполя и элемента Гюйгенса.

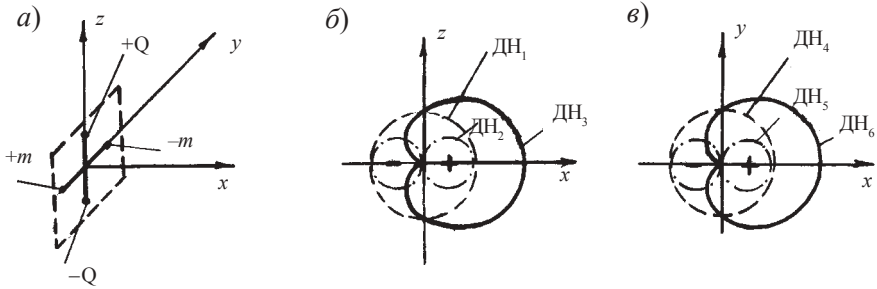


Рис. 5.1

5.4. Описать получение функций направленности прямоугольной площадки с равномерным и синфазным распределением полей.

5.5. Каковы свойства функции направленности синфазного прямоугольного раскрыва с постоянным распределением амплитуды поля?

5.6. Определить ширину в E - и H -плоскостях ДН синфазного и равномерного прямоугольного раскрыва сечением $a \times b = 23 \times 10$ мм при длине волны $\lambda = 3,2$ см.

Ответ. Ширина диаграммы $2\theta_{0,5P} = 71^\circ$ в плоскости с размером a и $2\theta_{0,5P} = 163,2^\circ$ в плоскости с размером b .

5.7. Описать направленные свойства прямоугольного волноводного излучателя. Как влияет на коэффициент использования площади излучателя неравномерность поля на его раскрыве?

5.8. Поля в раскрыве прямоугольного волноводного излучателя с волной H_{10} синфазные, а амплитуда их E_m распределяется равномерно по

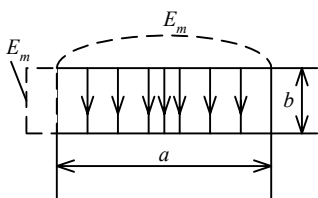


Рис. 5.2

стороне b и по закону косинуса по стороне a (рис. 5.2). Определить исходя из этого ширину ДН (град), уровни первого бокового лепестка УБЛ (дБ) и коэффициенты использования поверхности (КИП) раскрыва.

5.9. Обосновать целесообразность перехода от волноводного излучателя к рупору.

5.10. Начертить эскизы основных видов рупорных антенн. Описать различия структуры полей в рупоре и волноводе.

5.11. Вывести формулы отклонения фазового фронта в раскрыве рупора от плоского. Обосновать существование рупоров оптимальных размеров и написать формулы для расчета коэффициентов усиления таких антенн.

5.12. Перечислить и обосновать достоинства и недостатки рупорных антенн. Каковы области применения этих антенн?

5.13. Определить коэффициент усиления G и ширину ДН в E - и H -плоскостях $2\theta_{E0,5P}$, $2\theta_{H0,5P}$ H -плоскостного секториального рупора оптимальных размеров, который при раскрыве $a' = 60$ см, $b' = 6,4$ см (рис. 5.3, а) принимает волны длиной $\lambda = 20$ см.

В данном случае

$$G_0 = 7,9 \frac{a'b'}{\lambda^2}; \quad 2\theta_{E0,5P} = 51^\circ \frac{\lambda}{b'}; \quad 2\theta_{H0,5P} = 80^\circ \frac{\lambda}{a'}.$$

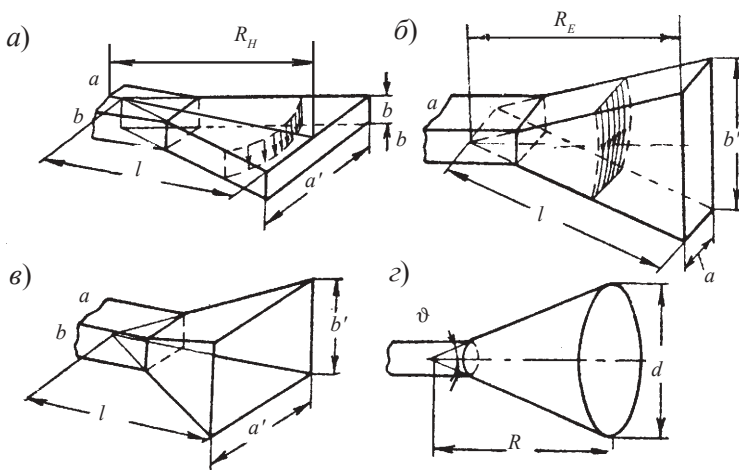


Рис. 5.3

Ответ. $G_0 = 7,6$; $2\theta_{E0,5P} = 160^\circ$; $2\theta_{H0,5P} = 26,7^\circ$.

5.14. Определить оптимальные значения размера b' раскрыва и длины l E -плоскостного секториального рупора (рис. 5.3, б), который при длине волны $\lambda = 5$ см и размере $a' = 3,55$ см имеет коэффициент усиления $G_0 = 25$.

В данном случае

$$G_0 = 8 \frac{a'b'}{\lambda^2}; 2\theta_{E0,5P} = 53^\circ \frac{\lambda}{b'}; 2\theta_{H0,5P} = 68^\circ \frac{\lambda}{a'}; l = \frac{(b')^2}{2,1\lambda}.$$

Ответ. $b' = 22$ см; $l = 46$ см.

5.15. Определить ширину ДН антенны в плоскостях E и H по данным задачи 5.14.

Ответ. $2\theta_{E0,5P} = 12^\circ$; $2\theta_{H0,5P} = 95,8^\circ$.

5.16. Рассчитать пирамидальный рупор (рис. 5.3, в), который при возбуждении прямоугольным волноводом R 100 (МЭК-100) с размерами $a \times b = 23 \times 10$ мм имеет на волне $\lambda = 3$ см коэффициент усиления $G_0 \geq 40$ ($G_0 \geq 16$ дБ).

Решение. 1. Размеры рупора в горловине определяются внутренними размерами волновода: $a = 23$ мм, $b = 10$ мм.

Определяем площадь раскрыва рупора S_A из формулы

$$G_0 = 6 \frac{a'b'}{\lambda^2} = 6 \frac{S_A}{\lambda^2}; S_A = \frac{G\lambda^2}{6} = \frac{40 \cdot 9}{6} = 60 \text{ см}^2.$$

Определяем размеры сторон раскрыва рупора a' и b' исходя из оптимального соотношения между ними:

$$b' = 0,8a' = \frac{0,8S_A}{b'} = \frac{48}{b'},$$

откуда

$$b' = \sqrt{48} \approx 6,9 \text{ см}; a' = \frac{6,93}{0,8} = 8,7 \text{ см}.$$

3. Определяем радиальную длину рупора (расстояние от фазового центра до ближайшей точки раскрыва) в H -плоскости

$$R_H = \frac{(a')^2}{3\lambda} = \frac{8,7^2}{3 \cdot 3} = 8,45 \text{ см}.$$

4. Определяем боковую длину рупора из соотношения

$$l = \sqrt{R_H^2 + \left(\frac{a'}{2}\right)^2} = \sqrt{8,45^2 + \left(\frac{8,7}{2}\right)^2} = 9,55 \text{ см.}$$

5. Определяем расстояние от фазового центра до ближайшей точки раскрыва в плоскости

$$R_E = \sqrt{l^2 - \left(\frac{b'}{2}\right)^2} = \sqrt{9,55^2 - \left(\frac{6,9}{2}\right)^2} = 8,9 \text{ см.}$$

6. Определяем максимальный сдвиг по фазе на краях раскрыва рупора

$$\Psi_{\max} = \frac{\pi}{4\lambda} \left(\frac{b'^2}{R_E} + \frac{a'^2}{R_H} \right) = \frac{\pi}{4 \cdot 3} \left(\frac{6,9^2}{8,9} + \frac{8,7^2}{8,45} \right) = 0,445\pi + 0,745\pi.$$

Первое слагаемое соответствует фазовым искажениям в плоскости E , а второе – в плоскости H . Такие искажения находятся примерно на верхнем пределе допустимых искажений.

7. Рассчитываем ДН, полагая, что поле в раскрыве рупора синфазно. В плоскости E уравнение диаграммы

$$f(\theta)_E = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) \frac{\sin \left(\frac{\pi b'}{\lambda} \sin \theta \right)}{\left(\frac{\pi b'}{\lambda} \sin \theta \right)} = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) \frac{\sin(414 \sin \theta)^\circ}{7,22 \sin \theta},$$

а в плоскости H

$$f(\theta)_H = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) \frac{\cos \left(\frac{\pi a'}{\lambda} \sin \theta \right)}{1 - \left(\frac{2a'}{\lambda} \sin \theta \right)^2} = \left(\frac{1 + \cos \theta}{2} \right) \frac{\cos(522 \sin \theta)^\circ}{1 - 24,06 \sin^2 \theta},$$

где θ – углы между данным направлением и нормалью к раскрыву рупора соответственно в E - и H -плоскостях.

8. Ширину ДН можно определить по построенным диаграммам или по формулам

$$2\theta_{E_{0,5P}} = 53^\circ \frac{\lambda}{b'} = 53^\circ \frac{3}{6,9} = 23^\circ; \quad 2\theta_{H_{0,5P}} = 80^\circ \frac{\lambda}{a'} = 80^\circ \frac{3}{8,7} = 27,5^\circ.$$

5.17. Пирамидальный рупор оптимальных размеров (рис. 5.3, в) рассчитан на работу при длине волны $\lambda = 9$ см и имеет длину рупора $l = 36$ см. Определить размеры раскрыва a' , b' и коэффициент усиления антенны.

Ответ. $b' = 26,3$ см; $a' = 32,9$ см; $G_0 = 64,1$.

5.18. Определить ширину ДН антенны в плоскостях E и H по данным задачи 5.17.

Ответ. $2\theta_{E_{0,5P}} = 18,1^\circ$; $2\theta_{H_{0,5P}} = 22,2^\circ$.

5.19. Определить угол расширения ϑ и диаметр d конического рупора оптимальных размеров (рис. 5.3, з), который имеет длину $l = 40$ см при длине волны $\lambda = 8$ см

Для конического рупора оптимальных размеров

$$l = \frac{0,3 \cos \vartheta}{1 - \cos \vartheta} \lambda; \quad d = \frac{0,6 \sin \vartheta \cos \vartheta}{1 - \cos \vartheta} \lambda; \quad 2\theta_{E_{0,5P}} = 60^\circ \frac{\lambda}{d}; \quad 2\theta_{H_{0,5P}} \approx 70^\circ \frac{\lambda}{d};$$

$$G_0 \approx 5,1 \frac{d}{\lambda}.$$

Ответ. $\vartheta = 19^\circ 24'$; $d = 26,4$ см.

5.20. Определить КУ и ширину ДН в плоскостях E и H конического рупора по данным задачи 5.19.

Ответ. $G_0 = 55,6$; $2\theta_{E_{0,5P}} = 18,2^\circ$; $2\theta_{H_{0,5P}} \approx 21,2^\circ$.

5.21. Описать рупорную антенну с ортогональной поляризацией. Почему придают квадратную форму раскрыву рупора? Каким способом уравнивают ширину ДН для вертикально и горизонтально поляризованных волн?

5.2. Зеркальные антенны

5.22. Сформулировать основные определения, связанные с рефлекторными (зеркальными) антеннами.

5.23. Описать принцип действия параболической антенны исходя из законов геометрической (лучевой) оптики.

5.24. Описать направленные свойства параболоида вращения. Как зависит направленность излучения параболической антенны от относительных размеров параболоида и амплитудно-фазового распределения поля на его раскрыве?

5.25. Описать структуру электрического поля в раскрыве длиннофокусного и короткофокусного параболоидов вращения. Какая из составляющих этого поля является основной (полезной) и какая – перекрестной (вредной)? Какие значения угла раскрыва параболоида являются оптимальными и какой при этом получается коэффициент использования поверхности раскрыва антенны?

5.26. Написать и обосновать формулы КУ, УБЛ и ширины ДН в E - и H -плоскостях параболоида вращения при оптимальных углах его раскрыва.

5.27. Описать направленные свойства параболического цилиндра. Чем определяется веерообразная форма его ДН? Укажите достоинства и недостатки антенн с рефлектором в виде параболического цилиндра.

5.28. Определить коэффициент направленного действия D_0 антенны с рефлектором в виде параболоида вращения диаметром $d = 60$ см при длине волны $\lambda = 2$ см и коэффициенте использования поверхности антенны $\nu = 0,55$.

Ответ. $D_0 = 4950$.

5.29. Какой угол, из трех значений половины угла раскрыва параболической антенны $\vartheta = 65, 90, 130^\circ$, является наиболее приемлемым, если в качестве облучателя используется диполь?

Ответ. $\vartheta = 65^\circ$.

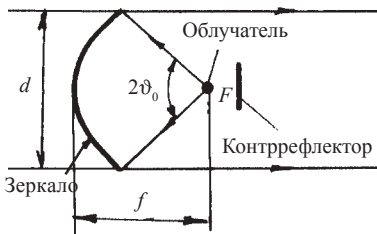


Рис. 5.4

5.30. Определить ширину ДН $2\theta_{E_{0,5P}}, 2\theta_{H_{0,5P}}$ антенны с рефлектором в виде параболоида вращения диаметром $d = 50$ см, облучаемого полуволновым вибратором с плоским контррефлектором (рис. 5.4), если длина волны, на которой работает антенна $\lambda = 2,5$ см.

Ответ. $2\theta_{E_{0,5P}} = 3^\circ 45'$;
 $2\theta_{H_{0,5P}} = 3^\circ 30'$.

5.31. Параболоид вращения с углом раскрыва $2\vartheta_0$ облучается с ослаблением поля на краях зеркала L (дБ). Это соответствует определенным значениям КИП, КПД и КНД. Почему с уменьшением угла $2\vartheta_0$ увеличивается КИП и уменьшается КПД антенны? Почему при $L = 10$ дБ получается максимум КНД?

5.32. Антенна с зеркалом в виде параболического цилиндра и линейного облучателя имеет раскрыв $d_1 = 4$ м, $d_2 = 0,4$ м и излучает волны длиной $\lambda = 8$ см. Определить ширину ДН $2\theta_{E_{0,5P}}, 2\theta_{H_{0,5P}}$.

Ответ. $2\theta_{E_{0,5P}} \approx 1,2^\circ$; $2\theta_{H_{0,5P}} \approx 12^\circ$.

Из полученного результата видно, что форма ДН плоская (веерная).

5.33. Описать, как влияет на ДН параболической антенны смещение облучателя по фокальной линии зеркала и поперек этой линии. В каких пределах допустимо смещение облучателя из фокуса зеркала?

5.34. Параболоид вращения диаметром $d = 1,3$ м облучается полуволновым вибратором с плоским контррефлектором. Предусмотрено оптимальное отношение d к фокусному расстоянию f . Определить смещение ΔX облучателя из фокуса зеркала, требуемое для отклонения луча антенны на угол $\delta = 12^\circ$ от фокальной линии.

Поиск решения. Зная, что оптимальное отношение $d/f = 2,6$, начинаем с вычисления фокусного расстояния f . Затем, по формуле находим ΔX .

Решение. 1. Фокусное расстояние антенны

$$f = d/2,6 = 1,3/2,6 = 0,5 \text{ м.}$$

2. Смещение облучателя из фокуса рассчитывается по формуле

$$\Delta X = \frac{\sin \vartheta (8f^2 + 0,25d^2)}{8f} = \frac{\sin 12^\circ (8 \cdot 0,5^2 + 0,25 \cdot 1,3^2)}{8 \cdot 0,5} = 0,12 \text{ м} = 12 \text{ см.}$$

5.35. Определить угол раствора δ конической ДН, который получается при вращении облучателя, смещенного на $\Delta X = 10$ см из фокуса парабооида вращения диаметром $d = 2$ м. Фокусное расстояние антенны f соответствует оптимальному отношению d/f , установленному для случая: облучатель – полуволновой вибратор и плоский контррефлектор.

5.36. Определить фокусное расстояние f парабооида вращения, имеющего угол раскрытия $2\vartheta_0 = 120^\circ$ и КНД $D_0 = 400$ при длине волны $\lambda = 3$ см и КИП антенны $\nu = 0,6$.

Поиск решения. Зная, что КНД, КИП, рабочая длина волны и геометрическая площадь раскрытия S_A связаны зависимостью

$$D_0 = \frac{4\pi\nu S_A}{\lambda^2},$$

определяем S_A , а затем из формулы $S_A = \frac{\pi d^2}{4}$ вычисляем диаметр зеркала d .

Теперь обращаемся к формуле

$$f = \frac{d}{4} \operatorname{ctg} \frac{\vartheta_0}{2},$$

чтобы вычислить фокусное расстояние f .

Решение. 1. Геометрическая площадь раскрыва зеркала

$$S_A = \frac{D_0 \lambda^2}{4\pi\nu} = \frac{400 \cdot 3^2}{4 \cdot 3,14 \cdot 0,6} = 477,7 \text{ см}^2.$$

2. Диаметр параболоида

$$d = \sqrt{\frac{4S_A}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 477,7}{3,14}} = 24,7 \text{ см.}$$

3. Фокусное расстояние антенны

$$f = \frac{24,7}{4} \operatorname{ctg} 30^\circ = 10,7 \text{ см.}$$

5.37. Определить угол раскрыва $2\vartheta_0$ параболоида вращения, имеющего фокусное расстояние 20 см, КНД 1000 при длине волны 4 см и КИП антенны 0,5.

Ответ. $2\vartheta_0 = 71^\circ$.

5.38. Перечислить и обосновать требования, предъявляемые к облучателям рефлекторных антенн.

5.39. На рис. 5.5, *а*, *б* показаны облучатели, содержащие полуволновой вибратор и плоский круглый диск в качестве контррефлектора. Облучатель питается от коаксиального волновода. Указать число, обозначающее короткозамкнутые пробки, симметрирующий четвертьволновый стакан, коаксиальные волноводы, дисковые контррефлекторы, активные вибраторы, место соединения внутреннего и внешнего провода волновода с вибратором, симметрирующую щель.

5.40. Описать облучатель – полуволновой вибратор, симметрично возбуждаемый с помощью двух полуволновых щелей, прорезанных во внешнем проводе коаксиального волновода, с контррефлектором (рис. 5.5, *б*).

5.41. Описать облучатель с полуволновым вибратором, возбуждаемым прямоугольным волноводом и другим вибратором, который служит контррефлектором.

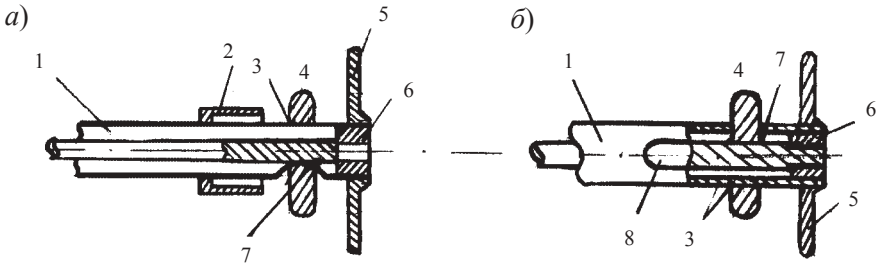


Рис. 5.5

5.42. Описать щелевой облучатель, отличающийся пониженным теневым эффектом. Какие факторы снижают допустимую мощность в антенне при таком облучателе?

5.43. Определить основные геометрические размеры и направленные свойства антенны – параболоида вращения с полуволновым вибратором и дисковым контррефлектором (см. рис. 5.4), причем известно, что размеры антенны оптимальные и при длине волны $\lambda = 12$ см КНД $D_0 = 350$.

Решение. 1. Известно, что оптимальный угол раскрыва зеркала $2\vartheta_0 = 120-140^\circ$. Выбираем $\vartheta_0 = 64^\circ$ и при этом считаем, что КИП $\nu \approx 0,55$.

2. Геометрическая поверхность раскрыва параболоида

$$S_A = \frac{D_0}{4\pi\nu} \lambda^2 = \frac{350}{4 \cdot 3,14 \cdot 0,55} \cdot 12^2 = 7295 \text{ см}^2.$$

3. Диаметр параболоида, поскольку $S_A = \frac{\pi d^2}{4}$

$$d = \sqrt{\frac{4S_A}{\pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 7295}{314}} = 96,4 \text{ см.}$$

4. Фокусное расстояние в соответствии с геометрией параболы

$$f = \frac{d}{4} \operatorname{ctg} \frac{\vartheta_0}{2} = \frac{96,4}{4} \operatorname{ctg} 32^\circ = 38,6 \text{ см.}$$

5. Расстояние между вибратором и контррефлектором

$$l_{\text{вк}} = \frac{\lambda}{4} = \frac{12}{4} = 3 \text{ см.}$$

6. Диаметр контррефлектора

$$d_{кр} = 0,8\lambda = 0,8 \cdot 12 = 9,6 \text{ см.}$$

7. Рассчитываем ДН облучателя в E - и H -плоскостях как системы антенна–рефлектор (расчет такого облучателя приведен в задаче 4.5).

8. Распределение амплитуды поля на раскрыве параболоида связано с диаграммой облучателя и углом раскрыва зеркала соотношением

$$\frac{E}{E_{\max}} = \cos^2 \left(\frac{\vartheta}{2} \right) f_{\text{обл}}(\vartheta).$$

Для угла раскрыва $\vartheta = \vartheta_0$ получим значение амплитуды поля на краю зеркала

$$\Delta = \cos^2 \left(\frac{\vartheta_0}{2} \right) f_{\text{обл}}(\vartheta_0).$$

При заданных значениях угла раскрыва зеркала значение функции направленности облучателя в E -плоскости $f_{\text{обл}E}(64^\circ) \approx 0,305$, а в плоскости H – $f_{\text{обл}H}(64^\circ) \approx 0,9$ (см. табл. 4.3). Уровень поля на краю зеркала равен для плоскости E и H соответственно $\Delta_E = 0,22$ и $\Delta_H = 0,67$. Из сводки функций излучения для круглой апертуры можно определить коэффициенты, связывающие ширину диаграммы зеркала с его раскрывом при данном уровне поля на краю. Предполагая, что поле в раскрыве может быть аппроксимировано параболической функцией второй степени, получим

$$2\theta_{0,5P_E} \approx 70^\circ \frac{\lambda}{d}, \quad 2\theta_{0,5P_H} \approx 61^\circ \frac{\lambda}{d}.$$

Поскольку диаграмма облучателя в H -плоскости шире, чем в E -плоскости, то диаграмма зеркала уже в H -плоскости и уровень первого бокового лепестка больше.

Распределение поля по всему раскрыву можно рассчитать, задаваясь значениями углов $\vartheta = 0 - \vartheta_0$. Каждое значение угла связано с координатой на раскрыве зеркала. Построив зависимость E/E_{\max} от нормированной координаты раскрыва X/X_0 , где $X_0 = d/2$, находят аппроксимирующую данное распределение параболическую функцию

$$\frac{E}{E_{\max}} = \Delta + (1 - \Delta) \left[1 - \left(\frac{X}{X_0} \right)^2 \right]^p$$

при показателях степени $p = 1, 2, 3, \dots$ и $X/X_0 = 0; 0,2; 0,4; 0,6; 0,8; 1,0$. Далее рассчитываю ДН зеркала как круглой апертуры

$$f_A(\theta) = \frac{1 + \cos \theta}{2} \left\{ \Delta \Lambda_1(u) + \frac{1 - \Delta}{p+1} \Lambda_{p+1}(u) \right\} \frac{1}{\Delta + \frac{1 - \Delta}{p+1}},$$

здесь $\Lambda_{p+1}(u)$ – лямбда-функция от аргумента $u = \frac{kd}{2} \sin \theta$.

5.44. Описать схему и принцип действия антенны Кассегрена. Какую роль выполняют в ней вспомогательное и основное зеркала? Какой профиль придают этим зеркалам?

5.45. Сравнить антенну Кассегрена с однозеркальной параболической антенной, отметить их преимущества и недостатки.

5.46. Описать схему и принцип действия двухзеркальной антенны со смещенной фокальной осью (АДЭ – антенна двухзеркальная с малым эллиптическим зеркалом). Чем различаются АДЭ и антенна Кассегрена, и какие преимущества имеет первая перед второй?

5.47. На рис. 5.6 показана двухзеркальная антенна со смещенной фокальной осью. Указать цифры, обозначающие параболическое зеркало; рупорный облучатель; дополнительное зеркало; фокусы параболы; фазовый центр облучателя. Перечислить технические характеристики антенны АДЭ-5.

5.48. Описать устройство и принцип действия рупорно-параболической антенны (РПА). Какие преимущества дает конструктивное объединение рупорного облучателя с параболическим зеркалом? Какие эксплуатационные недостатки имеют РПА?

5.49. Описать рупорную антенну с ортогональной поляризацией. Почему придают квадратную форму раскрытию рупора? Каким способом уравнивают ширину ДН для вертикально (H_{10}) и горизонтально (H_{01}) поляризованных волн?

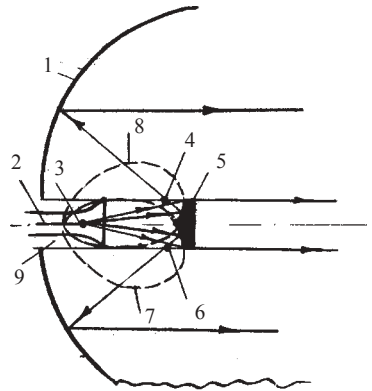


Рис. 5.6

5.50. Описать направленные свойства параболоцилиндрической антенны. Чем вызваны высокий КИП и возможность избежать паразитной поляризации параболоцилиндрической антенны?

5.51. Описать волноводно-вибраторный и сегментно-параболический линейные облучатели. Какую форму имеет ДН и какой формулой выражается КНД сегментно-параболической антенны?

5.52. Описать антенны с зеркалом в виде усеченного параболоида. Какую форму имеет зеркало при симметричном и несимметричном усечении зеркала. Каким образом при несимметричном усечении исключается затенение зеркала облучателем?

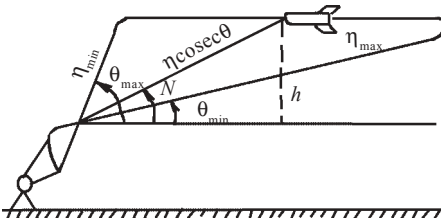


Рис. 5.7

5.53. Описать форму и уравнение ДН типа, $f(\theta) = \text{cosec}\theta$. В каких случаях требуются антенны с такой ДН (рис. 5.7)?

5.54. Описать получение косекансной ДН самолетной РЛС, антенна которой содержит зеркало специального профиля и сегментно-параболический облучатель.

5.55. Описать антенны с косекансной ДН для наземной РЛС обзора воздушного пространства. Отметить особенности конструкции, преимущества и недостатки.

5.56. Описать электромеханическое сканирование при сферопараболической антенне. Из каких соображений выбирается взаимное расположение зеркала, центра его вращения и облучателя? Каковы достоинства такого метода сканирования?

5.57. Описать электромеханическое сканирование при облучающем устройстве органного типа. Что в этом устройстве существенно упрощает механизм сканирования?

5.3. Линзовые антенны

5.58. Описать назначение и классификацию линзовых антенн. Чем принципиально отличаются преобразования волн, происходящие в линзовых и зеркальных антеннах?

5.59. Описать принцип действия диэлектрических линз. Почему они должны быть замедляющими?

5.60. Вывести уравнения профиля диэлектрической линзы. Показать что в замедляющей линзе профиль освещенной поверхности должен

быть гиперболическим, а теневая поверхность должна быть плоской и синфазной.

5.61. Исследовать формулу толщины диэлектрической линзы. Из каких соображений выбирают материал и размеры линзы? Отметить достоинства и недостатки таких линз.

5.62. Описать металлопластинчатые линзы. Почему они называются ускоряющими и должны быть плосковогнутыми?

5.63. Отметить, в каких случаях тело линзы должно иметь форму эллипсоида вращения, эллиптического цилиндра, гиперboloида вращения и гиперболического цилиндра.

5.64. Описать, с какой целью и каким образом производят зонирование замедляющих и ускоряющих линз. Какие преимущества и недостатки имеют зонированные линзы по сравнению с незонированными?

5.65. Определить толщину m незонированной (рис. 5.8, а) и зонированной (рис. 5.8, б) диэлектрических линз, изготовленных из полистирола (показатель преломления $n = 1,6$) и рассчитанных на излучение волн с $\lambda = 6$ см. Размеры линзы: диаметр $d = 120$ см, фокусное расстояние $f = 120$ см, для зонированной линзы $m = 1,5$ см.

Решение. 1. Толщину незонированной линзы определяем по формуле

$$m = -\frac{f}{n+1} + \sqrt{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2 + \frac{d^2}{4(n^2-1)}} =$$

$$= -\frac{120}{1,6+1} + \sqrt{\left(\frac{120}{1,6+1}\right)^2 + \frac{120^2}{4(2,56-1)}} = 20,9 \text{ см.}$$

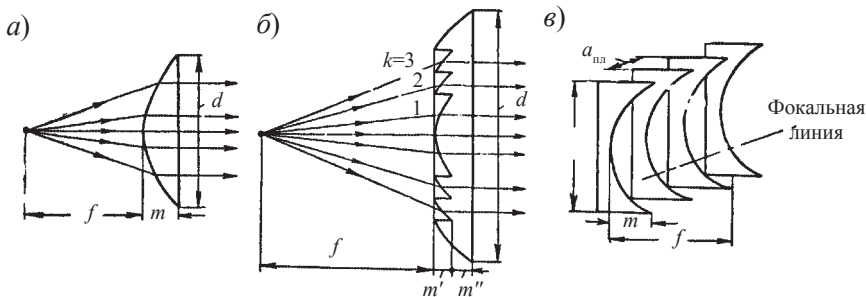


Рис. 5.8

2. Ширина ступеньки зонированной линзы

$$m' = \frac{\lambda}{n-1} = \frac{6}{1,6-1} = 10 \text{ см.}$$

3. Толщина всей зонированной линзы

$$m = m' + m'' = 10 + 1,5 = 11,5 \text{ см.}$$

Как видно, зонирование линзы позволило уменьшить ее толщину в 1,8 раза ($20,9/11,5 = 1,8$).

5.66. Определить, во сколько раз уменьшится толщина диэлектрической линзы, изготовленной из полистирола ($n = 1,6$) и имеющий диаметр $d = 150$ мм, фокусное расстояние $f = 160$ см, если применить в ней зонирование при длине волны $\lambda = 8$ см, и размере $m'' = 1,5$ см (рис. 5.8, б).

Ответ. В 1,6 раза.

5.67. Определить толщину ускоряющей металлопластинчатой линзы при расстоянии между пластинами $a_{\text{пл}} = 5,5$ см, длине волны $\lambda = 10$ см, фокусном расстоянии $f = 180$ см и размере $d = 180$ см (рис. 5.8, в).

Решение. 1. Показатель преломления линзы

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_{\text{пл}}}\right)^2} = \sqrt{1 - \left(\frac{10}{2 \cdot 5,5}\right)^2} = 0,42.$$

2. Поскольку данная линза ускоряющая ($n < 1$), то формула толщины линзы

$$\begin{aligned} m &= \frac{f}{n+1} - \sqrt{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2 - \frac{d^2}{4(1-n^2)}} = \\ &= \frac{180}{0,42+1} - \sqrt{\left(\frac{180}{0,42+1}\right)^2 - \frac{180^2}{4(1-0,42^2)}} = 64,9 \text{ см.} \end{aligned}$$

5.68. Какое расстояние $a_{\text{пл}}$ должно быть между металлическими пластинами незонированной ускоряющей линзы (рис. 5.8, в), чтобы показатель преломления ее был равен 0,5 при длине волны $\lambda = 4$ см.

Ответ. $a_{\text{пл}} = 2,31$ см.

5.69. Какой станет толщина m линзы (данные линзы приведены в задаче (5.67)) если эту линзу зонировать?

Глубина ступеньки зонированной ускоряющей линзы $m' = \frac{\lambda}{(1-n)}$.
 Принимаем $m' = 1$ см и так же, как для замедляющей линзы $m = m' + m''$.

Ответ: $m = 17,2$ см.

5.70. Определить полосу пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$ зонированной диэлектрической линзы, если линза имеет 10 зон ($k = 10$) и рассчитана на несущую частоту радиосигнала $f_0 = 3$ ГГц.

Относительная полоса пропускания замедляющей линзы выражается формулой

$$\frac{\Delta f_{\text{пр}}}{f_0} = 0,5/k.$$

Ответ. 150 МГц.

5.71. Объяснить, с какой целью вводят в рупоры линзовые вставки. Как они влияют на ДН и КУ антенны? Привести примеры рупорно-линзовых антенн.

5.72. Рассчитать H -плоскостной рупор с корректирующей металлопластинчатой линзой (рис. 5.9). Коэффициент усиления антенны $G_0 = 15$ при длине волны $\lambda = 8$ см.

Решение. 1. Определяем размеры поперечного сечения рупора в месте соединения его с волноводом.

$$a = 0,71\lambda = 0,71 \cdot 8 = 5,8 \text{ см};$$

$$b = 0,32\lambda = 0,32 \cdot 8 = 2,6 \text{ см}.$$

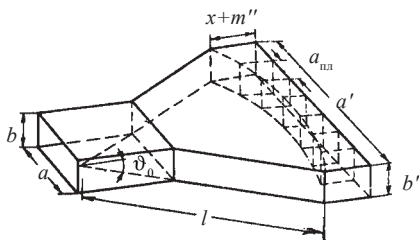


Рис. 5.9

2. Определяем геометрическую площадь раскрыва рупора S_A . Так как КПД рупорной антенны η_A близок к 100%, то КНД

$$D_0 = \frac{G_0}{\eta_A} \approx G_0 = 15.$$

Благодаря корректирующей линзе поле в раскрыве рупора синфазное. Это позволяет считать, что коэффициент использования поверхности антенны в плоскости E (где амплитуда распределяется равномерно) равен $v_E = 1$, а в плоскости H (где амплитуда изменяется по синусоидальному закону) $v_H = 0,81$. Отсюда находим КНД в плоскостях E и H :

$$D_H = \frac{4\pi}{\lambda^2} v_H S_A = \frac{4\pi}{8^2} 0,81 S_A = 0,16 S_A;$$

$$D_E = \frac{4\pi}{\lambda^2} v_E S_A = \frac{4\pi}{8^2} 1 S_A = 0,2 S_A.$$

3. Определяем размеры рупора a' , b' в его раскрыве. Поскольку рупор секториальный, то $b' = b = 2,6$ см, а $a' = \frac{S_A}{b'} = \frac{83}{2,6} = 31,9$ см.

4. Выбираем оптимальное значение показателя преломления линзы $n = 0,5$.

5. Выбираем угол раскрыва рупора ϑ . Так как с уменьшением ϑ линза облучается равномернее, а длина рупора при этом возрастает, то выбираем промежуточное значение $\vartheta = 25^\circ$.

6. Определяем длину рупора l . Из рис. 5.9 видно, что $\sin \vartheta = \frac{a'}{2l}$. Отсюда находим

$$l = \frac{a'}{2 \sin \vartheta} = \frac{31,9}{2 \cdot 0,4226} = 37,7 \text{ см.}$$

7. Определяем толщину линзы m' , полагая, что фокусное расстояние $f = l = 37,7$ см.

$$\begin{aligned} m' &= \frac{f}{n+1} - \sqrt{\left(\frac{f}{n+1}\right)^2 - \frac{a'^2}{4(1-n^2)}} = \\ &= \frac{37,7}{0,5+1} - \sqrt{\left(\frac{37,7}{0,5+1}\right)^2 - \frac{37,7^2}{4(1-0,5^2)}} = 8 \text{ см.} \end{aligned}$$

8. Определяем расстояние между пластинами линзы $a_{\text{пл}}$. Показатель преломления волноводной линзы

$$n = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a_{\text{пл}}}\right)^2}$$

отсюда

$$a_{\text{пл}} = \frac{\lambda}{2\sqrt{1-n^2}} = \frac{8}{2\sqrt{1-0,5^2}} = 4,7 \text{ см.}$$

9. Определяем количество интервалов между пластинами в линзе

$$k_{\text{пл}} = \frac{a'}{a_{\text{пл}}} = \frac{31,9}{4,7} = 6,8.$$

Округляем значение $k_{\text{пл}}$ до семи и соответственно увеличиваем размер раскрыва $a' = 7a_{\text{пл}} = 7 \cdot 4,7 = 32,9$ см, а длину рупора рассчитываем

$$l = \frac{a'}{2 \sin \vartheta} = \frac{32,9}{2 \cdot 0,4226} = 38,9 \text{ см.}$$

Фокусное расстояние сохраняем без изменения.

10. Определяем длину x каждой пластины линзы. При этом исходим из уравнения профиля ускоряющей линзы

$$(1 - n^2)x^2 - (1 - n)2fx + y^2 = 0,$$

в данном случае уравнение имеет вид

$$(1 - 0,5^2)x^2 - (1 - 0,5) \cdot 2 \cdot 37,7x + y^2 = 0,$$

Решив это уравнение относительно x , получим

$$x = \frac{37,7 - \sqrt{37,7^2 - 3y^2}}{1,5} = 25,1 - \sqrt{6,3 \cdot 10^2 - 1,3y^2}.$$

Подставляем в полученное выражение значения

$$y = \pm \frac{a'}{2}; \quad y = \pm \left(\frac{a'}{2} - a_{\text{пл}} \right); \quad y = \pm \left(\frac{a'}{2} - 2a_{\text{пл}} \right) \text{ и т. д.,}$$

и результаты расчета сводим в табл. 5.1.

К полученным значениям x следует прибавить постоянную величину m'' (принимаем $m'' = 2$ см).

Максимальное значение x – порядка длины волны λ . Если бы толщина линзы оказалась более значительной, то следовало применить зонирование линзы.

Таблица 5.1

y , см	$\pm 16,45$	$\pm 11,75$	$\pm 7,05$	$\pm 2,35$
x , см	8,4	4,0	1,3	0,15

11. Определяем ширину ДН антенны. Так как линза обеспечила синфазность поля в раскрыве антенны и не нарушила существенно распределение амплитуды этого поля, то можно считать, что ширина ДН в H -плоскости

$$2\theta_{0,5PH} \approx \left(1,2 \frac{\lambda}{a'}\right)_{\text{рад}} = \left(57,3^\circ \cdot 1,2 \frac{\lambda}{a'}\right)^\circ = \left(57,3^\circ \cdot 1,2 \cdot \frac{8}{31,9}\right)^\circ = 17,3^\circ,$$

а в E -плоскости

$$2\theta_{0,5PE} \approx \left(0,88 \frac{\lambda}{b'}\right)_{\text{рад}} = \left(57,3^\circ \cdot 0,88 \frac{\lambda}{b'}\right)^\circ = \left(57,3^\circ \cdot 0,88 \cdot \frac{8}{2,6}\right)^\circ = 157^\circ.$$

5.73. Описать линзы, изготовленные из искусственного диэлектрика. Привести примеры практического выполнения такого вида линз.

5.74. Линза из искусственного диэлектрика образована металлическими дисками радиуса $R = 0,5$ см, впрессованными в пенистый полистирол, и имеет показатель преломления $n = 1,55$. Сколько дисков N должно быть в каждом см^3 объема линзы?

Относительная диэлектрическая проницаемость таких линз

$$\varepsilon = 1 + 16N \left[\frac{1}{\text{см}^3} \right] \frac{R^3 [\text{см}^3]}{3}.$$

Ответ. $N = 4,2$.

5.75. Линза из искусственного диэлектрика образована металлическими лентами каждая шириной $0,6$ см, впрессованными в пенистый полистирол. Сколько таких лент N должно приходиться на 1 см^3 площади продольного сечения линзы, чтобы показатель преломления линзы был равен $1,6$?

Относительная диэлектрическая проницаемость таких линз

$$\varepsilon = 1 + \pi a^2 [\text{см}^2] \frac{N \left[\frac{1}{\text{см}^3} \right]}{4}.$$

Ответ. $N = 3,3 \left[\frac{1}{\text{см}^3} \right]$.

5.76. Обобщить данные о линзовых антеннах, сравнить их по диапазонным свойствам и другим техническим показателям.

5.77. Описать линзу Лüneберга, принцип работы и возможность использования ее для электромеханического сканирования. Каковы достоинства и недостатки линзы Лüneберга?

5.4. Антенны в радиолокационных станциях

5.78. Описать особенности антенн радиорелейных линий (РРЛ), обусловленные их целевым назначением. Отметить значения ширины ДН, коэффициента усиления, развязки между каналами приема волн с прямого и обратного направлений, относительной полосы пропускания, поляризации и других, специфических для антенн РРЛ показателей.

5.79. Перечислить функции, выполняемые антеннами радиолокационных станций (РЛС), и предъявляемые к ним требования.

5.80. Нарисовать иглообразную ДН, плоскую (веерную) и многолучевую ДН и указать целевое назначение таких диаграмм.

5.81. Какими и почему должны быть КПД, шумовая температура, уровни боковых и задних лепестков ДН, электрическая прочность, габариты, масса и другие параметры антенн РЛС?

5.82. На примере самолетной антенны РЛС обзора земной поверхности описать механическое сканирование.

5.83. Описать коническое сканирование и как оно используется для автоматического сопровождения радиолокационных целей по направлению. Можно ли получить широкоугольное сканирование на основе применения конической ДН?

5.84. Описать ДН антенны моноимпульсной РЛС. Какую форму имеют ДН на выходах устройства суммирования и вычитания сигналов лучей антенны?

5.85. Описать структурную схему устройства автоматического сопровождения по одной угловой координате (АСН), применяемого в моноимпульсной РЛС. Каким образом получают опорный сигнал и сигнал рассогласования по направлению (рис. 5.10)?

5.86. Описать четырехрупорный облучатель антенны моноимпульсной РЛС, структуру полей в рупорах, необходимую для формирования требуемых ДН (рис. 5.11). Отметить недостатки конструкции облучателя.

5.87. Описать многомодовый облучатель антенны моноимпульсной РЛС. Как сопрягаются рупор, квадратный волновод и суммарно-разностный мост и какие функции они выполняют? В чем принципиальные

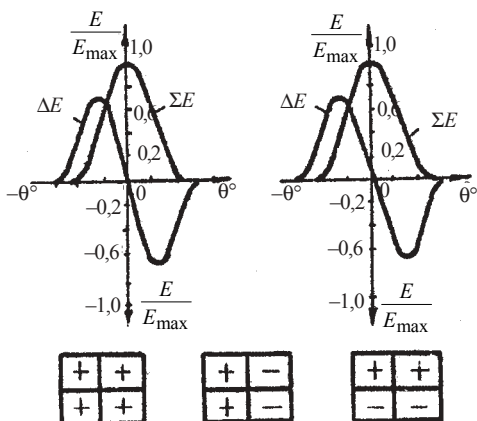


Рис. 5.10

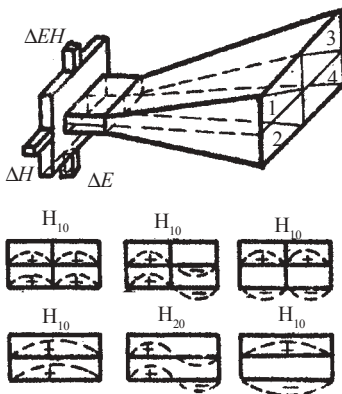


Рис. 5.11

преимущества многомодового облучателя по сравнению с четырехру-
порным облучателем?

5.88. Какие функции выполняют в радиолокации антенны с вращающейся поляризацией? Описать принцип получения волн с круговой поляризацией путем расщепления в фидерном тракте АФУ линейно-поляризованной волны.

5.89. Перечислить и обосновать требования, предъявляемые к антеннам летательных аппаратов.

5.90. Описать назначение и состав антенного блока самолетной метеонавигационной РЛС.

5.91. Описать сдвоенный отражатель и облучатель параболической антенны самолетной метеонавигационной РЛС.

5.92. Описать схему коммутации режимов антенны самолетной метеонавигационной РЛС. Привести технические данные антенны.

Библиографический список

1. Белоцерковский Г. Б. Основы радиотехники и антенны. Ч. II. Антенны. М.: Радио и связь, 1982.

2. Техническая электродинамика и антенны. Ч.2. Антенны: Учеб. пособие / Под ред. В. Н. Красюка. ЛИАП. Л., 1992.

3. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988.

4. *Дорохов А. П.* Расчет и конструирование антенно-фидерных устройств. Харьков. Изд-во Харьковск. ун-та, 1960.
5. *Кюн Р.* Микроволновые антенны. Л.: Судостроение, 1967.
6. *Марков Г. Т., Сазонов Д. М.* Антенны. М.: Энергия, 1975.
7. *Власов В. И., Берман Я. И.* Проектирование высокочастотных узлов радиолокационных станций. Л.: Судпромгиз, 1961.

6. ВОЛНОВОДЫ И ИХ СОГЛАСОВАНИЕ С НАГРУЗКОЙ

6.1. Характеристики и параметры волноводов

6.1. Имеется стандартный прямоугольный волновод с поперечными размерами $a = 48$ см, $b = 2,4$ см. Определить критическую длину волны $\lambda_{кр}$ для волн типа H_{10} , H_{20} , H_{01} , H_{21} , H_{11} , E_{11} , E_{12} , H_{12} .

Решение. Критическая длина волны в волноводе для волн типа H_{mn} , E_{mn} :

$$\lambda_{кр} = \frac{2}{\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}}.$$

Ответ. Результаты расчета сведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Тип волны	H_{10}	H_{20}	H_{21}	H_{01}	H_{11}	E_{11}	E_{12}	H_{12}
$\lambda_{кр}$, см	9,60	4,80	3,20	4,80	4,29	4,29	2,33	2,33

6.2. Какой минимальный диаметр d_{\min} должен иметь круглый волновод для передачи электромагнитных колебаний с частотой 10 ГГц (10000 МГц) при следующих типах волн: H_{11} , E_{01} , H_{21} , H_{01} и H_{31} ?

Ответ. Результаты расчета сведены в табл.6.2.

Таблица 6.2

Тип волны	H_{11}	E_{01}	H_{21}	H_{01}	H_{31}
d , см	>1,75	>2,29	>2,97	>3,66	>4,11

6.3. Прямоугольный волновод МЭК-100 имеет поперечные размеры: $a = 22,86$ мм, $b = 10,16$ мм; по нему передается волна типа H_{10} с частотой $f = 10000$ МГц. Требуется определить критическую длину волны $\lambda_{кр}$, фазовую V_{ϕ} и групповую $V_{гр}$ скорости, а также длину волны в волноводе Λ .

МЭК-100 – это один из стандартных волноводов, рекомендованных Международной электротехнической комиссией (МЭК). Цифра в обозначении волновода должна быть умножена на 100 МГц и тогда будет получена средняя частота рекомендуемого рабочего диапазона.

Решение. Фазовая скорость в волноводе

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}.$$

Групповая скорость в волноводе

$$V_{гр} = C \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2},$$

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

Ответ. $\lambda_{кр} = 45,7$ мм; $V_{ф} = 4,123 \cdot 10^8$ м/с; $V_{гр} = 2,183 \cdot 10^8$ м/с; $\Lambda = 4,12$ см.

6.4. Прямоугольный волновод МЭК-400 имеет внутренние размеры поперечного сечения : $a = 5,690$ мм, $b = 2,845$ мм. По нему передается волна типа H_{10} с частотой 40 ГГц. Определить критическую длину волны $\lambda_{кр}$, фазовую $V_{ф}$ и групповую $V_{гр}$ скорости, а также длину волны в волноводе Λ .

Ответ. $\lambda_{кр} = 11,4$ мм; $V_{ф} = 3,988 \cdot 10^8$ м/с; $V_{гр} = 2,256 \cdot 10^8$ м/с; $\Lambda = 1$ см.

6.5. Определить волновое сопротивление Z_B прямоугольного волновода МЭК-40 ($a = 58,17$ мм, $b = 29,083$ мм), а также эквивалентное сопротивление Z'_B , определяемое через напряжения и токи, при условии, что по волноводу передается волна H_{10} с частотой 4 ГГц.

Решение. Волновое сопротивление волновода, вычисленное через напряженности полей, для волн типа H_{mn}

$$Z_B = \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}.$$

Эквивалентное (волновое) сопротивление волновода, вычисленное через напряжения и токи, для волны H_{10} :

$$Z'_B = \frac{\pi b}{2a} \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}.$$

Ответ. $Z_B = 493,1$ Ом; $Z'_B = 379,2$ Ом.

6.6. Прямоугольный волновод МЭК-500 ($a = 4,775$ мм, $b = 2,388$ мм) на волне H_{10} имеет волновое сопротивление $Z_B = 483$ Ом. Определить частоту волны и эквивалентное сопротивление волновода Z'_B , вычисленное по напряжению и току.

Ответ. $f = 50$ ГГц; $Z'_B = 379,2$ Ом.

6.7. Определить длину волны, волновое сопротивление и коэффициент затухания в медном (проводимость $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$ 1/Ом·м) круг-

лом волноводе с внутренним диаметром $d = 25,4$ мм при распространении в нем волны типа E_{01} с длиной волны в свободном пространстве $\lambda = 3$ см.

Решение. Критическая длина волны $\lambda_{кр} = 1,31D = 1,31 \cdot 25,4 = 33,3$ мм.
Длина волны в волноводе

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{3}{\sqrt{1 - (3/33,3)^2}} = 6,88 \text{ см.}$$

Волновое сопротивление волновода

$$Z_B = \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{377}{0,436} = 864,6 \text{ Ом.}$$

Коэффициент затухания в волноводе при волне E_{01}

$$\alpha = \frac{\sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}}}{60\pi d \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{\sqrt{\frac{\pi 4\pi \cdot 10^{-7}}{5,8 \cdot 10^7}}}{60\pi d \sqrt{1 - (\lambda/1,31d)^2}} =$$

$$= 0,002 \text{ Нп/м} = 0,017 \text{ дБ/м.}$$

6.8. Определить допустимую для передачи по прямоугольному волноводу МЭК-120 ($a = 19,050$ мм, $b = 9,525$ мм) мощность при наличии в нем волны типа H_{10} с длиной волны в воздухе $\lambda = 2,5$ см и коэффициенте стоячей волны (КСВ) $k_{с.в} = 2,04$. Рассчитать также коэффициент затухания в волноводе, если бы последний был изготовлен из меди, латуни, алюминия или покрыт серебром.

Полагаем, что допустимая мощность $P_{доп}$ составляет 25% от предельной мощности $P_{пред}$.

Решение. Предельная мощность, выше которой возникает пробой в волноводе, рассчитывается по формуле

$$P_{пред} = \frac{6,63 \cdot 10^{-4} E_{проб}^2 ab}{k_{с.в}} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$$

$$P_{\text{пред}} = \frac{6,63 \cdot 10^{-4} \cdot 9 \cdot 10^{12} \cdot 19,05 \cdot 9,525 \cdot 10^{-6}}{2,04} \times \\ \times \sqrt{1 - (25/2 \cdot 19,05)^2} = 400 \text{ кВт},$$

где $E_{\text{проб}} = 30 \text{ кВ/см} = 3 \cdot 10^6 \text{ В/м}$ – пробивная напряженность поля в воздухе при нормальных условиях.

Так как в реальных условиях волновод не однороден, а там, где нарушается однородность, создается усиленная концентрация электрического поля, целесообразно считать допустимой для передачи по волноводу мощность, которая составляет не более 25% предельной мощности. Поэтому считаем допустимой мощность $P_{\text{доп}} = 0,25 \cdot 400 = 10 \text{ кВт}$.

Теперь вычислим коэффициент затухания волновода, изготовленного из меди ($\mu = \mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$; $\sigma = 5,8 \cdot 10^7 = 1/\text{Ом} \cdot \text{м}$).

$$\alpha = \frac{\sqrt{\frac{\pi f \mu}{\sigma}} \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{377 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}} = 6,91 \cdot 10^{-10} \sqrt{f} \frac{\left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]}{b \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}};$$

$$\alpha = 6,91 \cdot 10^{-10} \sqrt{12 \cdot 10^9} \frac{\left[1 + \frac{2 \cdot 9,525}{19,05} \left(\frac{25}{2 \cdot 19,05} \right)^2 \right]}{9,525 \cdot 10^{-3} \sqrt{1 - \left(\frac{25}{2 \cdot 19,05} \right)^2}} = \\ = 1,511 \cdot 10^{-2} \text{ Неп/м} = 0,131 \text{ дБ/м}.$$

В соответствии со значениями проводимости латунных, алюминиевых и покрытых серебром волноводов нужно ввести в эту формулу коэффициенты соответственно 1,92; 1,25; 0,97, т. е. в данном случае получим $\alpha = 0,252$; 0,164; 0,127 дБ/м.

6.9. Вычислить предельную и допустимую мощности для прямоугольного волновода МЭК-100 ($a = 22,86 \text{ мм}$ и $b = 10,16 \text{ мм}$) при распространении в нем волны H_{10} с частотой 9,84 ГГц. Расчет допустимой

мощности произвести применительно к самолетной аппаратуре и высоте полета $h = 15$ км (табл. 6.3).

Таблица 6.3

h , км	0	3	6	9	12	15
$P_{\text{доп}}$, % от $P_{\text{пред}}$	100	50	27	13	5	2

Ответ. $P_{\text{пред}} = 1,08$ МВт; $P_{\text{доп}} = 5,39$ кВт.

6.10. Вычислить коэффициент затухания по данным задачи 6.9.

Ответ. $\alpha = 0,16$ дБ/м.

6.11. Определить критическую длину волны в круглом волноводе, в котором распространяются волны H_{11} с частотой 10 ГГц при длине волны в волноводе $\Lambda = 4,5$ см.

Ответ. $\lambda_{\text{кр}} = 4$ см.

6.12. Вычислить пробивную и допустимую мощности и коэффициент затухания волн в прямоугольном медном волноводе с внутренними размерами $a = 23$ мм, $b = 10$ мм на максимальной волне рабочего диапазона $\lambda_{\text{max}} = 4,1$ см. Расчет произвести для двух случаев: а) волновод эксплуатируется на земле; б) волновод эксплуатируется в воздухе на высоте 12 км (табл. 6.3). В обоих случаях КСВ равен 1.

Решение. Предельная мощность в волноводе

$$P_{\text{пред}} = \frac{6,63 \cdot 10^{-4} E_{\text{проб}}^2 ab}{k_{\text{с.в}}} \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{\text{кр}})^2}.$$

$$P_{\text{пред}} = \frac{6,63 \cdot 10^{-4} \cdot 9 \cdot 10^{12} \cdot 23 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-2}}{1} \sqrt{1 - (4,1/4,6)^2} = 0,62 \cdot 10^6 \text{ Вт.}$$

Допустимая мощность при эксплуатации волновода на земле

$$P_{\text{доп}} = 0,25 \cdot 0,62 = 0,155 \text{ МВт.}$$

Допустимая мощность с увеличением высоты полета самолета понижается, так как с разрежением воздуха пробивная напряженность поля уменьшается, после чего вновь возрастает. Согласно табл. 6.3 в данном случае (при $h = 12$ км) допустимая мощность

$$P_{\text{доп}} = 0,05 \cdot 0,155 = 0,775 \cdot 10^{-2} \text{ МВт} = 7,75 \text{ кВт.}$$

Коэффициент затухания в волноводе рассчитывается по формуле, приведенной в задаче 6.8:

$$\alpha = 6,91 \cdot 10^{-10} \frac{\sqrt{\frac{3 \cdot 10^8}{4,1 \cdot 10^{-2}}}}{10^{-2} \sqrt{1 - \left(\frac{4,1}{2 \cdot 2,3}\right)^2}} \frac{1 + \frac{2,1}{2,3} \left(\frac{4,1}{2 \cdot 2,3}\right)^2}{1} = 0,022 \text{ Нп/м} = 0,19 \text{ дБ/м.}$$

6.2. Согласующие элементы

6.13. Определить размеры поперечного сечения a_c, b_c и длину четвертьволнового трансформатора, согласующего два отрезка прямоугольного волновода, из которых один имеет размеры $a_1 = 19,05$ мм и $b_1 = 9,53$ мм, а другой $a_1 = a_2 = 19,05$ мм и $b_2 = 7,08$ мм (рис. 6.1). По волноводу проходит волна типа H_{10} с частотой 12 ГГц.

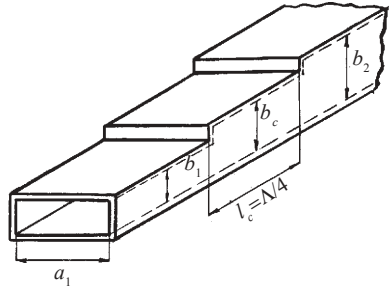


Рис. 6.1

Решение. Для согласования волноводов между эквивалентными (волновыми) сопротивлениями, вычисленными через соотношение напряжения к току, должно соблюдаться такое же соотношение, как между волновыми сопротивлениями отрезков длиной линии, согласуемых посредством четвертьволнового трансформатора:

$$Z_{в.с} = \sqrt{Z_{в1} Z_{в2}},$$

где

$$Z_{в.с} = \frac{\pi b_c}{2 a_c} \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}; \quad Z_{в1} = \frac{\pi b_1}{2 a_1} \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}};$$

$$Z_{в2} = \frac{\pi b_2}{2 a_2} \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}.$$

Требуемое эквивалентное сопротивление $Z_{в.с}$ устанавливается подбором размера узкой стенки волновода, так как $a_1 = a_2 = a_c$, следовательно, критическая длина волны $\lambda_{кр}$ на всех участках волноводной

линии одинаковая. Это позволяет написать вместо формулы

$$Z_{в,с} = \sqrt{Z_{в1}Z_{в2}} \text{ соотношение } b_c = \sqrt{b_1b_2} = \sqrt{9,53 \cdot 7,08} = 8,27 \text{ мм.}$$

Поскольку $\lambda_{кр} = 2 a_c = 38,1$ мм, длина волны в волноводе

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{25}{\sqrt{1 - (25/38,1)^2}} = 34,6 \text{ мм.}$$

Следовательно, длина согласующего отрезка волновода равна $l_c = \Lambda/4 = 8,65$ мм.

6.14. Рассчитать размеры b_c и l_c четвертьволнового трансформатора, согласующего два отрезка прямоугольного волновода с размерами поперечных сечений: $a_1 = a_2 = 22,86$ мм; $b_1 = 10,16$ мм; $b_2 = 11,41$ мм. По волноводу передаются волны типа H_{10} с частотой 10 ГГц.

Ответ. $b_c = 10,76$ мм; $l_c = 9,94$ мм.

6.15. Определить место включения и глубину погружения согласующей диафрагмы в волновод ($a = 2,29$ см; $b = 1,02$ см; $\lambda = 3$ см; $\lambda_{кр} = 4,58$ см; $\Lambda = 3,97$ см; $Z_{в} = 499,3$ Ом), если известно место расположения минимума поперечной составляющей напряженности электрического поля и что $k_{с,в} = 2,4$. На рис. 6.2, а, б изображена симметричная индуктивная диафрагма и поле в волноводе в месте ее включения. На рис. 6.2, в, г соответственно приведена емкостная диафрагма и поле в волноводе в месте ее включения.

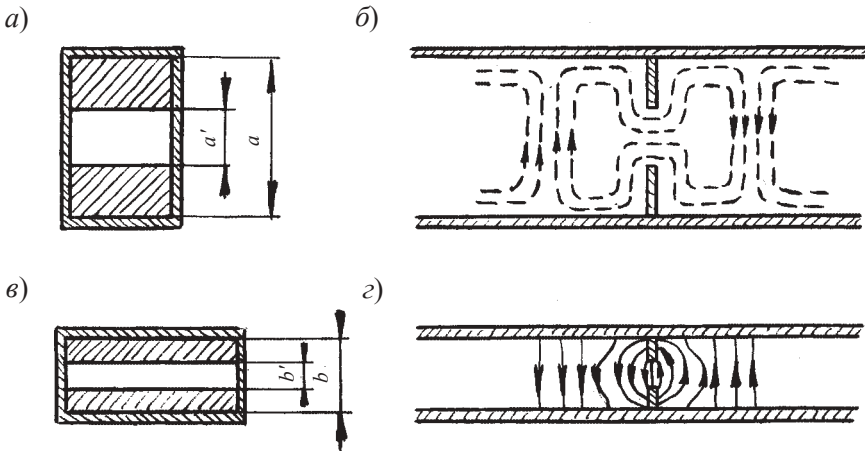


Рис. 6.2

Решение. 1. Находим на круговой диаграмме (рис. 6.3) точку, характеризующую входную проводимость волновода в месте расположения минимума электрического поля. Так как в данном случае $k_{с.в} = 2,4$, то в месте расположения минимума электрического поля входное сопротивление волновода чисто активная величина

$$Z_{вх\min} = R_{вх\min} = Z_B / k_{с.в} = Z_B / 2,4$$

или нормированное значение сопротивления

$$r_{вх\min} = R_{вх\min} / Z_B = 1/2,4,$$

нормированная входная проводимость $g_{вх\max} = 2,4$, что соответствует точке *A*.

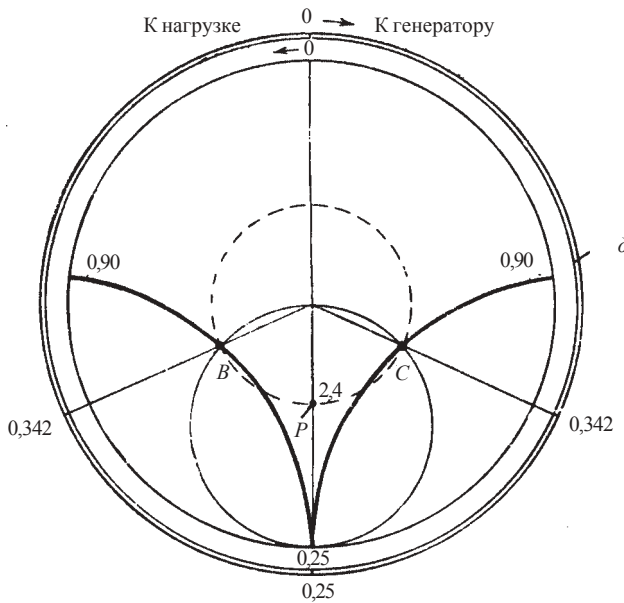


Рис. 6.3

2. Определяем расстояние от минимума напряженности электрического поля до места включения диафрагмы. Диафрагма должна находиться в сечении с нормированной активной проводимостью $g = 1$, а поэтому для определения требуемого расстояния следует совершить поворот по окружности КСВ, равного 2,4, до пересечения с окружностью $g = 1$.

Наличие двух точек пересечения *B* и *C* указывает на возможность согласования волновода при помощи индуктивной (точка *C*) и емкост-

ной (точка B) диафрагм. Прямые, проведенные через центр диаграммы и точки B, C , пересекают шкалу d в положении $0,342\lambda$, причем точке B соответствует шкала отсчета к генератору, а точке C – к нагрузке.

Следовательно, индуктивная диафрагма должна быть включена на расстоянии $(0,342 - 0,25)\lambda = 0,092 \cdot 3,97 = 0,365$ см, которое отсчитывается от сечения волновода с минимальной напряженностью электрического поля в направлении к нагрузке, с тем чтобы компенсировать имеющуюся здесь реактивную составляющую входной проводимости

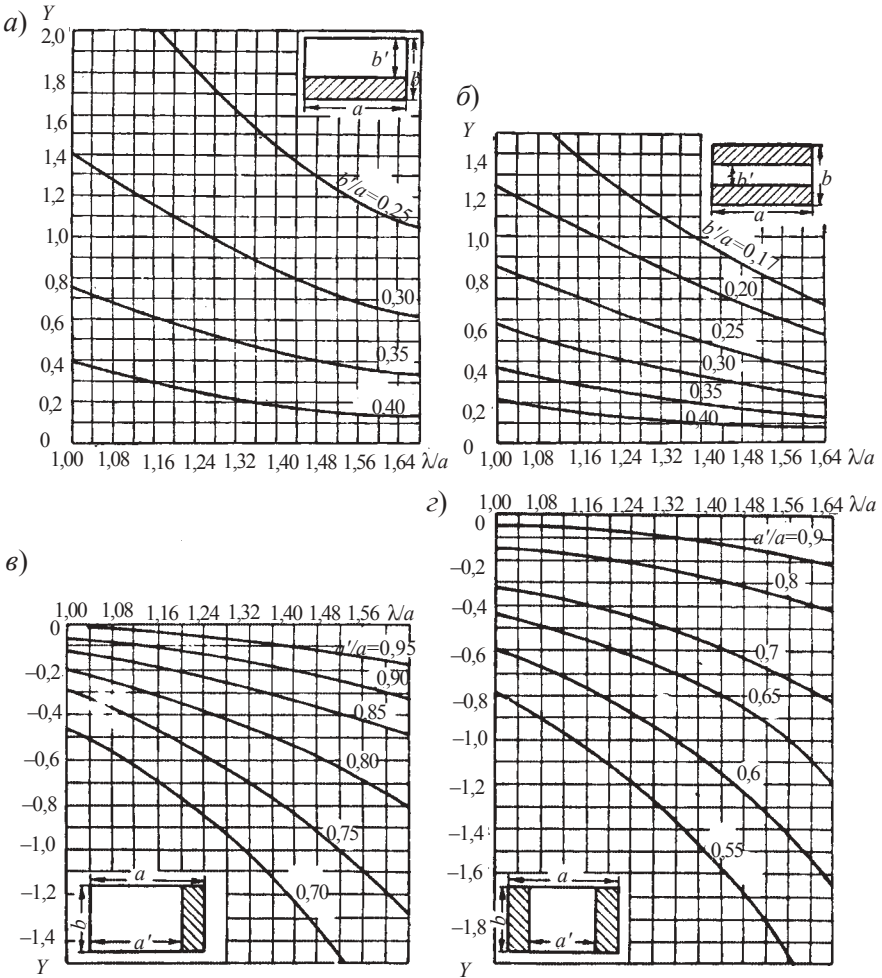


Рис. 6.4

емкостного характера. Емкостная диафрагма должна быть расположена на равном расстоянии по направлению к генератору.

3. Определяем размеры и характер диафрагм. Согласно положению точек B и C на диаграмме нормированная проводимость диафрагм равна $0,9$. В данном случае отношение $\lambda/a = 3/2,29 = 1,31$. На основании этих данных устанавливаем по графикам (рис. 6.4, $a, б$), что в случае применения симметричной емкостной диафрагмы $b'/a = 0,195$, откуда $b' = 0,195a = 0,195 \cdot 2,29 = 0,45$ см и глубина погружения

$$\frac{b-b'}{2} = \frac{1,02-0,45}{2} = 0,28 \text{ см.}$$

В случае применения несимметричной емкостной диафрагмы $b'/a = 0,305$, откуда $b' = 0,305a = 0,305 \cdot 2,29 = 0,698$ см и глубина погружения $(b-b')$ соответственно равна $(1,02-0,698) = 0,322$ см.

6.16. Определить место включения и глубину погружения индуктивной согласующей диафрагмы в волновод с внутренними размерами $a = 23$ мм и $b = 10$ мм, если известно сечение, в котором поперечная составляющая напряженности электрического поля имеет минимум и что $k_{с.в} = 4$. Длина волны в воздухе $\lambda = 3,2$ см.

Ответ. Симметричная индуктивная диафрагма должна быть расположена на расстоянии $0,074 \cdot 44,5 = 3,9$ мм от сечения минимума поперечной составляющей напряженности электрического поля в направлении к нагрузке. Глубина погружения диафрагмы $5,05$ мм (рис. 6.4, $в, з$).

6.3. Коаксиально-волноводный переход

6.17. Прямоугольный волновод с внутренними размерами $a = 23$ мм и $b = 10$ мм, возбуждается на волне типа H_{10} вибратором, к которому подводится питание через коаксиальную линию, имеющую волновое сопротивление $Z_{в.ф} = 50$ Ом (рис. 7.2). Длина волны в воздухе $\lambda = 3,2$ см. Требуется вычислить длину вибратора l_1 и размеры l_2 и y_0 , определяющие его положение в волноводе.

Решение. 1. Длина волны в волноводе

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{3,2}{\sqrt{1 - (3,2/4,6)^2}} = 4,45 \text{ см.}$$

2. Волновое сопротивление волновода

$$Z_B = \frac{377}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{377}{\sqrt{1 - (3,2/4,6)^2}} = 524 \text{ Ом.}$$

3. Сначала определяем действующую высоту вибратора h_d , предполагая, что последний находится в середине широкой стенки волновода ($y_0 = a/2$) и на расстоянии $l_2 = \Lambda/4$ от короткозамкнутого поршня. По условию согласования коаксиальной линии с волноводом активная составляющая входного сопротивления штыря должна быть равна волновому сопротивлению коаксиального фидера $Z_{в.ф}$:

$$\frac{2h_d^2}{ab} Z_B \sin^2\left(\frac{\pi}{a} y_0\right) \sin^2(\beta_B l_2) = Z_{в.ф},$$

откуда получим

$$\begin{aligned} h_d &= \sqrt{\frac{Z_{в.ф} ab}{2Z_B \sin^2\left(\frac{\pi}{a} y_0\right) \sin^2(\beta_B l_2)}} = \\ &= \sqrt{\frac{50 \cdot 23 \cdot 10}{2 \cdot 524 \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\right) \sin^2\left(\frac{2\pi}{\Lambda} \frac{\Lambda}{4}\right)}} = 3,31 \text{ мм.} \end{aligned}$$

Этой действующей высоте соответствует геометрическая длина l_1 , которую можно найти из формулы

$$h_d = \frac{\text{tg} \frac{\beta l_1}{2}}{\beta} = \frac{\lambda}{2\pi} \text{tg} \frac{\pi l_1}{\lambda}.$$

Отсюда находим

$$l_1 = \frac{\lambda}{\pi} \text{arctg} \frac{2\pi h_d}{\lambda} = \frac{3,2}{180} \text{arctg} \frac{6,28 \cdot 3,31}{32} = 5,9 \text{ мм.}$$

4. Как видим, расстройка вибратора велика, поскольку его длина l_1 существенно отличается от $\lambda/4 = 8$ мм. В целях увеличения l_1 при сохранении условия $R_{вх} = Z_{в.ф}$ смещаем вибратор к одной из узких стенок волновода. Принимаем $y_0 = 0,25a$ и тогда получим

$$h_{\text{д}} = \sqrt{\frac{Z_{\text{в.ф}} ab}{2Z_{\text{в}} \sin^2\left(\frac{\pi}{a} y_0\right) \sin^2(\beta_{\text{в}} l_2)}} = \sqrt{\frac{50 \cdot 23 \cdot 10}{2 \cdot 524 \sin^2\left(\frac{\pi}{4}\right) \sin^2\left(\frac{\pi}{2}\right)}} = 4,68 \text{ мм},$$

а

$$l_1 = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{2\pi h_{\text{д}}}{\lambda} = \frac{3,2}{180} \operatorname{arctg} \frac{6,28 \cdot 4,68}{32} = \frac{32 \cdot 42,5}{180} = 7,56 \text{ мм}.$$

Принимаем радиус провода вибратора $r = 1,6$ мм и вычисляем волновое сопротивление вибратора

$$Z_{\text{в.в}} = 60 \left(\ln \frac{\lambda}{\pi r} - 0,577 \right) = \\ 60 \left(2,31 \lg \frac{32}{3,14 \cdot 1,6} - 0,577 \right) = 60 \cdot 1,88 = 112,8 \text{ Ом}.$$

Поскольку вибратор не настроен в резонанс $\left(l_1 < \frac{\lambda}{4} \right)$, наряду с сопротивлением излучения R_{Σ} вибратор содержит X_{Σ} – реактивную составляющую

$$X_{\Sigma} = -Z_{\text{в.в}} \operatorname{ctg} \beta l_1 = -112,8 \operatorname{ctg} \left(\frac{360^{\circ} \cdot 7,56}{32} \right) = 112,8 \cdot 0,0875 = -9,87 \text{ Ом}.$$

Для того чтобы компенсировать это сопротивление, нужно изменить расстояние l_2 от поршня до вибратора в соответствии с формулой

$$X_{\text{вх}} = \frac{h_{\text{д}}^2}{ab} Z_{\text{в}} \sin^2\left(\frac{\pi}{a} y_0\right) \sin(2\beta_{\text{в}} l_2) + X_{\Sigma} = 0,$$

откуда

$$\sin(2\beta_{\text{в}} l_2) = \frac{-X_{\Sigma} ab}{h_{\text{д}}^2 Z_{\text{в}} \sin^2\left(\frac{\pi y_0}{a}\right)} = \frac{9,87 \cdot 10 \cdot 23}{4,682 \cdot 524 \sin^2\left(\frac{\pi \cdot 0,25a}{a}\right)} = 0,422;$$

$$2\beta_{\text{в}}l_2 = 115^{\circ}; \quad l_2 = \frac{44,5 \cdot 115}{2 \cdot 360} = 7,1 \text{ мм.}$$

За счет неравенства $l_2 < \frac{\lambda}{4}$ действующая высота вибратора отличается от вычисленного значения $h_{\text{д}} = 4,68$ мм примерно на 10%. В данном случае нет необходимости уточнять расчет. Если же это требуется, то можно применить метод последовательных приближений.

Библиографический список

1. *Лебедев И. В.* Техника и приборы СВЧ. М.: Высш. шк., 1970.
2. *Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р., Смирнов В. П.* Справочник по элементам волноводной техники. М.: Сов.радио, 1967.
3. *Григорьев А. Д.* Электродинамика и техника СВЧ. М.: Высш. шк., 1990.
4. Техническая электродинамика и антенны. Ч. 1. Электродинамика: Учеб. пособие/ Под ред. *В. Н. Красюка.* ЛИАП, Л., 1991.

7. ЭЛЕМЕНТЫ И УЗЛЫ АНТЕННО-ФИДЕРНОГО ТРАКТА

7.1. Сочленения волноводов и переходы на разные типы линий

7.1. Перечислить устройства и узлы антенно-фидерного тракта импульсной РЛС (рис. 7.1).

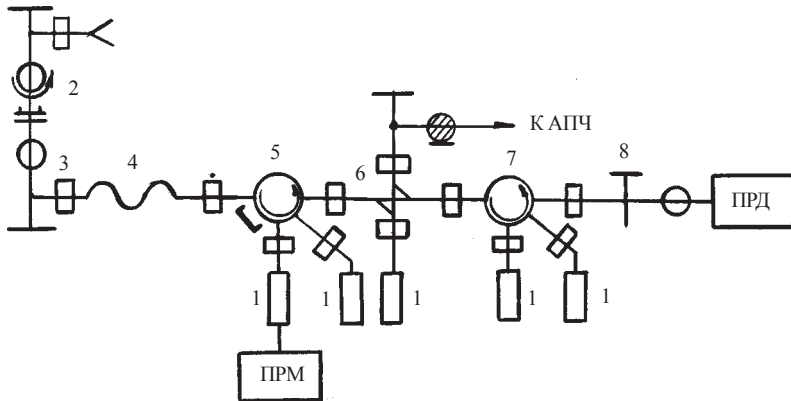


Рис. 7.1

7.2. Перечислить схемы связи, которые применяются в переходах, предназначенных для возбуждения и приема электромагнитных колебаний. Какие требования предъявляются к таким переходам?

7.3. Описать узкополосный зондовый переход с коаксиальной линии на прямоугольный волновод $T^{к.л} \rightarrow H_{10}^{п.в}$. Чем достигается здесь распространение волн по волноводу только в направлении его нагрузки? Из каких соображений выбирают высоту зонда (штыря) и его местоположение в продольном и поперечном сечениях волновода?

7.4. Что ограничивает полосу пропускания зондового коаксиально-волноводного перехода? Как устроен широкополосный неперестраиваемый переход?

7.5. Описать волноводно-коаксиальный переход с детектором. Отметить назначение всех элементов перехода и процесс настройки его?

7.6. Описать принцип действия и назначение элементов коаксиально-волноводного перехода, эскиз которого показан на рис. 7.2.

7.7. Пояснить, как происходит трансформация Т-волны в волну H_{10} в прямоугольном волноводном посредством коаксиально-волноводного пе-

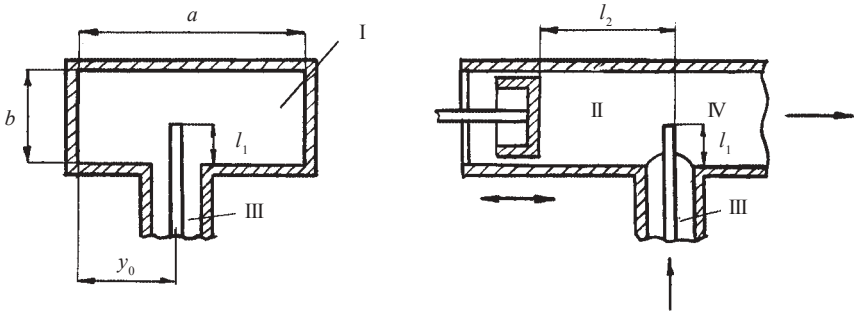


Рис. 7.2

рехода, показанного на рис. 7.2. Какие волны (бегущие или стоячие) образуются в поперечных сечениях *I, II, III, IV*? Какова относительная длина отрезков l_1, l_2, y_0 ?

7.8. На рис. 7.3 показаны контактные (*а, б*) и дроссельные (*в, г*) короткозамкнутые поршни прямоугольного волновода (*а, г*) и коаксиального (*б, в*) волноводов. Определить: узлы тока и пучности электрического поля; узлы электрического поля (напряжения) и пучности тока для точек *A, B, C, D, E, G, F, L, M, N*.

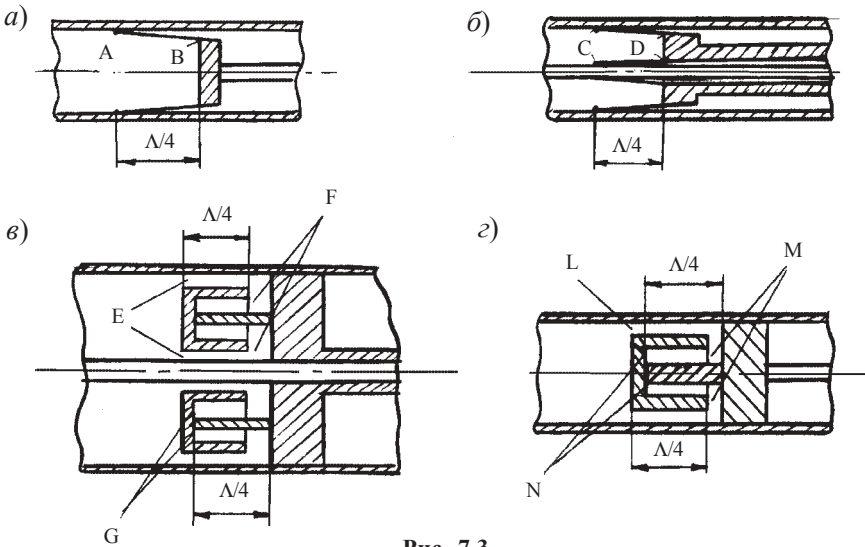


Рис. 7.3

7.9. Описать зондовый переход с трансформацией волны из коаксиальной линии в круглый волновод ($T^{к.л} \rightarrow E_{01}^{к.б}$). Из каких соображений

выбирают диаметр круглого волновода? Благодаря чему поля H_{11} и H_{21} , возбуждаемые в волноводе, не распространяются по нему?

7.10. Описать коаксиально-волноводный переход с магнитной связью.

7.11. Для чего предназначены вращающиеся сочленения. Какого типа волны наиболее пригодны для передачи энергии через такие сочленения?

7.12. Описать вращающиеся сочленения прямоугольных волноводов через отрезки круглого волновода.

7.13. Заполнить пропуски соответствующими словами: *магнитная, зондом, электрическая, противофазе, полей, неоднородность, типов, отверстие (цель), реактивный, заземленной, поперечной, два, зонд (штырь), внутреннего, $\Lambda/4$, полосковым.*

Элементами связи в переходах с преобразованием типа волны являются __ (___), рамка с током и __ (___). В первом случае используется __ связь, во втором – магнитная __ связь и в третьем – электромагнитная. Продолжение __ проводника коаксиальной линии служит __ коаксиально-волноводного перехода. Устройство возбуждения волновода, как и любая-другая __, вызывает кроме основной волны множество __ не основных __. Последние обычно имеют __ характер и не распространяются. В переходе $T^{к.л} \rightarrow H_{20}^{п.в}$ используются __ зонда, которые питаются в __. В переходе $T^{к.л} \rightarrow H_{10}^{п.в}$ с магнитной связью рамку помещают в __ плоскости волновода на расстоянии ___ от коротко замыкающей перемычки. Металлический клин перехода $H_{10}^{п.в} \rightarrow T^{п.п.л}$ соединен с ___ проводником НПЛ, а продолжение нижней стенки волновода служит ___ пластиной НПЛ.

7.14. Перечислить требования, предъявляемые к штепсельным разъемам, контактными и дроссельным фланцам антенно-фидерного тракта (АФТ).

7.15. Описать контактное соединение неподвижных отрезков прямоугольного волновода. Каково назначение всех элементов соединения?

7.16. Имеются конструкции контактных сочленений волноводов, в которых между фланцами расположена тонкая прокладка $З$ с пружинящими лепестками 7 (рис. 7.4, а). Материал прокладки – бериллиевая бронза. Какой эффект дает такая прокладка с лепестками. Перечислить наименование элементов сочленения $1, 2, 4, 5, 6, 8$.

7.17. На рис. 7.4, б приведена схема замещения дроссельного сочленения двухпроводными линиями и распределение тока I в них. Описать дроссельное сочленение неподвижных отрезков волновода. Почему ток смещения, имеющийся в зазоре между фланцами сочленения, возбуж-

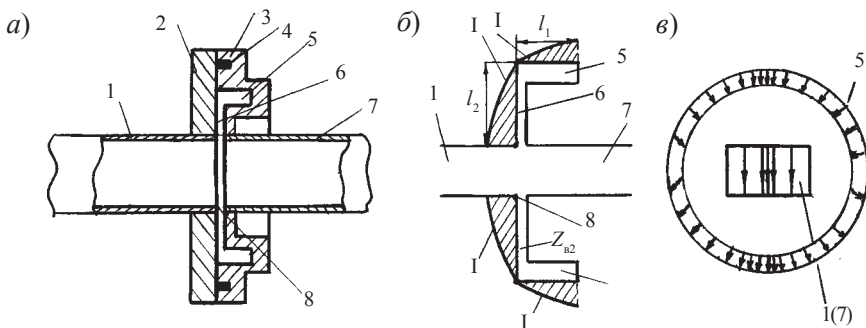


Рис. 7.4

дает в радиальной линии волну Т, а в кольцевой канавке – волну H_{11} ? Как, несмотря на отсутствие гальванического контакта, образуется надежный контакт между внутренними стенками сочленяемых волноводов? Какой ток (узел или пучность) имеется в зазоре δ между волноводными отрезками и в гальваническом контакте фланцев? Что должно быть больше: волновое сопротивление кольцевой канавки $Z_{в2}$ или радиальной линии $Z_{в1}$? Каковы размеры длин отрезков l_1, l_2 ?

7.18. Объяснить, почему дроссельные фланцы с кольцевой выточкой по всей окружности (см. рис. 7.3, б) и с неполной выточкой практически не отличаются по своим электрическим свойствам. На рис. 7.4, в показаны электрические поля в области сочленения. Где размещаются на фланцах стягивающие их винты и герметизирующая резиновая прокладка?

7.19. Сравните свойства контактных и дроссельных разъемных сочленений. Указать уровни мощности в децибелах, просачивающейся через эти сочленения?

7.20. Описать гофрированный волновод.

7.21. Описать позвонковый (панцирный) волновод.

7.22. Заполнить пропуски соответствующими словами и цифрами: *контактное, контактные, дроссельное, дроссельные, винтами, прокладки, штифтами, поверхности, 60–80, сдвиги, 90–120, перекосы, механической, разъемные, припаиваются, фланцев, пересборке.*

Известны неразъемные и ___ соединения участков фидерного тракта. Неразъемные соединяемые участки ___ друг к другу. Больше применение получили ___ и ___ разъемные сочленения. Контактное сочленение волноводов производится с помощью плоских ___, которые через отверстия в них стягиваются ___ и дополнительно фиксируются направ-

ляющими _____. Кроме того, используют упругие _____ из бериллиевой бронзы с пружинящими лепестками. Благодаря деформации прокладок обеспечивается хороший электрический _____, если даже соприкасающиеся _____ фланцев неточно притерты. Это приводит к снижению просачиваемой мощности до (_____) дБ. Дроссельное сочленение не требует столь высокого качества _____ обработки, оно допускает небольшие _____ фланцев и небольшие _____ внутренних контуров волноводов. Это ухудшает электрический контакт: просачиваемая мощность в дроссельных сочленениях находится на уровне – (_____) дБ. Все же _____ сочленение предпочтительнее, если фидерный тракт подвергается частой _____.

7.2. Волноводные уголки и изгибы

7.23. Описать одноуголковый и двухуголковый переходы: их классификацию (типы Е и Н), принцип действия, оптимальные размеры, преимущества и недостатки. Какой переход – типа Е или Н – более пригоден для использования в трактах большой мощности?

7.24. Определить оптимальные размеры X , d (простых) одно уголкового переходов типа Н (рис. 7.5, а) и типа Е (рис. 7.5, б), которые введены в прямоугольный волновод $R22$, имеющий поперечные размеры: $a = 110$ мм, $b = 55$ мм.

Решение. Оптимальные соотношения между размерами одноуголкового волноводного перехода типа Н: $d = 0,93 a$, $X = 0,6 - 0,7a$, а типа Е – $d = 0,86 b$, $X = 0,4b$.

1. Определяем размеры d и X перехода типа Н:

$$d = 0,93 a = 0,93 \cdot 110 = 102,3 \text{ мм},$$

$$X = 0,65 a = 0,65 \cdot 110 = 71,5 \text{ мм}.$$

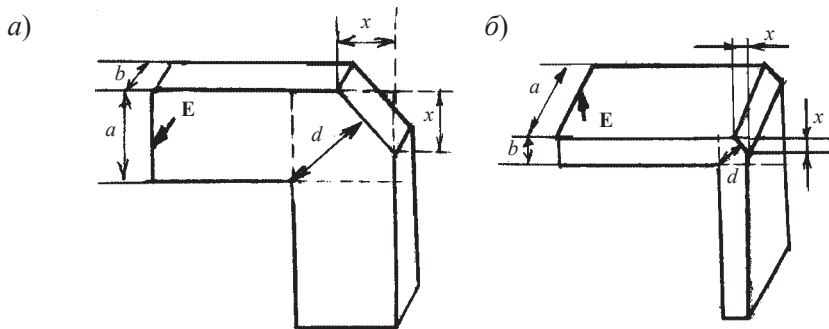


Рис. 7.5

2. Размеры d и X перехода типа Е:

$$d = 0,86b = 0,86 \cdot 55 = 41,3 \text{ мм};$$

$$X = 0,4b = 0,4 \cdot 55 = 22 \text{ мм}.$$

7.25. Определить оптимальные размеры X , d одноуголковых переходов типа Н (рис. 7.5, а) и типа Е (рис. 7.5, б) прямоугольного, волновода $R220$ с поперечными размерами $a = 10,7$ мм, $b = 5,3$ мм.

Ответ. Для перехода типа Н: $d = 9,95$ мм; $X = 6,96$ мм; для типа Е: $d = 4,56$ мм; $X = 2,12$ мм.

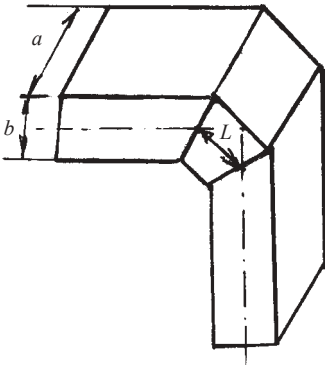


Рис. 7.6

7.26. Один из участков АФТ содержит прямоугольный волновод, в котором имеется двухуголковый (двойной) E -плоскостной переход. Частота распространяемых волн $f = 10$ ГГц. Определить оптимальный размер L (рис.7.6) перехода, если поперечные размеры волновода с волной H_{10} ($a = 23$ мм, $b = 10$ мм.).

Ответ. $L = 9,9$ мм,

7.27. Описать волноводные изгибы, их преимущества и недостатки по сравнению с уголковыми переходами.

7.28. Длину плавных изгибов рекомендуется выбирать порядка трех–пяти полуволн в волноводе. Пояснить, почему этот оптимальный размер кратен полуволне?

Решение. Длина волны в изогнутом волноводе с достаточной для практики точностью может считаться равной длине волны в прямом волноводе. Волновое сопротивление изогнутого волновода больше волнового сопротивления прямого волновода. Различие тем больше, чем меньше радиус изгиба. Коэффициенты отражения на входе и выходе изгиба имеют одинаковый модуль, а по фазе отличаются на π , так как имеет место переход от меньшего волнового сопротивления к большему сопротивлению. Поэтому для компенсации отражений от сечений изгиба на входе и выходе, расстояние между сечениями, измеренное вдоль средней линии, должно быть кратным целому числу полуволн, так как при этом разность фаз за счет разности хода между отраженными от сечений волн будет равна нулю.

7.29. С какой целью производят кручение волноводов? Как влияет длина L крученого участка на КСВ в волноводе? При какой относительной длине можно получить $k_{с.в} \leq 1,1$?

7.30. Начертить топологические схемы уголкового и плавного изгибов микрополосковой линии (МПЛ), обозначить на схемах оптимальные размеры изгибов.

7.31. Заполнить пропуски соответствующими словами: *плавного, отражающих, направления, 45°, 90°, электрические, магнитные, E, H, плоскости, поляризации, двух, волны, полуволн, скрутки, поворота.*

Уголкового переходы предназначены для изменения ___ передачи энергии. Если в ___ изгиба полностью расположены ___ силовые линии, то переход называется *H*-плоскостным, а если ___ силовые линии, то *E*-плоскостным. По количеству ___ стенок в переходе различают одно- и двухуголковые переходы. В одноуголковом переходе направление волны сразу же изменяется на ___, в двух уголковом – каждая из ___ ступенек осуществляет поворот на ___. Электрическая прочность ___ изгибов выше, чем ___ изгибов. Волноводная скрутка предназначена для ___ плоскости ___ волны. Оптимальная средняя длина ___ изгиба и ___ равна целому числу ___.

7.3. Фильтрующие элементы

7.32. Определить для каждой решетки из проводящих пластин (рис. 7.7, *a, б, в, г*), какой тип волны в круглом (H_{11}, E_{01}, H_{01}) и прямоугольном волноводах (H_{01}) она подавляет, имея в виду, что пластины отсекают (отражают) те волны, электрические силовые линии которых совпадают с поверхностью пластин.

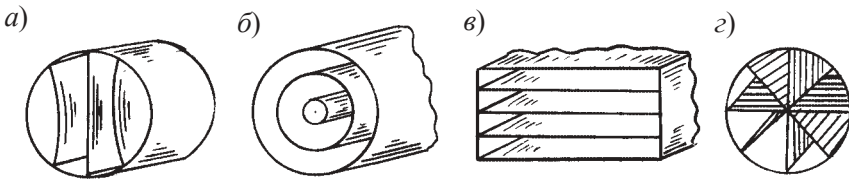


Рис. 7.7

7.33. Описать волноводный и коаксиальный проходные резонаторы.

7.34. Описать одиночные резонаторы на полосковых и микрополосковых линиях.

7.35. Составить эквивалентную схему полосно-пропускной фильтра (ППФ) с четвертьволновыми связями и сопоставить с прототипом ППФ из элементов с сосредоточенными параметрами.

7.36. Описать ППФ с четвертьволновыми связями, построенные на основе волноводной и полосковой линий передачи.

7.37. Описать структуру полей в одном звене связанных полосковых линий (ПЛ). Как индуцируются синфазная и противофазная волны? В каком соотношении находятся волновые сопротивления полосковых линий для этих волн?

7.38. Составить схему ППФ на связанных полосковых линиях и обосновать частотную характеристику этого фильтра.

7.39. На рис. 7.8, а изображены топологические схемы СВЧ-фильтров: нижних и верхних частот, полосно-пропускающего и полосно-заграждающего. Приведите эти схемы к их прототипам с сосредоточенными параметрами (см. рис. 7.7, б).

7.40. В СВЧ-фильтре нижних частот на полосковых линиях (рис. 7.8) участки линии с высокоомным волновым сопротивлением $Z_{\text{ш}}$ служат последовательной индуктивностью, а с низкоомным $Z_{\text{ш}}$ – параллельной емкостью. С какой целью устанавливается такое соотношение между волновыми сопротивлениями участков линии и как оно реализуется?

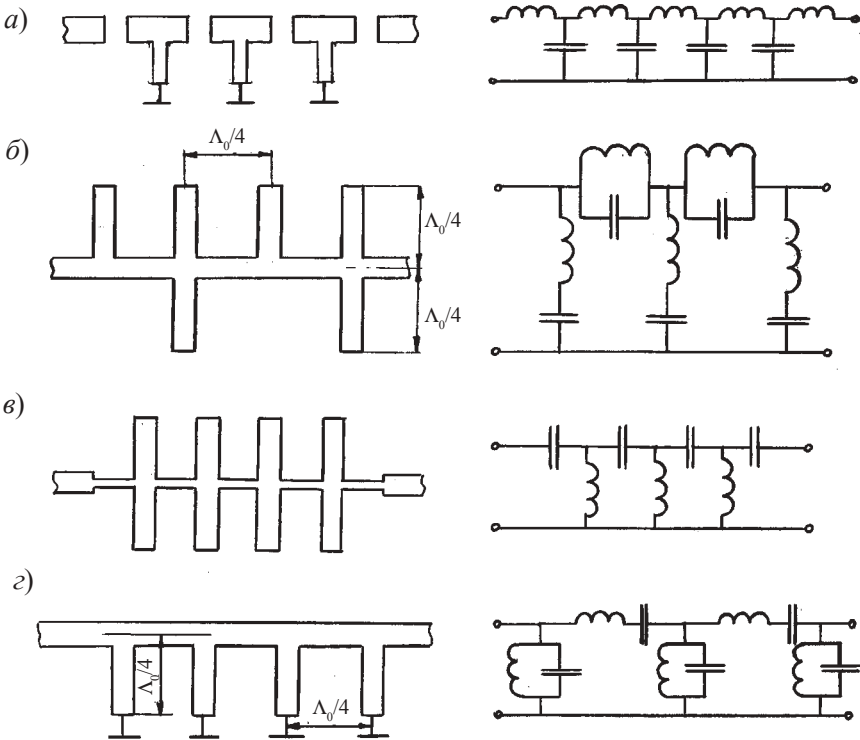


Рис. 7.8

Решение. В данном случае используются короткозамкнутые шлейфы с индуктивным сопротивлением

$$j\omega L = jZ_{\text{ш}} \operatorname{tg}(\beta l_{\text{ш}}) = jZ_{\text{ш}} \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi l_{\text{ш}}}{\Lambda}\right)$$

и разомкнутые шлейфы с емкостной проводимостью равной

$$j\omega C = j / Z_{\text{ш}} \operatorname{ctg}\left(\frac{2\pi l_{\text{ш}}}{\Lambda}\right) = j \operatorname{tg}(2\pi l_{\text{ш}} / \Lambda) / Z_{\text{ш}}.$$

Следовательно, для уменьшения длины шлейфов $l_{\text{ш}}$ нужно, чтобы в первом случае его волновое сопротивление $Z_{\text{ш}}$ было большим, а во втором – малым. Реализуется это тем, что индуктивный шлейф изготавливают с тонким полосковым проводником и, следовательно, малой погонной емкостью, а емкостный шлейф – наоборот.

7.4. Тройники и мосты СВЧ

7.41. Как классифицируются волноводные тройники? Описать Т-образные волноводные тройники Е- и Н-типов и нарисовать эквивалентные схемы этих тройников.

7.42. Почему тройники необходимо внутренне согласовывать со стороны Е- и Н-плеч? Как выполняется это согласование?

7.43. Описать двойные волноводные тройники (двойные Т-мосты). Дать определения первичного и вторичных (рабочего и нерабочего) плеч моста. Какое свойство двойного Т-моста позволяет отнести его к группе гибридных соединений?

7.44. Описать, как применяется двойной тройник для измерения коэффициента отражения (или КСВ).

7.45. Описать принцип действия и свойства кольцевых гибридных мостов. Каково оптимальное соотношение поперечных размеров кольца и плеч моста?

7.46. Описать принцип действия и свойства квадратных гибридных мостов. Составить эквивалентную схему квадратного моста на основе двухпроводных линий. В каком соотношении находятся волновые сопротивления этих линий? Показать, что квадратный мост гибридный и к тому же квадратурный.

7.47. Описать конструкцию волноводно-щелевого моста и пояснить, что при соответствующих размерах щели мост является трехдецибельным, а два плеча его развязанные.

7.48. Как осуществляется согласование в волноводно-щелевых мостах? Отметить достоинства таких мостов по сравнению с двойным тройниковым и кольцевым мостами.

7.49. Дать определение понятия “направленный ответвитель” (НО). Показать, что гибридное и мостовое соединения – частные случаи НО.

7.50. Перечислить качественные показатели направленных ответвителей и записать математически эти показатели.

7.51. Направленный ответвитель (НО) создает переходное ослабление в прямом направлении $L_{12} = 3$ дБ и имеет направленность основного выходного плеча относительно изолируемого $L_n^{(2)} = 30$ дБ. Какова развязка между входным и изолируемым плечами НО?

Ответ. 27 дБ.

7.52. Описать принцип работы направленного ответвителя с двумя и тремя отверстиями связи в общей узкой стенке двух прямоугольных волноводов. Сравнить их характеристики в полосе частот.

7.53. Рассмотреть условие согласования волновых сопротивлений ответвителя на связанных линиях. Из каких соображений устанавливаются коэффициент связи ответвителя?

7.54. Отметить конструктивные особенности и достоинства противонаправленных мостов.

7.55. Сравнить технические показатели следующих интегральных схем СВЧ: гибридного кольца, двухшлейфного и трехшлейфного НО и противонаправленного моста.

7.56. Заполнить пропуски соответствующими словами: *развязаны, фазе, противофазе, не, квадратурный, компактностью, последовательного, параллельного, двойной, поровну, узкополосный, трехдецибельный.*

Эквивалентная схема Е-тройника имеет вид __ соединения, а Н-тройника – __ соединения линий (волноводов). __ Т-мост является сочетанием Е- и Н-тройников. В нем Е- и Н-плечи взаимно __, а два других плеча возбуждаются в __ от Е-плеча и в __ от Н-плеча. Входная мощность кольцевого моста разветвляется __ между смежными плечами, а в оставшееся плечо __ поступает. Квадратный гибридный мост __. Волноводно-щелевой мост отличается __ и широкополосностью. Двухдырочный направленный ответвитель __. Противонаправленный мост – это противонаправленный __ ответвитель.

7.5. Ферритовые устройства

7.57. Как классифицируются материалы по их магнитным свойствам? Структуры ферритов типа граната, шпинели и гексагональные.

7.58. Вывести формулы, выражающие зависимость между магнитной проницаемостью μ и коэффициентом восприимчивости среды k_m . Какие значения μ и k_m имеют вакуум, диамагнетики, парамагнетики и ферромагнитные материалы?

7.59. Описать внутренние источники магнитного поля вещества. Что называется магнитным и механическим спиновыми и орбитальными моментами электрона? Какие из этих моментов определяют природу магнетизма?

7.60. Описать намагничивание вещества внешним постоянным магнитным полем. Что называется свободной прецессией и как зависит частота ее от напряженности поля намагничивания вещества?

7.61. Описать процесс вынужденной прецессии спина. Что называется ферромагнитным резонансом?

7.62. Описать взаимодействие линейно поляризованной волны с намагниченным ферритом. Чем различается прецессия электронов, вызываемая волнами левой и правой круговой поляризации?

7.63. Определить частоту ферромагнитного резонанса вещества, намагничиваемого постоянным магнитным полем, напряженность которого $H_0 = 100$ кА/м.

Ответ. $f = 3,5$ ГГц.

7.64. Провести аналогию между комплексной магнитной и диэлектрической проницаемостями среды. Как зависят вещественная и мнимая части комплексной магнитной проницаемости феррита от напряженности постоянного поля намагничивания?

7.65. Какими параметрами оцениваются резонансные свойства ферритов?

7.66. Заполнить пропуски соответствующими словами: *шпинели, спиновыми, механический, стрелке, переменное, прецессия, граната, орбите, по, вынужденная, потерями, сотые, орбитальным, оси, свободная, намагничиванию, комплексной.*

К основным структурам ферритов относятся структуры типа __, типа __ и гексагональная. Электрон атома ферромагнитного вещества, вращаясь по __ и вокруг своей __, обладает __ и спиновым магнитным и механическим моментами. В результате взаимодействия внешнего по-

стоянного магнитного поля и спинового магнитного момента возникает новый ___ момент, под действием которого происходит __ прецессия ___ часовой __. Свободная __, полностью затухает за __ доли микросекунды. Если к постоянному полю прибавляется __ магнитное поле распространяемой волны, то возникает __ прецессия. В __ магнитной проницаемости феррита $\dot{\mu} = \mu' - j\mu''$ составляющая μ' обусловлена способностью среды к ____, а μ'' — __ в ней.

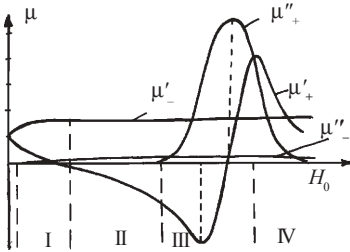


Рис. 7.9

вентиле со смещением поля, Y-циркуляторы, фазовращатели.

7.68. Описать ЖИГ-резонатор, схему и принцип действия ферритового фильтра, выполненного на полосковой линии со связью петлевого типа (рис. 7.10).

Ответ. Главным элементом перестраиваемого фильтра является ферритовый резонатор, который выполняют обычно в виде хорошо отполированных сфер из монокристаллов железоиттриевого граната (ЖИГ-резонатор).

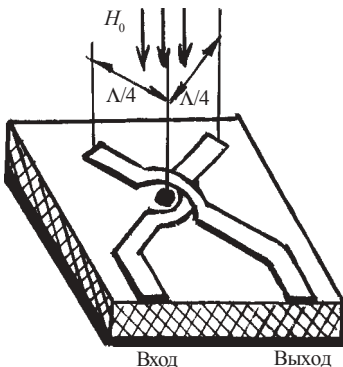


Рис. 7.10

7.67. Описать классификацию ферритовых устройств. На рис. 7.9 показаны зависимости составляющих комплексной магнитной проницаемости феррита правополяризованной (+) и левополяризованной (-) волны $\dot{\mu}_{(\pm)} = \mu'_{(\pm)} - j\mu''_{(\pm)}$ от напряженности постоянного поля намагничивания H_0 . Определить область характеристик, используемых в вентиле с резонансным поглощением,

вентиле с резонансным поглощением, вентиле со смещением поля, Y-циркуляторы, фазовращатели. Такие резонаторы обладают собственной добротностью $(2-3) \cdot 10^3$. В них используется резонанс правовинтового прецессионного движения спиновых магнитных моментов электронов. Резонансная частота ферритового резонатора определяется соотношением $f_0 = \gamma H_0$, где H_0 — напряженность поля подмагничивания, $\gamma \approx 3,5 \cdot 10^{-2}$ МГц/(А/м). На частотах в стороне от резонанса ферритовый резонатор ведет себя как изотропный магнитодиэлектрический образец

и из-за малых размеров незначительно влияет на режим линии передачи. Лишь в узкой полосе частот вблизи резонанса связь резонатора с линией передачи резко увеличивается, и появляются компоненты электромагнитного поля, отсутствующие в первоначальной структуре волны линии передачи. Именно это явление используется для создания перестраиваемых фильтров СВЧ.

В фильтре на несимметричных полосковых линиях передачи (см. рис. 7.10) две перекрещивающиеся линии при отсутствии гиромагнитного резонанса практически развязаны между собой, поскольку связи через магнитное поле нет. Электрическое же поле в месте пересечения линий минимально, так как точка пересечения расположена на расстоянии $\Lambda/4$ от разомкнутых концов полосковых линий. В точке пересечения между проводниками полосковых линий помещена ферритовая сфера, намагничиваемая управляющим полем H_0 , перпендикулярным плоскости основания полосковой платы. При гиромагнитном резонансе появляется составляющая поля магнитной индукции, продольная возбуждающей линии передачи, что приводит к возникновению сильной связи между полосковыми линиями.

7.69. В ферритовых фильтрах СВЧ наряду с петлевой связью применяется связь, осуществляемая с помощью металлических диафрагм или взаимно-перпендикулярных короткозамкнутых линий передач. Описать полосно-пропускающий фильтр (рис. 7.11) на прямоугольных волноводах, в котором два соосных волновода развернуты один относительно другого на 90° и имеют отверстие в общей торцевой стенке, образующее диафрагму. Ферритовая сфера располагается в центре отверстия. Сфера намагничивается постоянным магнитом с полюсами $N-S$.

Решение. При частотах f , далеких от частоты резонанса f_0 ферритовой сферы, вынужденная прецессия практически отсутствует и падающая на диафрагму с ферритовой сферой волна $\Pi_{\text{пад}}$ полностью отражается ею ($\Pi_{\text{отр}}$). При этом волноводы развязаны из-за ортогональности поляризации их основных волн. Если же частота f волны $\Pi_{\text{пад}}$ близка к f_0 , то возникает интенсивная вынужденная прецессия, в результате чего ферри-

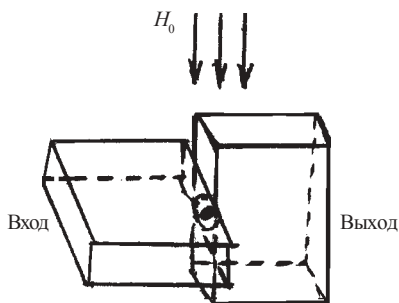


Рис. 7.11

товая сфера вызывает вторичные волны с частотой f . При надлежащих размерах диафрагмы это переизлучение компенсирует отраженные от диафрагмы волны и возбуждает проходящую на выход волну $\Pi_{\text{прох}}$. Как видно, устройство является ППФ с полосой пропускания, зависящей от нагруженной добротности ферритового резонатора.

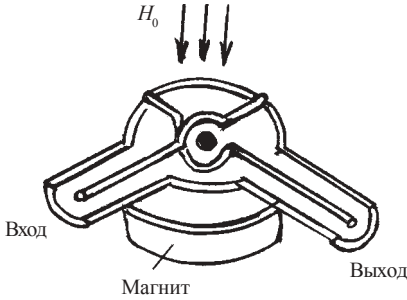


Рис. 7.12

7.70. Описать принцип действия ферритового ППФ на индуктивных петлях (рис. 7.12), который содержит ферритовую сферу, помещенную в центре двух перекрещивающихся рамок, расположенных во взаимно перпендикулярных плоскостях и связанных с двумя коаксиальными линиями.

Решение. Магнитные поля рамок взаимно ортогональны и передача сигналов между рамками, а следовательно, между входом и выходом отсутствует. При гиромагнитном резонансе намагниченной ферритовой сферы под воздействием на нее магнитного поля первой рамки $H_{\text{вч},x}$ появляется составляющая магнитной индукции $B_{\text{вч},y}$, возбуждающая вторую рамку, и сигнал проходит на выход фильтра.

7.71. Каковы назначения и характеристики циркуляторов СВЧ? Описать устройство и принцип действия поляризационного циркулятора.

7.72. Отметить недостатки, характерные для циркуляторов, основанных на эффекте Фарадея.

7.73. Описать конструкцию и принцип действия волноводного Y -циркулятора. Назначение элементов циркулятора.

7.74. Описать устройство, топологическую схему и принцип действия Y -циркуляторов на полосковых и микро полосковых линиях (ПЛ и МПЛ).

7.75. Сравнить Y -циркуляторы, выполненные на волноводах, ПЛ и МПЛ. Отметить их рабочие диапазоны волн и другие характеристики. Привести примеры Y -циркуляторов с числом плеч более трех.

7.76. Описать фазовращатель Реджиа–Спенсера. Почему в этом фазовращателе не проявляется эффект Фарадея несмотря на продольное намагничивание ферритового стержня? На каком явлении основано изменение фазы проходящей волны в данном случае?

7.77. Описать устройство и принцип действия ферритового невзаимного фазовращателя. Как зависит получаемый невзаимный фазовый

сдвиг от места размещения ферритовой пластины в волноводе? Что называется гиратором?

7.78. Описать устройство и принцип действия фазового циркулятора. Каким полем – продольным или поперечным – намагничиваются ферритовые пластины циркулятора? Обосновать процесс циркуляции волн.

7.79. Каково назначение ферритовых вентиляей? Как составляется антенный переключатель из вентиля и циркулятора?

7.80. Описать устройство и принцип действия вентиля, основанного на эффекте Фарадея.

7.81. Описать устройство и принцип работы вентиля с резонансным поглощением волн. Чем вызвано введение диэлектрической пластины в конструкцию вентиля? Каковы его технические показатели, преимущества и недостатки по сравнению с вентиляем поляризационного типа?

7.82. Описать устройство и принцип действия вентиля, основанного на эффекте смещения поля. Чем объясняется широкое применение вентиляей такого вида?

7.83. Заполнить пропуски соответствующими словами: *размеров, намагничивания, направления, невзаимный, продольно, управляющего, сферы, намагничивания, Фарадея, взаимный, проницаемости, поперечным, круговой.*

ЖИГ-резонатор имеет форму__ диаметром около l мм. Резонансная частота ЖИГ-резонатора прямо пропорциональна напряженности поля __ феррита и не зависит от его __. В циркуляторах, основанных на эффекте __, угол поворота плоскости поляризации не зависит от __ распространения волны, т.е. эффекта Фарадея __. Фазовращатель Реджиа–Спенсера – __ с __ намагничиваемым стержнем. В нем фаза проходящей волны изменяется благодаря изменению магнитной __ стержня под воздействием __ магнитного поля. Ферритовые пластины вентиля с резонансным поглощением размещаются в области __ поляризации проходящей волны и намагничиваются __ полем H_0 .

7.6. Антенные переключатели импульсных РЛС

7.84. Описать назначение антенных переключателей (АП) и перечислить требования, предъявляемые к ним. Какого порядка должна быть развязка между передатчиком и приемником в режиме передачи импульсной РЛС, допустимое затухание в режиме приема, время восстановления, полоса пропускания и срок службы АП?

7.85. Описать классификацию антенных переключателей.

7.86. Описать работу АП с широкополосными разрядниками в режиме высокого и низкого уровней мощности. Перечислить достоинства и недостатки таких АП.

7.87. Описать ферритовый антенный переключатель АП, состоящий из щелевого моста, невзаимного фазовращателя и двойного тройника. Чем объясняется широкое применение ферритовых антенных переключателей в современных РЛС?

7.88. Описать работу антенного переключателя на двойных Т-мостах в режимах передачи и приема (рис. 7.13).

Ответ. В режиме передачи мощный зондирующий импульс от генератора поступает в Н-плечо моста T_1 и делится поровну и в фазе между его плечами 1 и 2. Сигнал идет по волноводам к разрядникам P_1 и P_2 , которые пробиваются и замыкают волноводы накоротко. После отражения от разрядников два равных по амплитуде, но противоположных по фазе сигнала поступают обратно в плечи 1 и 2 моста T_1 и выделяются в Е-плече на антенне. Противофазность сигналов получается за счет разности хода сигналов прямых от моста до разрядников и отраженных обратно к мосту $\psi = \frac{2\pi}{\Lambda} \left(\frac{\Lambda}{4} + \frac{\Lambda}{4} \right) = \pi$.

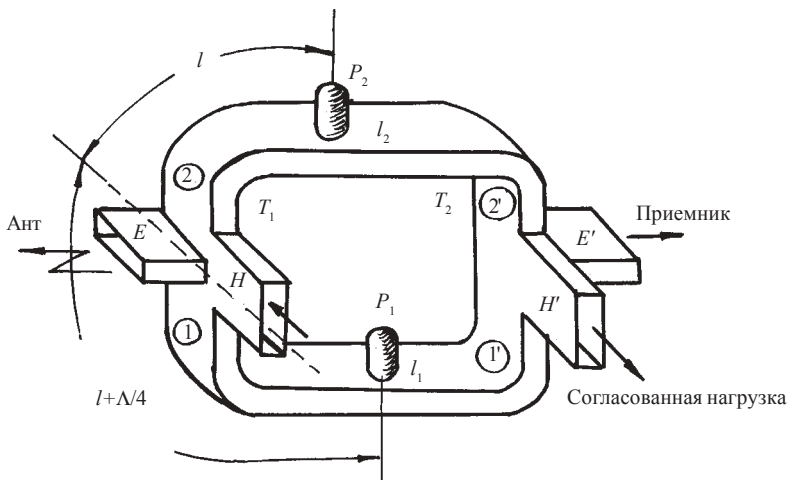


Рис. 7.13

Часть мощности сигнала, которая из-за неидеальности разрядников может через них просочиться, выделится на согласованной нагрузке моста T_2 , так как расстояние от мостов для сигналов в плечах $1'$ и $2'$ одинаковое, то они остались в фазе и поступят в H' -плечо моста T_2 .

В режиме приема разрядники не пробиваются, поскольку сигнал слабый. Поэтому сигнал, принятый антенной из E -плеча моста T_1 , в противофазе выходит из плеч 1 и 2 и в противофазе поступает в плечи моста T_2 , а далее выделяется в приемнике – плечо E' моста T_2 .

Библиографический список

1. Драбкин А. Л., Зузенко В. Л., Кислов А. Г. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.
2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988.
3. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование антенных решеток: Учеб. пособие для вузов / Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1994.
4. Григорьев А. Д. Электродинамика и техника СВЧ. М.: Высш. шк., 1990.

8. АНТЕННЫЕ РЕШЕТКИ С ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ СКАНИРОВАНИЕМ ЛУЧА

8.1. Общие сведения о ФАР

8.1. Дать определение понятиям: антенная решетка (АР) с электрическим сканированием (ЭС), фазированная антенная решетка (ФАР), АР с частотным сканированием и АР с комбинированным сканированием.

8.2. Перечислить остальные признаки классификации и области применения АР.

8.3. Составить обобщенную структурную схему АР–ЭС и сформулировать функции входящих в нее делителей мощности (ДМ), устройства управления (УУ) и ЭВМ.

8.4. Оценить возможности АР–ЭС на примере использования их в многоцелевых РЛС. Отметить какие свойства АР–ЭС сообщают РЛС большую дальность действия, высокие точность измерения и разрешающую способность по угловым координатам, возможность совершать обзор пространства по жесткой или гибкой программе и т.п. Привести примеры обзора по гибкой программе. Сравнить инерционность механического, электромеханического и электрического сканирования.

8.5. Рассмотреть принцип действия ФАР. Обосновать (математически и физически), почему луч ФАР всегда отклоняется в сторону отставания фазы, возбуждающей элементы решетки.

8.6. На рис. 8.1 показаны нормированные ДН идеального и реально одиночных излучателей, множителя решетки и всей АР с учетом ДН одиночного излучателя. Указать, какими цифрами обозначены перечис-

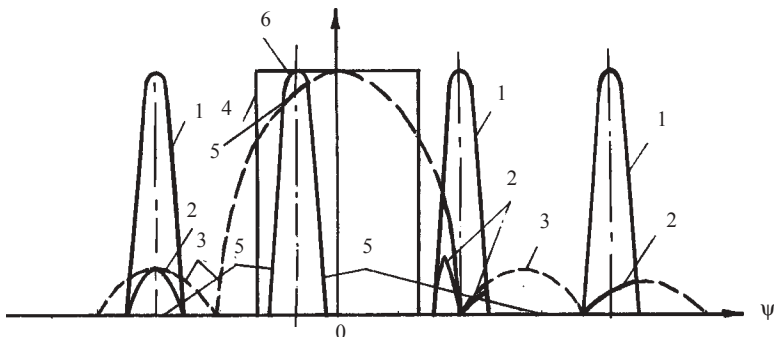


Рис. 8.1

ленные ДН, а также основной лепесток и дифракционные (побочные) лепестки множителя решетки?

8.7. Описать, как подбором относительного шага решетки d можно повлиять на дифракционные максимумы ДН ФАР. Рассмотреть частные случаи: $d > \lambda$; $d = \lambda$; $d = 0,75\lambda$; $d < 0,5\lambda$.

8.8. Вывести формулу единственности главного лепестка ДН.

8.9. Вывести формулы минимально допустимого числа изотропных излучателей ФАР.

8.10. Описать нормированную ДН линейной равномерной эквидистантной ФАР, получаемую в случае слабонаправленных излучателей.

8.11. Рассчитать ДН в горизонтальной плоскости линейной системы синфазных излучателей, состоящей из восьми полуволновых вибраторов ($n = 8$) на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга (рис. 8.2, а).

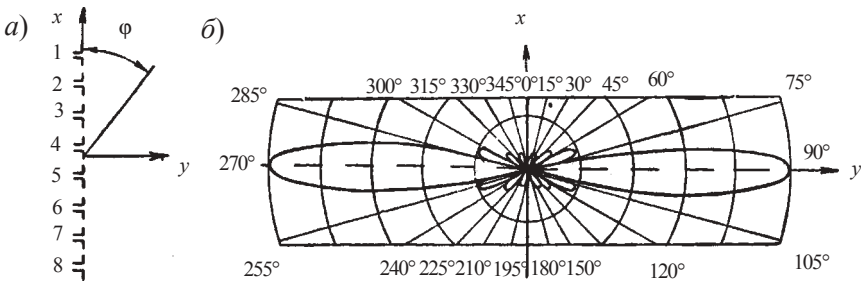


Рис. 8.2

Решение. ДН рассчитывается по уравнению

$$f_{\text{л.с}}(\varphi) = f_1(\varphi) f_n(\varphi) = \frac{\cos\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}{\sin \varphi} \cdot \frac{\sin\left(\frac{n\pi}{2} \cos \varphi\right)}{n \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \varphi\right)}$$

Антенна не излучает в направлениях, соответствующих

$$\cos \varphi_0 = \frac{2p}{n} = \frac{p}{4}, \text{ где } p = 1, 2, 3, 4.$$

Отсюда

$$\varphi_0 = 0^\circ; 41^\circ 36'; 60^\circ; 75^\circ 34'.$$

Результаты расчета ДН приведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1

φ , град	90	85	80	70	65	60	50	45
$f_1(\varphi)$	1,0	0,996	0,978	0,923	0,87	0,817	0,695	0,629
$f_n(\varphi)$	1,0	0,82	0,39	-0,225	-0,17	0	0,14	0,094
$f_{л.с}(\varphi)$	1,0	0,81	0,38	-0,205	-0,143	0	0,1	0,045

Нормированная ДН линейной системы изображена на рис. 8.2, б.

8.12. Определить направления максимального излучения главного лепестка ДН в линейной системе излучателей, расположенных на расстоянии $d = \lambda/2$ друг от друга, для значений сдвига по фазе между токами

ми в соседних излучателях, равного $\psi = 0^\circ$; $0,86\pi$; $\frac{\pi}{2}$; π ?

Решение. Направления максимального излучения главного лепестка ДН определяется из соотношения

$$\cos \theta_m = \frac{\Psi}{kd}, \text{ где } k = 2\pi/\lambda; d = \lambda/4.$$

Подставляя заданные значения фазового сдвига, получим направления излучения, представленные в табл. 8.2 и на рис. 8.3.

Таблица 8.2

ψ , рад	0	$\pi/2$	$0,86\pi$	π
θ_m , град	90	60	30	0

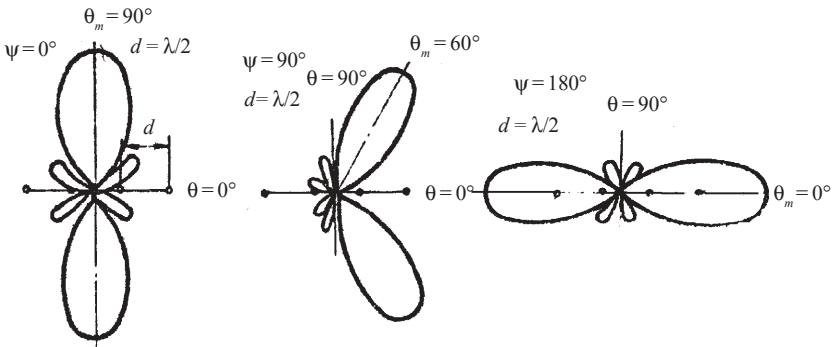


Рис. 8.3

8.13. В каких случаях целесообразно применять остронаправленные излучатели в ФАР и в какой мере это позволяет увеличить относительный шаг решетки d/λ ?

8.14. Вывести и физически обосновать следующую формулу КНД равномерной эквидистантной ФАР: $D_0 = \pi N \cos \theta_m$.

8.15. Описать внешнее взаимодействие излучателей и последствия, к которым оно приводит: искажение ДН и уменьшение КНД ФАР.

8.16. Описать, как сказывается на работе ФАР внутреннее взаимодействие излучателей.

8.17. Доказать приближенную зависимость

$$G_1(\varphi_m, \theta_m) = \frac{4\pi S_1}{\lambda^2} \cos \theta_m \left[1 - \Gamma_0^2(\varphi_m, \theta_m) \right], \quad (8.1)$$

где $G_1(\varphi_m, \theta_m)$ ДН одного элемента АР по мощности при условии, что возбуждена не вся решетка, а только этот элемент (остальные элементы подключены к согласованным нагрузкам); $\Gamma_0(\varphi_m, \theta_m)$ – зависимость входного коэффициента отражения полностью возбужденной решетки от направления максимума главного луча φ_m, θ_m ; S_1 – площадь раскрытия АР, приходящаяся на один элемент.

8.18. Какого рода приближения допущены при выводе зависимости (8.1)? При каком условии можно считать, что коэффициент усиления N -элементной АР в N раз больше коэффициента усиления одного элемента? Какой вывод следует из предположения, что генераторы, питающие излучатели, точно согласованы с распределительной системой?

8.19. Описать теоретическое и практическое значение зависимости (8.1). Какими способами можно использовать эту зависимость для получения характеристики направленности АР с учетом взаимодействия излучателей решетки? Какой из способов получил наибольшее распространение?

8.20. Что называется “ослеплением” АР в направлении (φ_m, θ_m) , и при каком значении коэффициента отражения $\Gamma_0(\varphi_m, \theta_m)$ это происходит? Чему равен коэффициент $\Gamma_0(\varphi_m, \theta_m)$, когда совсем нет взаимного влияния излучателей?

8.21. Какой должна быть ДН излучателя, чтобы в процессе сканирования все время сохранялось согласование в АР? Какие другие меры можно рекомендовать для ослабления вредного взаимодействия АР?

8.22. Заполнить пропуски соответствующими словами и математическими символами: *входные, больше, меньше, подавления, сканирова-*

ния, $\sqrt{\cos\theta}$, других, фазовым, прямоугольника, запитывается, КПД, перестройки, искажают, нагрузках, согласование.

ФАР называется АР, в которой управление ___ распределением в раскрыве производится с помощью ___ при неизменной рабочей частоте. АР с частотным ___ называется АР, в которой фазовое распределение в раскрыве управляется путем изменения ___ сигнала. Это требует согласованной ___ передатчика и приемника. Ширина луча линейной сканирующей АР тем меньше, чем ___ сектор сканирования и ___ шаг решетки и число излучателей в ней.

Идеальная ДН одного излучателя АР, с точки зрения ___ дифракционных максимумов, имеет форму ___ ($F_1(\theta) = 1$). Ширина прямоугольника равна сектору ___. С точки зрения устранения ___ излучателей идеальная ДН излучателя $F_1(\theta) =$ ___. Взаимное влияние излучателей АР выражается, во-первых, в том, что если только один из них ___, то от него ___ и другие, а их поля ___ ДН первого излучателя. Во-вторых, волны, возникающие в ___ излучателях, частично поглощаются в их ___, что снижает ___ АР. В третьих, изменяются ___ сопротивления излучателей, а следовательно, нарушается ___ их с фидером распределительной системы АР.

8.23. На рис. 8.4, а, б показаны схемы ФАР с проходным и отражательным делителями мощности (ДМ) оптического типа. Указать обозначения фазовращателей проходного и отражательного ДМ, облучателя, волны облучателя и выходной волны, собирающей (коллекторной) решетки излучателей и переизлучающей решетки.

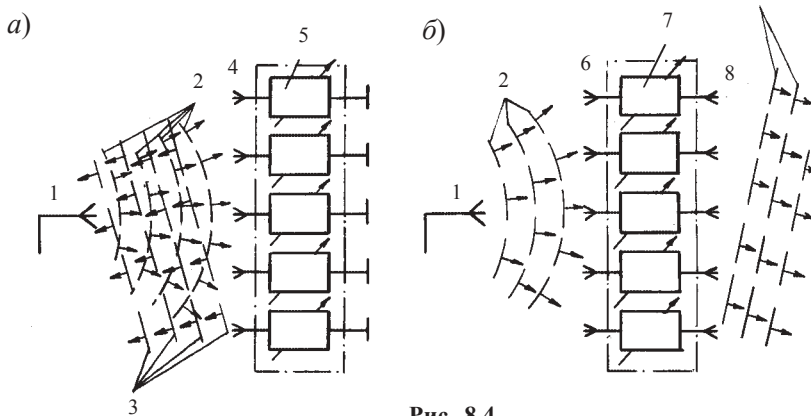


Рис. 8.4

8.24. Как классифицируются схемы построения ФАР?

8.25. Описать проходную и отражательную схемы ДМ оптического типа. Почему проходная схема построения ФАР называется иначе линзовой (рефракционной), а отражательная схема – зеркальной (рефлекторной)?

8.26. Сравнить проходную и отражательную схемы ДМ, отметить их преимущества и недостатки. Какого типа облучатели наиболее пригодны для использования в ДМ оптического типа?

8.27. Какие схемы ДМ называются схемами закрытого тракта. Описать последовательную схему ДМ. Почему эту схему используют преимущественно в компактных малоэлементных ФАР, имеющих простое устройство управления сканированием?

8.28. Описать параллельную схему ДМ. Какие недостатки имеет эта схема и чем обусловлены преимущества ее перед последовательной схемой? Какие качества параллельной схемы ДМ делают ее особенно пригодной для ФАР летательных аппаратов?

8.29. Описать особенности реактивной (“жесткой”) и согласованной (“мягкой”) схем питания ФАР. Привести примеры реализации этих схем. Отметить преимущества и недостатки “жесткой” и “мягкой” схем.

8.30. Сравнить ДМ закрытого и оптического типов и отметить области их применения.

8.31. На примере последовательно возбуждаемой решетки излучателей описать принцип частотного сканирования. Показать, что он требует дисперсионности фидера и зависимости от частоты относительного шага решетки (последнее – при ненулевых лучах).

8.32. Дать определение понятия “углочастотная чувствительность”. Какие условия необходимы для получения высокой углочастотной чувствительности? Привести технические данные ФАР с эффективным частотным сканированием.

8.33. Описать схему волноводно-щелевой АР с частотным одномерным сканированием. Чем достигается синфазность возбуждения щелей и какие меры принимаются для получения высокой углочастотной чувствительности?

8.34. Описать устройство волноводно-щелевой АР с двумерным частотным сканированием. Привести пример АР с растровым сканированием луча.

8.35. Описать структурную схему многолучевого частотного сканирования, применяемого в трех координатной РЛС. Как измеряются углы места целей в таких РЛС?

8.36. Описать преимущества и недостатки частотного сканирования по сравнению с фазовым сканированием. Отметить наиболее характерные области применения частотного сканирования?

8.37. Составить структурную схему многолучевой антенной решетки. Что называется диаграммообразующими матричными схемами (ДОС) и как они классифицируются?

8.38. На рис. 8.5, *а* изображена многолучевая антенная решетка последовательного питания и формируемые главные лепестки ДН – на рис. 8.5, *б*. Описать последовательную ДОС. Как обеспечивается ею требуемое фазовое распределение в раскрыве ФАР для каждого луча?

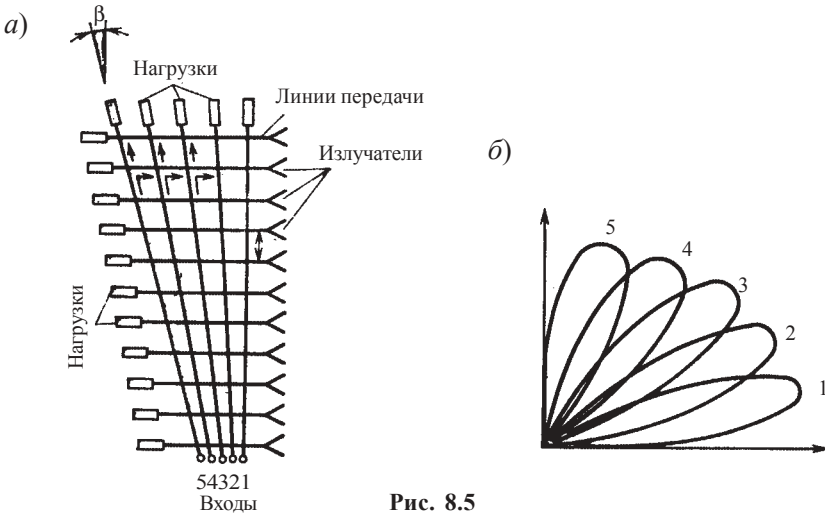


Рис. 8.5

8.39. На рис. 8.6, *а* изображена многолучевая антенна параллельного питания и формируемые главные лепестки – на рис. 8.6, *б*. Описать параллельную ДОС. По каким формулам рассчитывается количество мостовых схем и фазовращателей, входящих в параллельную ДОС? Показать, к примеру, какой эффект вызывает управляющий сигнал, поданный на вход 3 схемы.

8.40. Определить сколько содержится мостовых схем, фиксированных фазовращателей, входов и лучей при параллельной ДОС 16-элементной ФАР.

Решение. Искомые величины вычисляются по следующим формулам:

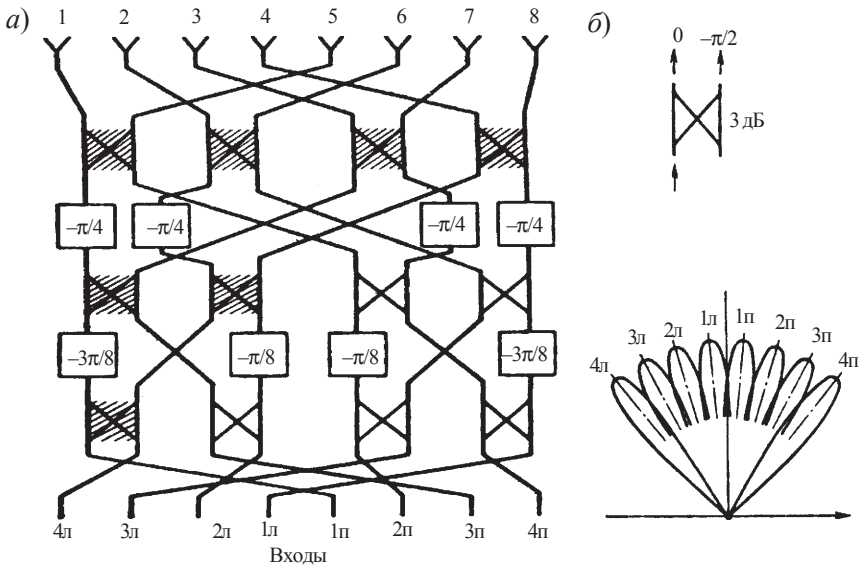


Рис. 8.6

количество мостовых схем $\frac{N}{2}(\log_2 N) = \frac{16}{2}(\log_2 16) = 32$,

фазовращателей $\frac{N}{2}(\log_2 N - 1) = \frac{16}{2}(\log_2 16 - 1) = 24$,

Здесь число входов и лучей N равно 16 (числу излучателей).

8.41. Решить задачу, аналогичную 8.40, применительно к 32-элементной ФАР.

Ответ. Антенна содержит 80 мостовых схем (направленных ответвителей), 64 фазовращателя, 32 входа и 32 луча.

8.42. Отметить, в чем преимущества и недостатки последовательной и параллельной ДОС.

8.43. Какие возможности имеют РЛС с многолучевыми ФАР?

8.44. ФАР как первичное звено обработки сигналов. Перечислить методы такого рода обработки.

8.45. Описать метод подавления боковых лепестков ДН с помощью ненаправленной антенны и логической схемы “да-нет”.

8.46. Описать корреляционную ФАР. Показать, что корреляционная обработка сигналов в ФАР эквивалентна удлинению решетки и, как следствие, обострению ее ДН.

8.47. Описать назначение, структурную схему и принцип работы самофазирующихся (самонастраивающихся) антенных решеток. Какой эффект дает самофазирование АР?

8.48. Описать назначение и принцип работы пассивной переизлучающей антенной решетки на примере пассивной решетки Ван Атта.

8.49. Какие АР называются синтезированными и в чем выражается производимая в них пространственно-временная обработка сигналов?

8.50. Отметить особенности выпуклых сканирующих решеток.

8.51. Дать определение и классификацию активных фазированных антенных решеток (АФАР). Какие функции выполняет модуль АФАР в общем случае? Какие активные приборы используются в модуле?

8.52. Описать адаптированную антенну типа активной переизлучающей АР. Составить структурную схему решетки и описать взаимодействие элементов.

8.53. Обобщить сведения о многоэлементных решетках АР–ЭС. Выучить основные выводы о потенциальных возможностях, преимуществах, недостатках и областях применения АР–ЭС.

8.2. Элементная база ФАР

8.54. Перечислить элементную базу ФАР, виды и разновидности применяемых элементов и устройств.

8.55. Описать устройство электромеханического проходного фазовращателя с плавным изменением фазы.

8.56. Описать аналоговый взаимный ферритовый фазовращатель Реджиа-Спенсера.

8.57. Какие отличительные особенности имеют ферритовые тороидальные сердечники, как оценивается форма их гистерезисной петли? Какими средствами ослабляется влияние температурной нестабильности ферритов на работу ФАР с ферритовыми фазовращателями?

8.58. Описать устройство и принцип работы проходного ферритового фазовращателя дискретного действия. Показать, что с m -разрядного фазовращателя можно снять 2^m дискретных значений фазового сдвига. Почему выбирают не одинаковыми длину секций фазовращателя?

8.59. Описать аналоговый ферритовый фазовращатель коммутационного типа.

8.60. Привести краткие сведения о коммутирующих элементах полупроводниковых фазовращателей. Какая составляющая полного сопротивления диода – активная или реактивная – изменяется главным обра-

зом при коммутации $p-n$ -диода (варактора) и $p-i-n$ -диода? Какой из них предпочтительнее для применения в фазовращателях дискретно-коммутационного типа?

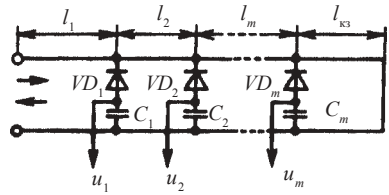


Рис. 8.7

8.61. Описать устройство и принцип работы отражательного полупроводникового фазовращателя в волноводном исполнении. Эквивалентная схема фазовращателя приведена на рис. 8.7.

8.62. Описать схемы (принципиальную и эквивалентную) проходного полупроводникового фазовращателя типа нагруженной линии в микрополосковом (интегральном) исполнении и топографию одной секции ФВ.

8.63. В схеме фазовращателя типа нагруженной линии шунтирующая реактивность имеет емкостный или индуктивный характер. В каком случае эта реактивность создает эффект удлинения и в каком – укорочения основной линии?

Решение. Если шунтирующая реактивность емкостная, то она вызывает замедление передачи фазы в секции, а это эквивалентно удлинению линии. Если же реактивность индуктивная, то она уменьшает электрическую длину линии.

8.64. Почему в фазовращателе типа нагруженной линии каждая секция содержит не одну, а две одинаковые шунтирующие реактивности, которые включают с интервалом $\Lambda_0/4$, и как они выполняются практически?

Решение. Шунтирующие реактивности обычно выполняются в виде шлейфов. При коммутации знак реактивности за счет емкости диода меняется на обратный. Каждая реактивность вызывает в линии отраженные волны, но так как в секции две реактивности и находятся они на расстоянии $\Lambda_0/4$, то отраженные от них волны почти полностью компенсируются в основной линии (разности хода волны $2\Lambda_0/4 = \Lambda_0/2$ соответствует сдвиг фазы 180°).

8.65. На рис. 8.8, а и б показаны эквивалентная схема дискретно-коммутационного полупроводникового фазовращателя на переключаемых согласованных отрезках МПЛ длиной l_1 , l_2 и пример выполнения его конструкции. На схеме (рис. 8.8, б) обозначены: 1 – $p-i-n$ -диоды; 2 –

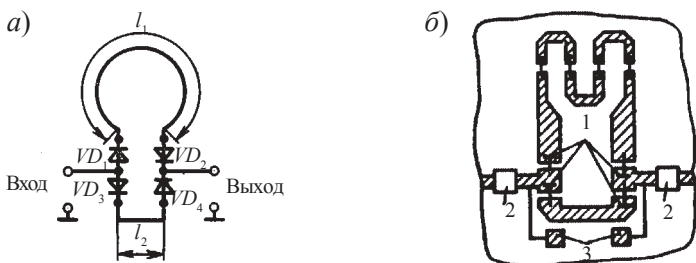


Рис. 8.8

разделительные конденсаторы; 3 – контактные площадки для подачи управляющих сигналов. Описать работу схемы и доказать, что получаемый скачок фазы $\Delta\psi = \frac{2\pi(l_2 - l_1)}{\Lambda}$.

Решение. При положительном управляющем напряжении ($U_{упр} > 0$) открыты диоды D_1, D_2 и через них и отрезок l_1 сигнал СВЧ проходит с входа (u_1) на выход (u_2) фазовращателя. Смена полярности напряжения ($U_{упр}$) на отрицательную вызывает запираение диодов D_1, D_2 и отпираение диодов D_3, D_4 , в связи с чем сигнал СВЧ проходит через отрезок l_2 . За счет разности хода волн ($l_2 - l_1$) получается скачок фазы $\Delta\psi = \beta_{л}(l_2 - l_1) = \frac{2\pi(l_2 - l_1)}{\Lambda}$, где Λ – длина волны в МПЛ, а $\beta_{л}$ – коэффициент фазы в ней.

8.66. Описать схему коммутационного полупроводникового фазовращателя с циркулятором Ц (рис. 8.9).

Решение. Входной сигнал СВЧ (u_1), по линии МПЛ₁ поступает в циркулятор и направляется им в линию МПЛ₂, длиной l , а затем через МПЛ₃ на выход (u_2). Импульсы управляющего напряжения ($U_{упр}$) меняют при коммутации полярность. Когда диод ($U_{упр} > 0$), $p-i-n$ -диод открыт и входная волна отражается от начала МПЛ₂, а когда ($U_{упр} < 0$), диод заперт и волна отражается от короткозамкнутого конца МПЛ₂. Происходит требуемая задержка по фазе $\Delta\psi = \frac{2\pi l}{\Lambda}$, где Λ – длина волны в линии.

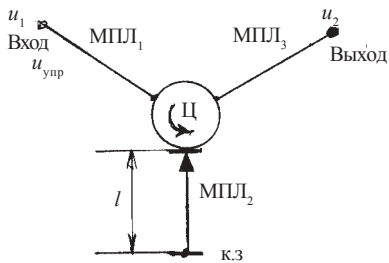


Рис. 8.9

8.67. Описать особенности непрерывного (аналогового) фазового сканирования. Дать сравнительную оценку применяемых для этого фазовращателей и самого метода сканирования.

8.68. Дать определение коммутационного фазового сканирования. Описать схему одного варианта коммутационной антенны с фидерным питанием, изображенной на рис. 8.10.

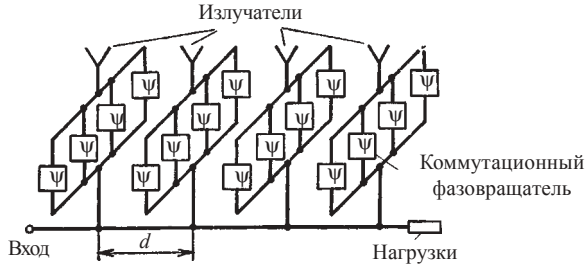


Рис. 8.10

8.69. На рис. 8.11, *a* на оси абсцисс изображена решетка из N излучателей, а по оси ординат—фазовое распределение. Пояснить график, иллюстрирующий фазовые ошибки при коммутационном сканировании (рис. 8.11, *б*). Здесь линейный набег фазы питания $\Psi_{\text{л}}(x)$, а возможные значения фаз излучателей располагаются на прямых, параллельных $\Psi_{\text{л}}(x)$ и образующих сетку допустимых фазовых уровней ($\Delta\Psi_{\text{и}}, 2\Delta\Psi_{\text{и}}, 3\Delta\Psi_{\text{и}} \dots$). Расстояние между соседними уровнями равно

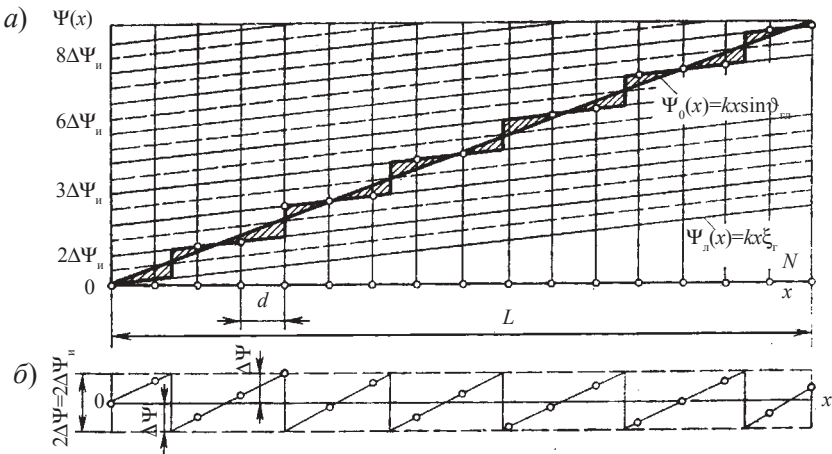


Рис. 8.11

дискрету фазы $\Delta\Psi_i$. Показать, что фазовую ошибку можно ограничить половиной дискрета фазы.

8.70. Рассмотреть влияние коммутационных ошибок на КНД ФАР.

8.71. Как влияют коммутационные ошибки на форму ДН ФАР и плавность сканирования? Что называется коммутационными лепестками?

8.72. Какими средствами ослабляют влияние фазовых ошибок коммутационных ФАР? Сколько каскадов обычно содержит цифровой проходной фазовращатель?

8.73. Пусть цифровой проходной фазовращатель содержит 3 каскада ($p = 3$), каждый из которых может находиться в одном из двух состояний. Определить число возможных фазовых состояний фазовращателя M , число управляющих сигналов, значения фазовой задержки $\Delta\Psi$, создаваемой каждым ($m = 1, 2, 3$) каскадом, и значение суммарной задержки фазовращателя $\Delta\Psi_\Sigma$.

Решение. 1. Число возможных фазовых состояний

$$M = 2^p = 2^3 = 8.$$

2. Число управляющих сигналов, поскольку на каждый каскад нужно подавать один сигнал, равно числу каскадов: $p = 3$.

3. Фазовая задержка $\Delta\Psi$, создаваемая одним каскадом: первым ($m = 1$) – в состоянии 0 создается $\Delta\Psi = 0$ и в состоянии 1 $\Delta\Psi = \pi/2^{m-1} = \pi/2^0 = \pi$; вторым ($m = 2$) – соответственно $\Delta\Psi = 0$ и $\Delta\Psi = \pi/2^{2-1} = \pi/2^1 = \pi/2$; третьим ($m = 3$) – соответственно $\Delta\Psi = 0$ и $\Delta\Psi = \pi/2^{3-1} = \pi/2^2 = \pi/4$.

4. Суммарная фазовая задержка, соответствующая управляющим сигналам:

$$\begin{aligned} 000 - \Delta\Psi_\Sigma &= \pi/4; & 010 - \Delta\Psi_\Sigma &= \pi/2; & 011 - \Delta\Psi_\Sigma &= 3\pi/4; & 100 - \Delta\Psi_\Sigma &= \pi; \\ 101 - \Delta\Psi_\Sigma &= 5\pi/4; & 110 - \Delta\Psi_\Sigma &= 3\pi/2; & 111 - \Delta\Psi_\Sigma &= 7\pi/4, \end{aligned}$$

т. е. подтверждается, что число возможных фазовых состояний фазовращателя с дискретом фазы $\Delta\Psi = \pi/4$ равно восьми ($M = 8$).

8.74. Решить задачу, аналогичную 8.73, применительно к четырехкаскадному (четырёхразрядному) цифровому фазовращателю.

8.75. Сравнить технические показатели коммутационных и аналоговых фазовращателей. Чем объяснить, что коммутационное сканирование точнее аналогового, несмотря на то, что коммутационным фазовращателям присущи принципиальные ошибки?

8.76. Сравнить качество полупроводниковых и ферритовых фазовращателей, перечислить и обосновать области их применения.

8.77. Заполнить пропуски соответствующими словами: *отраженных, узлы, доступ, характеристики, развязку, наличием, настройке, тройники, отражательные, решеток, стабильностью, эксплуатации, дискретно-коммутационным.*

Прходные схемы ДМ имеют лучшие _____, чем __ схемы ДМ, так как первые позволяют выбрать наиболее выгодный режим внутренней и внешней ____. В ____ и ____ удобнее отражательные схемы, так как в них имеется __ к неизлучающей стороне решетки. В ____ “мягких” схем ДМ включают не простые ____, как в “жестких” схемах, а направленные ответвители, обеспечивающие ____ излучателей и поглощение – ____ от них волн. Фазовый сдвиг, создаваемый фазовращателем, определяется не величиной управляющего сигнала, а только ____ его на коммутаторе. Благодаря этому такие фазовращатели отличаются наибольшей ____.

8.3. Влияние несогласованности излучателей ФАР на характеристику делителей мощности

8.78. На рис. 8.12 изображена схема ФАР с параллельным питанием.

В качестве делителей мощности в схеме могут быть использованы параллельные тройники в коаксиальном или волноводном исполнении. Определить коэффициент бегущей волны на входе волноводного *H*-тройника – плечо 3 (рис. 8.13, *a*) и развязку между плечами 1–3 (или 2–3), если в плечи 1 (или 2) включены излучатели, входное сопротивление которых отличается от волнового сопротивления линии передачи.

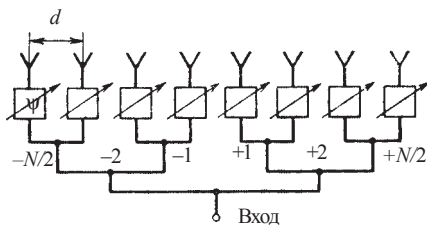


Рис. 8.12

Решение. 1. Матрица рассеяния *H*-плоскостного волноводного тройника, внутренне согласованного со стороны плеча 3 и нагруженного на согласованные нагрузки, имеет вид

$$S = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} -1 & 1 & \sqrt{2} \\ 1 & -1 & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}, \quad (8.2)$$

где нумерация столбцов и строк соответствует нумерации плеч параллельного тройника – 1, 2, 3, эквивалентная схема которого приведена на рис. 8.13, б. Известно, что матрица рассеяния $[S]$ связывает между собой волны \dot{a}_k , бегущие к зажимам многополюсника, с волнами бегущими от него \dot{b}_k , которые могут быть отраженными от плеча волнами или переданными из других плеч:

$$[\dot{b}_k] = [S][\dot{a}_k]. \quad (8.3)$$

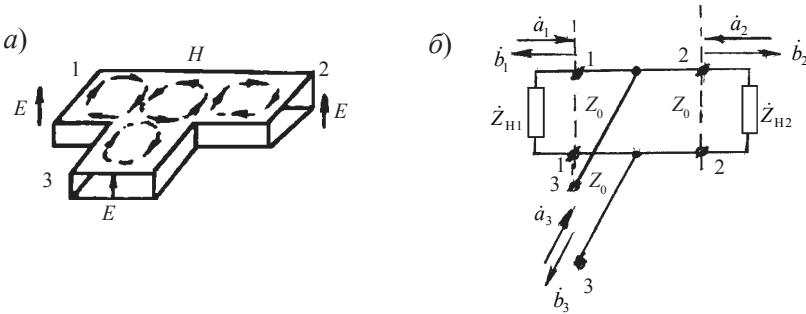


Рис. 8.13

В этом выражении $[\dot{b}_k]$ и $[\dot{a}_k]$ – матрицы столбцы, число строк в которых равно числу входов (плеч) устройства. Используя значения коэффициентов матрицы рассеяния тройника (8.2), получим следующую систему уравнений:

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= \frac{1}{2}(-\dot{a}_1 + \dot{a}_2 + \sqrt{2}\dot{a}_3); \\ \dot{b}_2 &= \frac{1}{2}(\dot{a}_1 - \dot{a}_2 + \sqrt{2}\dot{a}_3); \\ \dot{b}_3 &= \frac{1}{2}(\sqrt{2}\dot{a}_1 + \sqrt{2}\dot{a}_2). \end{aligned} \quad (8.4)$$

2. При подаче сигнала со стороны плеча 3 ($\dot{a}_3 \neq 0$) появляются сигналы, равные по амплитуде и одинаковые по фазе в плечах 1 и 2:

$$\dot{b}_1 = \dot{b}_2 = \frac{\sqrt{2}}{2}\dot{a}_3.$$

Эти сигналы приходят к излучателям ФАР и в случае несогласованности излучателей с трактом возвращаются обратно к плечам 1 и 2 тройника в виде сигналов

$$\begin{aligned} \dot{a}_1 &= \dot{b}_1 \dot{\Gamma}_1 = \dot{\Gamma}_1 \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{a}_3; \\ \dot{a}_2 &= \dot{b}_2 \dot{\Gamma}_2 = \dot{\Gamma}_2 \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{a}_3. \end{aligned} \quad (8.5)$$

В выражении (8.5) $\dot{\Gamma}_1, \dot{\Gamma}_2$ – комплексные коэффициенты отражения от нагрузок в плечах тройника.

3. Подставив выражения (8.5) в (8.4), получим сигналы, выходящие из плеч нагруженного тройника:

$$\begin{aligned} \dot{b}_1 &= \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{a}_3 \left[\frac{-\dot{\Gamma}_1}{2} + \frac{\dot{\Gamma}_2}{2} + 1 \right], \\ \dot{b}_2 &= \frac{\sqrt{2}}{2} \dot{a}_3 \left[\frac{\dot{\Gamma}_1}{2} - \frac{\dot{\Gamma}_2}{2} + 1 \right], \\ \dot{b}_3 &= \frac{\dot{a}_3}{2} [\dot{\Gamma}_1 + \dot{\Gamma}_2]. \end{aligned} \quad (8.6)$$

4. Из уравнений (8.6) найдем значения коэффициента отражения на входе 3 тройника

$$\dot{S}_{33} = \frac{\dot{b}_3}{\dot{a}_3} = \frac{1}{2} [\dot{\Gamma}_1 + \dot{\Gamma}_2], \quad (8.7)$$

а также коэффициенты передачи из плеча 3 в плечи 1 и 2 тройника с учетом несогласованности нагрузок

$$\begin{aligned} \dot{S}_{13} &= \frac{\dot{b}_1}{\dot{a}_3} = \frac{\sqrt{2}}{2} \left[\frac{\dot{\Gamma}_2 - \dot{\Gamma}_1}{2} + 1 \right]; \\ \dot{S}_{23} &= \frac{\dot{b}_2}{\dot{a}_3} = \frac{\sqrt{2}}{2} \left[\frac{\dot{\Gamma}_1 - \dot{\Gamma}_2}{2} + 1 \right]. \end{aligned} \quad (8.8)$$

5. Определим КБВ на входе 3 тройника по выражению

$$k_{\text{с.в.}} = \frac{1 - |\dot{S}_{33}|}{1 + |\dot{S}_{33}|}. \quad (8.9)$$

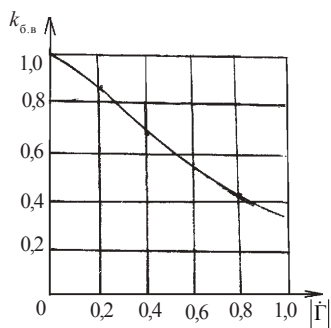


Рис. 8.14

На рис. 8.14 приведена зависимость КБВ от величины $|\dot{\Gamma}_1|$ при условии $\dot{\Gamma}_2 = 0$. В этом случае выражение (8.9) с учетом (8.7) примет вид

$$k_{б.в} = \frac{1 - |0,5\dot{\Gamma}_1|}{1 + |0,5\dot{\Gamma}_1|} \quad (8.10)$$

Результаты расчета по выражению (8.10) приведены в табл. 8.3.

Таблица 8.3

$ \dot{\Gamma}_1 $	0	0,2	0,4	0,6	0,8	1,0
$k_{б.в}$	1,0	0,82	0,67	0,54	0,43	0,33

Аналогичную зависимость и результаты расчета получим в случае, если $\dot{\Gamma}_2 \neq 0$.

6. Развязку между плечами A можно рассчитать, подставляя в нижеприведенное выражение значения коэффициентов передачи \dot{S}_{13} , \dot{S}_{23} из (8.8):

$$A_{13} = -10 \lg \frac{1}{|\dot{S}_{13}|^2} \quad \text{и} \quad A_{23} = -10 \lg \frac{1}{|\dot{S}_{23}|^2}$$

8.79. Определить коэффициенты матрицы рассеяния щелевого моста, в одно из плеч которого включена несогласованная нагрузка с коэффициентом отражения $\dot{\Gamma}_3$. Схема нагруженного щелевого моста в виде восьмиполюсника с несогласованной нагрузкой в плече 3 приведена на рис. 8.15. Такая задача может быть применена к многолучевой антенне (см. рис. 8.6), ДОС которой содержит щелевые мосты и излучатели, не согласованные с линией передачи.

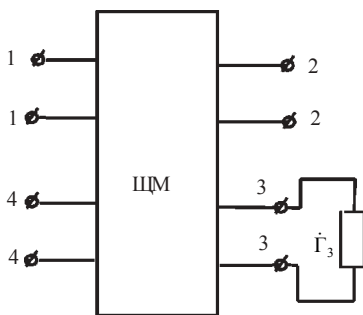


Рис. 8.15

Решение. Матрица рассеяния внутренне согласованного идеального щелевого моста имеет вид:

$$[\dot{S}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{array}{cccc|c} \text{пл1} & \text{пл4} & \text{пл2} & \text{пл3} & \\ \hline 0 & 0 & 1 & & -j \\ 0 & 0 & -j & & 1 \\ 1 & -j & 0 & & 0 \\ - & - & - & - & - \\ -j & 1 & 0 & & 0 \end{array} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha\alpha} & \dot{S}_{\alpha\beta} \\ \dot{S}_{\beta\alpha} & \dot{S}_{\beta\beta} \end{bmatrix}. \quad (8.11)$$

Здесь нумерация столбцов матрицы соответствует нумерации плеч шелевого моста на рис. 8.15.

Разделим эту идеальную матрицу на части, отделив нагруженное на несогласованную нагрузку плечо 3 от согласованных плеч 1, 4, 2. В результате получим матрицу, состоящую из четырех коэффициентов, каждый из которых представляет блочную матрицу. Вид каждой блочной матрицы будет показан по ходу решения.

Искомую матрицу нагруженного моста найдем, воспользовавшись выражением [4]:

$$\dot{S} = \dot{S}_{\alpha\alpha} + \dot{S}_{\alpha\beta} \dot{R} (1 - \dot{S}_{\beta\beta} \dot{R})^{-1} \dot{S}_{\beta\alpha}. \quad (8.12)$$

В нашем случае $\dot{R} = \dot{\Gamma}_3$, так как нагружено одно плечо моста. В общем виде это может быть матрица-строка, состоящая из коэффициентов отражения от нагруженных плеч. Из матрицы (8.11) видно, что $\dot{S}_{\beta\beta} = \dot{S}_{33} = 0$, поэтому (8.12) преобразуется к виду

$$\dot{S} = \dot{S}_{\alpha\alpha} + \dot{S}_{\alpha\beta} \dot{R} \dot{S}_{\beta\alpha} = \dot{S}_{\alpha\alpha} + \dot{S}_{\alpha\beta} \dot{\Gamma}_3 \dot{S}_{\beta\alpha}. \quad (8.13)$$

В этом выражении отсутствует операция обращения матрицы.

Подставив в формулу (8.13) блочные матрицы из выражения (8.11), получим

$$\begin{aligned} \dot{S} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -j \\ 1 & -j & 0 \end{bmatrix} + \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \dot{\Gamma}_3 \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} -j & 1 & 0 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & -j \\ 1 & -j & 0 \end{bmatrix} + \frac{\dot{\Gamma}_3}{2} \begin{bmatrix} -1 & -j & 0 \\ -j & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Окончательно получим матрицу нагруженного щелевого моста в виде

$$S = \begin{matrix} & \begin{matrix} \text{пл1} & \text{пл4} & \text{пл2} \end{matrix} \\ \begin{matrix} \text{пл1} \\ \text{пл4} \\ \text{пл2} \end{matrix} & \begin{bmatrix} \frac{-\dot{\Gamma}_3}{2} & \frac{-j\dot{\Gamma}_3}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j\dot{\Gamma}_3}{2} & \frac{\dot{\Gamma}_3}{2} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (8.14)$$

Коэффициент бегущей волны на входе 1 моста можно рассчитать по выражению

$$k_{\text{б.в11}} = \frac{1 - |\dot{S}_{11}|}{1 + |\dot{S}_{11}|}, \quad (8.15)$$

подставив значения $\dot{S}_{11} = \frac{-\dot{\Gamma}_3}{2}$ из (8.14).

Развязку между плечами 1-3 A_{13} рассчитываем по выражению

$$A_{13} = -10 \lg \frac{1}{|\dot{S}_{13}|^2}, \quad (8.16)$$

подставив значение $|\dot{S}_{14}| = \left| \frac{-j\dot{\Gamma}_3}{2} \right|$. Рассчитанные по выражениям (8.15)

и (8.16) зависимости представлены на рис. 8.16. Из рисунка видно, что

увеличение коэффициента отражения от нагрузки приводит к уменьшению развязки между плечами и уменьшению КБВ на входе.

8.80. Определить матрицу рассеяния регулируемого делителя мощности на щелевых мостах (ответвителя с переменной связью), изображенно-го на рис. 8.17. ДМ выполнен в виде

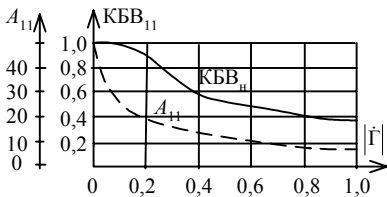


Рис. 8.16

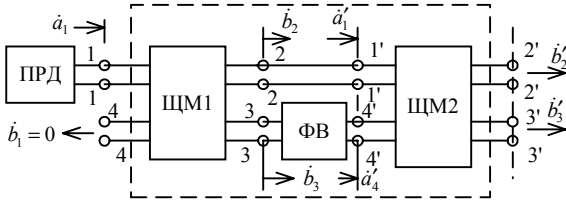


Рис. 8.17

каскадного соединения двух щелевых мостов с фазовращателем между ними.

Решение. 1. Рассмотрим сначала каскадное соединение двух многополюсников: щелевого моста ЩМ1 и фазовращателя ФВ. Обозначим группу свободных входов (не участвующих в соединении) первого многополюсника ЩМ1 индексом α , а группу свободных входов второго многополюсника ФВ – γ . Группу связанных входов первого многополюсника обозначим через β^I , а второго соответственно через β^{II} . При таких обозначениях матрицу каждого из многополюсников можно разделить на четыре блока, отделив связанные зажимы от свободных. Представим матрицы рассеяния ЩМ1 и ФВ в виде блочных матриц, отделив зажимы 3 в ЩМ1 и 4' в ФВ от свободных зажимов:

$$\begin{matrix} & \text{пл1} & \text{пл4} & \text{пл2} & \text{пл3} \\ \left[\dot{S}_{\text{ЩМ1}}^I \right] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & -j & 1 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha\alpha} & \dot{S}_{\alpha\beta} \\ \dot{S}_{\beta\alpha} & \dot{S}_{\beta\beta} \end{bmatrix}; & (8.17)
 \end{matrix}$$

$$\begin{matrix} & \text{пл3} & \text{пл4}' \\ \left[\dot{S}_{\text{ФВ}}^{II} \right] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\varphi} \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\beta\beta}^{II} & \dot{S}_{\beta\gamma} \\ \dot{S}_{\gamma\beta} & \dot{S}_{\gamma\gamma} \end{bmatrix}. & (8.18)
 \end{matrix}$$

Матрицу рассеяния объединенного многополюсника можно вычислить через блочные матрицы $\left[\dot{S}_{\text{ЩМ1}}^I \right]$ и $\left[\dot{S}_{\text{ФВ}}^{II} \right]$, представив ее в виде матрицы

$$\left[\dot{S}_{\text{иск}} \right] = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma} & \dot{S}_{\alpha\gamma} \\ \dot{S}_{\gamma\alpha} & \dot{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma} \end{bmatrix}, \quad (8.19)$$

где введены обозначения:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma} &= \dot{S}_{\alpha\alpha} + \dot{S}_{\alpha\beta} \left(1 - \dot{S}_{\beta\beta}^{II} \dot{S}_{\beta\beta}^I \right)^{-1} \dot{S}_{\beta\beta}^{II} \dot{S}_{\beta\alpha}; \\ \dot{S}_{\alpha\gamma} &= \dot{S}_{\alpha\beta} \left(1 - \dot{S}_{\beta\beta}^{II} \dot{S}_{\beta\beta}^I \right)^{-1} \dot{S}_{\beta\gamma}; \\ \dot{S}_{\gamma\alpha} &= \dot{S}_{\gamma\beta} \left(1 - \dot{S}_{\beta\beta}^I \dot{S}_{\beta\beta}^{II} \right)^{-1} \dot{S}_{\beta\alpha}; \\ \dot{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma} &= \dot{S}_{\gamma\gamma} + \dot{S}_{\gamma\beta} \left(1 - \dot{S}_{\beta\beta}^I \dot{S}_{\beta\beta}^{II} \right)^{-1} \dot{S}_{\beta\beta}^I \dot{S}_{\beta\gamma}. \end{aligned} \quad (8.20)$$

Здесь [1] – единичная матрица, у которой коэффициенты главной диагонали равны единице, а остальные равны нулю.

Эти формулы играют ведущую роль в теории цепей СВЧ и позволяют составлять универсальные программы для нахождения с помощью ЭВМ матриц рассеяния любых линейных устройств, образованных поочередным соединением базовых элементов. Для этого достаточно запрограммировать объединение двух первых многополюсников и после вычисления переместить в память ЭВМ результат на место матрицы рассеяния $\left[\dot{S}^I \right]$ первого исходного многополюсника. Затем по той же программе вычислить матрицу рассеяния новой пары многополюсников, вводя параметры присоединенного третьего многополюсника на место $\left[\dot{S}^{II} \right]$ и используя результат, полученный при объединении первых двух многополюсников. Процесс вычислений может быть продолжен при присоединении четвертого многополюсника и т. д.

Поскольку в нашем случае блочные матрицы $\dot{S}_{\beta\beta}^I = \dot{S}_{\beta\beta}^{II} = \dot{S}_{\gamma\gamma} = 0$, то выражение (8.20) существенно упростится, и для искомой матрицы двух соединенных многополюсников получим коэффициенты

$$\dot{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma} = \dot{S}_{\alpha\alpha}; \quad \dot{S}_{\alpha\gamma} = \dot{S}_{\alpha\beta} \dot{S}_{\beta\gamma}; \quad \dot{S}_{\gamma\alpha} = \dot{S}_{\gamma\beta} \dot{S}_{\beta\alpha}.$$

Обозначим матрицу первых двух блоков через $\left[\dot{S}_{\text{иск}}^I \right]$:

$$[\dot{S}_{иск}^I] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{matrix} & \text{пл1} & \text{пл4} & \text{пл1}' & \text{пл4}'' \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -je^{-j\varphi} \\ 0 & 0 & -j & e^{-j\varphi} \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -je^{-j\varphi} & e^{-j\varphi} & 0 & 0 \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha\alpha} & \dot{S}_{\alpha\beta} \\ \dot{S}_{\beta\alpha} & \dot{S}_{\beta\beta}^I \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (8.21)$$

Итак, получена матрица многополюсника, состоящего из щелевого моста ЦМ 1 и фазовращателя.

2. Рассмотрим новое каскадное соединение двух многополюсников. Первый многополюсник образован ЦМ1 и ФВ с матрицей (8.21), а второй многополюсник – это щелевой мост ЦМ2. Матрицу рассеяния второго щелевого моста запишем в соответствии с нумерацией плеч так, чтобы было удобно отделить свободные зажимы от связанных:

$$[\dot{S}_{ЦМ2}^{II}] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{matrix} & \text{пл1}' & \text{пл4}' & \text{пл2}' & \text{пл3}' \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -j \\ 0 & 0 & -j & 1 \\ 1 & -j & 0 & 0 \\ -j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} & = & \begin{bmatrix} \dot{S}_{\beta\beta}^{II} & \dot{S}_{\beta\gamma} \\ \dot{S}_{\gamma\beta} & \dot{S}_{\gamma\gamma} \end{bmatrix} \end{matrix} \quad (8.22)$$

Подставив блочные матрицы из (8.21) и (8.22) в выражения (8.20), получим значения коэффициентов матрицы рассеяния регулируемого ДМ в виде

$$[\dot{S}_{иск}] = \begin{bmatrix} \dot{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma} = 0 & \dot{S}_{\alpha\gamma} = \dot{S}_{\alpha\beta} \dot{S}_{\beta\gamma} \\ \dot{S}_{\gamma\alpha} = \dot{S}_{\gamma\beta} \dot{S}_{\beta\alpha} & \dot{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma} = 0 \end{bmatrix},$$

где

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\alpha\gamma} = \dot{S}_{\gamma\alpha} &= \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -je^{-j\varphi} \\ -j & e^{-j\varphi} \end{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} (1 - e^{-j\varphi}) & -j(1 + e^{-j\varphi}) \\ -j(1 + e^{-j\varphi}) & -(1 - e^{-j\varphi}) \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

После несложных преобразований по формуле Эйлера получим иско-
момую матрицу регулируемого ДМ

$$[\dot{S}_{\text{ДМ}}] = -je^{-j\frac{\varphi}{2}} \begin{matrix} & \text{пл1} & \text{пл4} & \text{пл2}' & \text{пл3}' \\ \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\sin\frac{\varphi}{2} & \cos\frac{\varphi}{2} \\ 0 & 0 & \cos\frac{\varphi}{2} & \sin\frac{\varphi}{2} \\ -\sin\frac{\varphi}{2} & \cos\frac{\varphi}{2} & 0 & 0 \\ \cos\frac{\varphi}{2} & \sin\frac{\varphi}{2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \end{matrix}.$$

Из матрицы следует, что изменяя фазовращателем фазовый сдвиг $\varphi = 0-180^\circ$, можно управлять соотношением выходных мощностей в плечах 2' и 3' устройства.

Библиографический список

1. Лавров А. С., Резников Г. Б. Антенно-фидерные устройства. М.: Сов. радио, 1974.
2. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988.
3. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решеток: Учеб. пособие для вузов/ Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1994.
4. Машковцев Б. М., Цибизов К. Н., Емелин Б. Ф. Теория волноводов. М.: Наука, 1966.
5. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высш. шк., 1970.
6. Альтман Дж. Устройства СВЧ. М.: Мир, 1968.
7. Будурис Ж., Шеневье П. Цепи сверхвысоких частот. М.: Сов. радио, 1979.

9. МЕТОДИКА РАСЧЕТА АНТЕНН С МНОГОСЛОЙНЫМИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ ПОКРЫТИЯМИ

Радиотехнические системы, используемые на современных надводных и подводных судах, а также летательных аппаратах, предназначены для решения различных задач в зависимости от их типа и назначения. В эксплуатационных условиях антенны таких систем подвергаются самым разнообразным воздействиям окружающей среды, которые могут значительно ухудшить их характеристики. Влияние внешних условий на антенны летательных аппаратов определяется их назначением. Здесь необходимо учитывать аэродинамический нагрев и механические нагрузки, метеорологические условия: осадки, изменение влажности, низкие температуры окружающей среды и ее малое давление, влияние солнечной и корпускулярной радиации и т. д.

Для защиты антенн от воздействия окружающей среды используются диэлектрические оболочки, которые должны вносить минимальные искажения в излучаемое поле. Для многих антенных систем защитными оболочками могут служить диэлектрические покрытия, помещаемые в области раскрыва. В этом случае имеет место сложное электродинамическое взаимодействие поля антенны с диэлектриком, появление многократных переотражений и поверхностных волн значительной интенсивности. Так, если антенна рассчитывается для излучения в направлении нормали к раскрыву, то энергия поверхностной волны будет определять потери и уменьшит коэффициент усиления антенны. Кроме того, она может быть причиной паразитных излучений, возникающих вследствие дифракции поля на покрытии конечных размеров.

При проектировании антенн с диэлектрическими покрытиями необходимо учитывать влияние последних на характеристики излучения и, следовательно, на работу радиосистем в целом. Воздействие окружающей среды может значительно изменить электрические свойства диэлектриков в процессе эксплуатации, что также приводит к ухудшению функционирования радиосистем.

При сверхзвуковых скоростях полета летательных аппаратов происходит нагрев покрытия, вызванный его шероховатостью, трением и вязкостью воздуха. Нагрев приводит к изменениям электрических параметров диэлектрика. Для защиты гиперзвукового летательного аппарата от разрушения вследствие воздействия радиационного теплового потока сжатого слоя плазмы, конвективного теплового и диффузион-

ного химического воздействий пограничного слоя используют теплозащитные покрытия, которые, как правило, имеют электрические свойства материалов с потерями. В этих случаях для уменьшения их влияния на излучаемые поля используют диэлектрические материалы с малым $\operatorname{tg}\delta$ – нагревостойкие диэлектрические антенные вставки. Значительные изменения свойств и геометрии материалов покрытия в процессе эксплуатации (например, резкие изменения во времени температурного профиля по толщине и унос массы покрытия) предопределяют такие девиации характеристик излучения бортовых антенн (уменьшение КПД, изменение формы ДН и т. д.), при которых работа радиосистем часто становится невозможной.

Обычно покрытия антенн гиперзвуковых летательных аппаратов изготавливают из неорганических материалов. По структуре они могут быть аморфными (кварцевое стекло), кристаллическими (алюмооксидная керамика) и кристаллическими с аморфной фазой (ситалл). По химическому составу большинство применяемых материалов – неорганические окислы (оксиды), такие как двуокись кремния SiO_2 (кварцевое стекло, ситаллы, пирокерамы), окись алюминия Al_2O_3 (сапфирит), окись бериллия (брокериты). Применяются также материалы на основе соединений азота (нитриды), серы (сульфиды) и т. д. Эти материалы имеют температуру плавления более 1500°C .

В условиях теплового удара ϵ и $\operatorname{tg}\delta$ в таких материалах имеют неоднородное распределение по толщине. При расчетах неоднородное покрытие, как правило, представляют в виде многослойного, считая электрические параметры в каждом слое постоянными.

Для защиты СВЧ-антенн от дестабилизирующих факторов окружающей среды (аэродинамический нагрев гиперзвукового самолета, повышенная влажность и др.) их покрывают защитными радиопрозрачными оболочками – диэлектрическими покрытиями или обтекателями.

Обтекатели располагаются, как правило, на значительном расстоянии от раскрыва антенны в дальней и промежуточной зоне. Исследованию влияния обтекателей на характеристики излучения антенн посвящен ряд работ [1, 2, 3 и др.]. Покрытие, в отличие от обтекателя, прилегает к раскрыву антенны вплотную или находится в ее ближней зоне, и в значительной степени определяет процесс излучения электромагнитных волн. При этом, покрытие влияет на характеристики излучения антенн двояким образом: во-первых, возбуждаясь становится вторичным источником радиоволн, во-вторых, отражаясь от границ раздела

слоев с различной диэлектрической проницаемостью, часть электромагнитной энергии попадает обратно в раскрыв антенны, изменяя ее согласование, и даже искажает возбуждающее поле.

В общем случае в покрытии, кроме излучаемой волны, могут возбуждаться поверхностные волны. Природа возникновения этих волн подробно описана в работе [4] и они могут оказать значительное влияние на излучение антенн. Так при достаточно большой оптической толщине диэлектрика $d\sqrt{\epsilon}$, где d – толщина покрытия, ϵ – диэлектрическая проницаемость, в поверхностную волну может уйти до 50% подводимой к антенне мощности. Возникновение и распространение этих волн связано с явлением полного внутреннего отражения, их интенсивность быстро убывает с расстоянием. Поэтому, они в значительной степени влияют лишь на согласование антенн.

В строгой аналитической постановке, когда учитывается то, что распределение поля в раскрыве антенны является функцией параметров диэлектрического покрытия, задача излучения антенн сводится к интегральным уравнениям Фредгольма относительно тангенциальных компонент электрического поля в апертуре. Считая покрытие однородным, их решают приближенно [5, 6].

В инженерном приближении считают, что возбуждается только основная мода волновода, и решение задачи упрощается. Отличие полученных результатов этим методом от точного не превышает $\pm 5\%$ при $d\sqrt{\epsilon} \leq \lambda$, где λ – длина волны излучения.

Рассмотрим основные характеристики излучения: амплитудную ДН и коэффициент отражения открытого конца прямоугольного волновода, покрытого диэлектрическим покрытием, предназначенного в качестве антенны посадки гиперзвукового самолета. Считается, что волновод установлен в бесконечном, плоском, идеально проводящем экране. Для приведения ДН антенны к требуемому сектору обзора РТС посадки, волновод может быть скошен под углом α к плоскости экрана. Конструкция такой антенны показана на рис. 9.1. На рис. 9.2 приведена система координат, используемая при вычислениях.

Полагаем, что в волноводе гармонически возбуждена основная мода H_{10} . Компоненты электромагнитного поля для этого случая в системе координат x_b, y_b, z_b имеют вид [7]

$$E_{x_b} = 0; E_{y_b} = \cos \frac{\pi x_b}{a} e^{-j\gamma z_b}; E_{z_b} = 0;$$

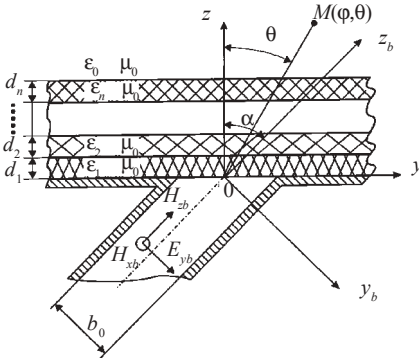


Рис. 9.1

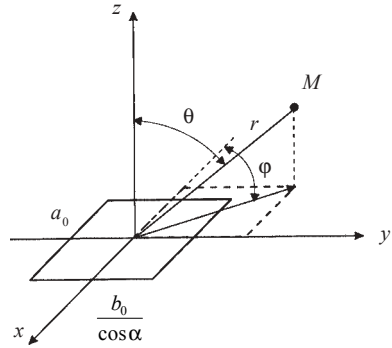


Рис. 9.2

$$H_{x_b} = \gamma \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cos \frac{\pi x_b}{a} e^{-j\gamma z_b}; \quad H_{y_b} = 0;$$

$$H_{z_b} = -j \frac{\pi}{a} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \sin \frac{\pi x_b}{a} e^{-j\gamma z_b},$$

где $\gamma = \sqrt{1 - (\pi/d)^2}$ – постоянная распространения волны H_{10} в волноводе; a и b – размеры волновода. Здесь, и в дальнейшем, линейные величины выражены в безразмерных единицах, полученных их умножением на волновое число свободного пространства.

Компоненты электромагнитного поля в раскрытие волновода в координатах x, y, z , связанных с раскрытием волновода (см. рис. 9.2):

$$E_x = 0; \quad E_y = \cos \frac{\pi x}{d} \cos \alpha \quad e^{-j\gamma y \sin \alpha};$$

$$H_x = \gamma \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \cos \frac{\pi x}{a} \sin \alpha \quad e^{-j\gamma y \sin \alpha};$$

$$H_z = -j \frac{\pi}{a} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \sin \frac{\pi x}{a} \sin \alpha \quad e^{-j\gamma y \sin \alpha}.$$

Для вычисления электромагнитного поля над экраном ($z > 0$) требуется решить систему дифференциальных уравнений Максвелла, которая в безразмерных координатах есть:

$$\nabla^2 \mathbf{E} + \epsilon \mathbf{E} = 0;$$

$$\operatorname{div} \mathbf{E} = 0;$$

$$\mathbf{H} = j \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \operatorname{rot} \mathbf{E}.$$

Его решение удобно найти методом Фурье. Поэтому полезно вычислить соответствующие Фурье-образы компонент электромагнитного поля в апертуре:

$$F_x(t_x, t_y) = \Phi(E_x) = 0;$$

$$F_y(t_x, t_y) = \Phi(E_y) = 4 \frac{\pi}{a} \cos \alpha \frac{\cos \frac{a t_x}{2} \sin \left[\frac{b}{2 \cos \alpha} (t_y - \gamma \sin \alpha) \right]}{t_y - \gamma \sin \alpha};$$

$$G_x(t_x, t_y) = \Phi(H_x) = 4 \frac{\pi}{a} \gamma \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \cos \frac{a t_x}{2} \sin \left[\frac{b}{2 \cos \alpha} (t_y - \gamma \sin \alpha) \right];$$

$$G_y(t_x, t_y) = \Phi(H_y) = 4 \frac{\pi}{a} \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \sin \alpha \frac{t_x \cos \frac{a t_x}{2}}{\left(\frac{\pi}{a} \right)^2 - t_x^2} \times \frac{\sin \left[\frac{b}{2 \cos \alpha} (t_y - \gamma \sin \alpha) \right]}{t_y - \gamma \sin \alpha}; \quad (9.1)$$

где $\Phi(\cdot)$ – преобразование Фурье по x и y соответствующих функций; t_x, t_y – параметры преобразования Фурье.

Отраженную от границ раздела с различной диэлектрической проницаемостью электромагнитную волну, отличающуюся от излучаемой только амплитудой и направлением распространения, учтем введением комплексного коэффициента отражения R

$$\varepsilon_x(t_x, t_y, -0) = (1 + R) F_x(t_x, t_y); \quad \varepsilon_y(t_x, t_y, -0) = (1 + R) F_y(t_x, t_y);$$

$$H_x(t_x, t_y, -0) = (1 - R) G_x(t_x, t_y); \quad H_y(t_x, t_y, -0) = (1 - R) G_y(t_x, t_y).$$

В выбранных обозначениях первое уравнение системы (1) для Фурье-образа электрического поля приобретает вид

$$\frac{d^2 \varepsilon(t_x, t_y, z)}{dz^2} + \beta \varepsilon(t_x, t_y, z) = 0,$$

где $\beta = \sqrt{\varepsilon - t_x^2 - t_y^2}$; $\varepsilon = \Phi(E)$ – преобразование Фурье-вектора электрического поля при $z > 0$; $\varepsilon = \varepsilon(1 - j \operatorname{tg} \delta)$.

Аналогично можно записать и уравнения, соответствующие второму и третьему уравнениям системы (1). Общее решение записанного обыкновенного дифференциального уравнения в диэлектрике и свободном пространстве:

$$\varepsilon(t_x, t_y, z) = \begin{pmatrix} A_x(t_x, t_y) \\ A_y(t_x, t_y) \\ A_z(t_x, t_y) \end{pmatrix} \cos \beta z + \begin{pmatrix} B_x(t_x, t_y) \\ B_y(t_x, t_y) \\ B_z(t_x, t_y) \end{pmatrix} \sin \beta z, \text{ при } 0 < z \leq d;$$

$$\varepsilon(t_x, t_y, z) = \begin{pmatrix} C_x(t_x, t_y) \\ C_y(t_x, t_y) \\ C_z(t_x, t_y) \end{pmatrix} e^{-\beta_0(z-d)}, \text{ при } z > d,$$

где d – толщина диэлектрического покрытия.

Для нахождения неопределенных коэффициентов $A_x, A_y, A_z, B_x, B_y, B_z, C_x, C_y, C_z$ к решению применяют условия равенства Фурье-образов тангенциальных компонент электрического и магнитных полей на границах раздела диэлектрических слоев (на границе экран–диэлектрик тангенциальные компоненты Фурье-образов полей определены ранее). Эти вычисления удобно провести в матричной форме.

При однослойном покрытии ($n = 1$) введем обозначения:

$$t_x = h \cos \varphi; t_y = h \sin \varphi; \beta = \sqrt{\varepsilon - h^2}; \beta_0 = \sqrt{1 - h^2}; \psi = \beta d;$$

$$M = \begin{pmatrix} m_{11} & m_{12} \\ m_{21} & m_{22} \end{pmatrix}; m_{12} = m_{21} = j(\varepsilon - 1)h^2 \sin \varphi \cos \varphi;$$

$$m_{11} = -\beta \beta_0 (\varepsilon + 1) \cos \psi \sin \psi + j[(\varepsilon - h^2) \cos 2\psi + h^2(\varepsilon - 1) \sin(\psi + \varphi) \sin(\psi - \varphi)];$$

$$m_{22} = -\beta\beta_0(\varepsilon + 1) \cos\psi \sin\psi + j[(\varepsilon - h^2)\cos 2\psi - h^2(\varepsilon - 1) \cos(\psi + \varphi) \cos(\psi - \varphi)];$$

$$L(h) = (\beta \sin\psi - j \varepsilon \beta \cos\psi) (\beta_0 \sin\psi - j\beta \cos\psi);$$

$$P = \begin{pmatrix} -t_x t_y & -(\varepsilon - t_x^2) \\ \varepsilon - t_y^2 & t_x t_y \end{pmatrix}.$$

Тогда

$$\begin{pmatrix} H_x \\ H_y \end{pmatrix} = (1+R) \begin{pmatrix} G_x(t_x, t_y, +0) \\ G_y(t_x, t_y, +0) \end{pmatrix} = \frac{1}{L(h)} PM \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} (1+R).$$

Проведя решение матричной системы уравнений, находим при $z > 0$

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_x(t_x, t_y, z) \\ \varepsilon_y(t_x, t_y, z) \end{pmatrix} = (1+R) \left(M \sin\psi \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \cos\psi \right) \begin{pmatrix} F_x \\ F_y \end{pmatrix} e^{-j\beta_0(z-d)}$$

$$\varepsilon_x(t_x, t_y, z) = -\frac{t_x \varepsilon_x(t_x, t_y, z) + t_y \varepsilon_x(t_x, t_y, z)}{\beta_0}. \quad (9.2)$$

Коэффициент отражения R определим через полную проводимость системы антенна–диэлектрическое покрытие Y [8]:

$$R = \frac{1-Y}{1+Y}, \quad Y = \frac{J_1}{J_2};$$

$$J_1 = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} [F_x^* G_y - F_y^* G_x] dt_x dt_y \Big|_{z=+0};$$

$$J_2 = \int_{-a/2}^{a/2} dy \int_{-b/\cos\alpha}^{b/\cos\alpha} [E_x^* H_y - E_y^* H_x] dx \Big|_{z=0}. \quad (9.3)$$

Применяя к выражению (9.2) обратное преобразование Фурье и метод перевала [7], вычисляем амплитудную ДН при $r \rightarrow \infty$ (r – расстояние от точки наблюдения до излучателя). При $h = \sin \theta$

$$E(\varphi, \theta) = \frac{1}{2\pi} \times \cos \theta \sqrt{|\varepsilon_x \sin \varphi - \varepsilon_y \cos \varphi|^2 + |\varepsilon_z \sin \theta - \varepsilon_x \cos \varphi \cos \theta - \varepsilon_y \sin \varphi \cos \theta|^2}, \quad (9.4)$$

где $\varepsilon_x, \varepsilon_y, \varepsilon_z$ – вычислены при $z = d$; (r, φ, θ) – сферические координаты точки наблюдения. Распишем промежуточные матрицы для многослойного покрытия:

$$K = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ j \frac{\beta_n}{\beta_0} t_x t_y & j \frac{\beta_n}{\beta_0} (1 - t_x^2) \\ -j \frac{\beta_n}{\beta_0} (1 - t_y^2) & -j \frac{\beta_n}{\beta_0} t_x t_y \end{pmatrix};$$

$$D_l = \begin{bmatrix} \cos \beta_l d_l & 0 & \sin \beta_l d_l & 0 \\ 0 & \cos \beta_l d_l & 0 & \sin \beta_l d_l \\ t_x t_y \sin \beta_l d_l & (\varepsilon_l - t_x^2) \sin \beta_l d_l & -t_x t_y \cos \beta_l d_l & -(\varepsilon_l - t_x^2) \cos \beta_l d_l \\ -(\varepsilon_l - t_y^2) \sin \beta_l d_l & -t_x t_y \sin \beta_l d_l & (\varepsilon_l - t_y^2) \cos \beta_l d_l & t_x t_y \cos \beta_l d_l \end{bmatrix};$$

$$C_l = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\beta_l}{\beta_{l+1}} t_x t_y & -\frac{\beta_l}{\beta_{l+1}} (\varepsilon_{l+1} - t_x^2) \\ 0 & 0 & \frac{\beta_l}{\beta_{l+1}} (\varepsilon_{l+1} - t_y^2) & \frac{\beta_l}{\beta_{l+1}} t_x t_y \end{bmatrix};$$

$$W_l = G_l^{-1} D_l; W = W_{n-1} W_{n-2} \dots W_2 W_1; V = D_n W; V^{-1} K = \begin{pmatrix} \Pi_1 \\ \Pi_2 \end{pmatrix}.$$

Тогда

$$\begin{pmatrix} \varepsilon_x(t_x, t_y, z) \\ \varepsilon_y(t_x, t_y, z) \end{pmatrix}_{z=z_n} = \Pi_1^{-1} \begin{pmatrix} \varepsilon_x(t_x, t_y, z) \\ \varepsilon_y(t_x, t_y, z) \end{pmatrix}_{z=0};$$

$$\begin{pmatrix} H_x(t_x, t_y, z) \\ H_y(t_x, t_y, z) \end{pmatrix}_{z=0} = P \Pi_2 \Pi_1^{-1} \begin{pmatrix} \varepsilon_x(t_x, t_y, z) \\ \varepsilon_y(t_x, t_y, z) \end{pmatrix}_{z=0}.$$

Проведя вычисления, получим, что при учете расписанных матриц, коэффициент отражения, проводимость и ДН определяются аналогичными выражениями, что и в случае однослойного диэлектрического покрытия (см. выражения (9.3) и (9.4)).

Полученное решение позволяет построить следующий алгоритм вычисления характеристик излучения волноводных антенн с покрытиями:

1. Исходные данные: λ – длина волны в свободном пространстве; a_0 и b_0 – геометрические размеры волновода; α – угол скоса волновода; ε_l – диэлектрическая проницаемость; $\operatorname{tg} \delta_l$ – тангенс угла диэлектрических потерь; d_l – толщина l -го слоя покрытия, $l = 1, 2, \dots, n$, ($\varepsilon_{n+1} = 1$).

2. Вычисление безразмерных величин

$$a = a_0 k_0; b = b_0 k_0; d_l = d_{0l} k_0, \text{ где } k_0 = 2\pi/\lambda.$$

3. Вычисление вспомогательных функций:

$$\beta_l(t_x, t_y) = \sqrt{\varepsilon_l - t_x^2 - t_y^2}; \beta_0(t_x, t_y) = \sqrt{1 - t_x^2 - t_y^2},$$

при $l = 1, 2, \dots, n$, $t_x, t_y \in C$ (комплексные).

4. Вычисление матриц Π_1 и Π_2 размера 2×2 .

5. Вычисление преобразования Фурье тангенциальных компонент электромагнитного поля в апертуре (при $z = 0$).

6. Вычисление Y, R и КСВ, где $k_{с.в} = (1 + |R|)/(1 - |R|)$.

7. Вычисление ДН при $\theta \in (0, \pi]$, $\varphi \in [-\pi, \pi]$.

В качестве примера приведем результаты расчета характеристик излучения волновода с многослойным диэлектрическим покрытием с параметрами: $\alpha = 0$, $n = 5$, $d_1 = d_2 = \dots = d_5 = 2$ мм, $\varepsilon_1 = 2$; $\varepsilon_2 = 4$; $\varepsilon_3 = 6$;

$\epsilon_4 = 7$; $\epsilon_5 = 8$; $b_0/\lambda = 0,25$. На рис. 9.3 ДН такой антенны представлена кривой 3. ДН, представленная кривой 1, соответствует излучению без диэлектрика ($d = 0$), а кривой 2 – однослойному покрытию с параметрами $d = 10$ мм; $\epsilon = 4$.

На рис. 9.3 видно, что антенна с пятислойным покрытием имеет более неравномерную ДН и ее излучаемая мощность уменьшается. Так как расчет диаграмм направленностей произведен методом перевала, то вклад поверхностных волн в излучение антенны не учитывался, и кривые не отображают перераспределения энергии излучения в осевом направлении в энергию поверхностных волн при больших значениях диэлектрической проницаемости слоев. Рост диэлектрической проницаемости слоев ведет к увеличению мощности поверхностных волн, поэтому площади приведенных на рис. 9.3 ДН будут относительно уменьшаться при больших ϵ вследствие их нормировки по излучаемой мощности.

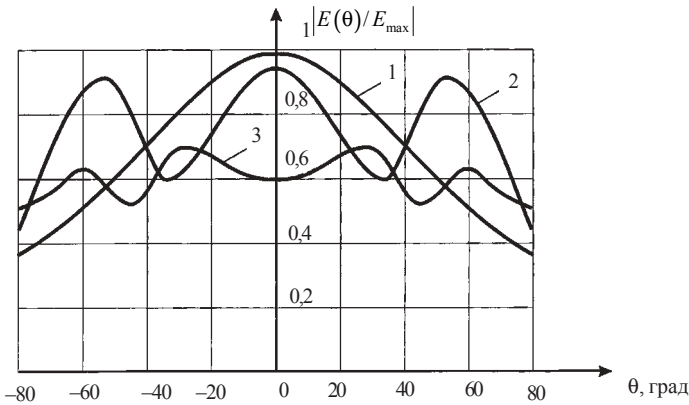


Рис. 9.3

Расчет проводимостей Y и $Y_{\text{пов}}$ для рассматриваемой антенны дал следующие результаты: для кривой 1 – $Y = 0,68 + i 0,34$, $Y_{\text{пов}} = 0$; для кривой 2 – $Y = 2,48 + i 2,13$, $Y_{\text{пов}} = 0,96$; для кривой 3 – $Y = 3,16 + i 2,24$, $Y_{\text{пов}} = 1,87$. Антенна с многослойным покрытием характеризуется большей проводимостью, обусловленной поверхностными волнами, и соответственно значительными потерями на их возбуждение и излучение в перпендикулярном относительно осевого направлении. Таким образом, многослойное диэлектрическое покрытие существенно влияет на характеристики излучения антенн.

Библиографический список

1. Каплун В. А. Обтекатели СВЧ. М.: Сов. радио, 1974.
2. Пригода Б. А., Кокунько В. С. Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1970.
3. Воробьев Е. А., Михайлов В. Ф., Харитонов А. А. СВЧ-диэлектрики в условиях высоких температур. М.: Сов. радио, 1977.
4. Бреховских Л. М. Волны в слоистых средах. М.: Изд-во АН СССР, 1957.
5. Красюк В. Н. Антенны СВЧ с диэлектрическими покрытиями. Л.: Судостроение, 1986.
6. Амтей Н., Галиндо В., Ву Ч. Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.
7. Миттра Л., Ли С. Аналитические методы теории волноводов. М.: Мир, 1974.
8. О вычислении характеристик волновода в металлическом экране с однородным диэлектрическим покрытием/ А. Е. Барыбин, В. Н. Красюк, А. Л. Трескунов и др. // Прикладные задачи электродинамики: Межвуз. сб. научн. тр. ЛИАП. Л., 1988.

10. ИНЖЕНЕРНЫЙ МЕТОД РАСЧЕТА ХАРАКТЕРИСТИК ИЗЛУЧЕНИЯ ФАР С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ

Современные радиолокация, радионавигация, радиосвязь, радиоастрономия и системы спутниковой космической связи предъявляют постоянно возрастающие требования к антенным системам. Часто требуется осуществлять сканирование сектора обзора РТС, формировать ДН специальной формы, в том числе и многолучевые, а также одновременно выполнять другие функции. Такими возможностями обладают фазированные антенные решетки (ФАР).

Для защиты ФАР от дестабилизирующих воздействий окружающей среды (тепловых, климатических и других) используют защитные радиопрозрачные оболочки: обтекатели, укрытия и покрытия. Первые два вида оболочек располагаются в дальней или промежуточной зоне антенны. Их влияние на излучение ФАР не столь значительно и анализируется в публикациях [3, 8].

Диэлектрическое покрытие располагается непосредственно на раскрыве антенны или в ее ближней (реактивной) зоне. Его влияние на излучение более значительно из-за сложного электродинамического взаимодействия излучателей с покрытием и между собой через покрытие. В результате взаимодействия возникают поверхностные волны, а их резонанс приводит к ослеплению ФАР, изменяется условие появления дифракционных лепестков. Поэтому в зависимости от электрической толщины покрытия ($d\sqrt{\epsilon}$) характеристики ФАР сильно изменяются и диэлектрическое покрытие необходимо рассматривать как неотъемлемую часть антенной излучающей системы.

Меняя параметры покрытия (толщину d или диэлектрическую проницаемость ϵ), можно как ухудшить характеристики излучения антенной системы, так и добиться их улучшения в необходимом секторе обзора.

Классическая теория антенных решеток [2, 9], дает хорошие результаты при расчете ДН ФАР конечных размеров, расположенных в свободном пространстве. Диаграмма записывается как произведение множителя решетки и ДН излучателя без учета их взаимного влияния и покрытия. Множитель решетки определяет форму луча и уровень боковых лепестков ДН ФАР, а также отражает связь между геометрией решетки и распределением управляющей фазы по раскрыву с распределе-

нием нормированного значения максимума ДН за период сканирования, т. е. ДН при сканировании.

В «большой» плоской антенной решетке основная масса излучающих элементов является однородной, и наиболее важные особенности антенны при сканировании могут быть довольно точно описаны поведением бесконечной ФАР, хотя при фиксированном значении управляющей фазы ДН такой идеализированной антенны (без сканирования) есть δ – функция. В этом случае ДН при сканировании также представляют как произведение множителя решетки и ДН излучателя с учетом взаимного влияния элементов решетки. Наличие диэлектрического покрытия приводит к изменению степени этого влияния. Задачей определения характеристик излучения ФАР с диэлектрическим покрытием является нахождение соотношений между коэффициентами связи, зависимостью ДН и коэффициента отражения в секторе сканирования от геометрии антенны и электрических параметров покрытия. Для решения этой задачи используются различные методы, наибольшее распространение из которых получили следующие.

При импедансном подходе к анализу ФАР выходные параметры каждого антенного элемента связываются с помощью взаимного сопротивления (или проводимости) с входными параметрами другого элемента. В результате задачу можно сформулировать в терминах теории многополюсников: входные токи возбуждают определенные напряжения и наоборот. При этом многополюсником описывается весь раскрыв, а каждому типу волны, возбуждаемому в системе, соответствует отдельный вход многополюсника. В частности, этим методом удастся учесть и такой сложный процесс взаимодействия антенны с покрытием, как резонанс поверхностных волн, наблюдающийся в том случае, если существует хотя бы один тип волны, распространяющийся внутри диэлектрика и исчезающий за его пределами. Такой тип волны представляется в виде короткозамкнутого входа в системе замещения, а положение короткозамыкателя определяется электрической толщиной покрытия. Изменяя положение короткозамыкателя, можно добиться отсутствия передачи энергии на выход многополюсника.

Очевидно, что этот метод удобен для анализа ФАР с малым числом элементов. Увеличение числа излучателей и наличие покрытия резко увеличивают размерность задачи, делая метод практически трудно реализуемым.

Метод заданного распределения поля в раскрыве основан на сочетании свойств периодической бесконечной антенной решетки и предположения об известном распределении тока или напряженности электромагнитного поля в раскрыве излучателей, которые остаются неизменными при изменении электрических параметров диэлектрического покрытия. Этот приближенный метод получил наибольшее распространение в инженерных расчетах, дает хорошее совпадение с экспериментальными исследованиями. Данный метод и рассматривается в работе, так как позволяет выяснить практически все особенности излучения ФАР с диэлектрическими покрытиями [5].

Метод интегральных уравнений используется при строгом электродинамическом анализе системы ФАР–диэлектрическое покрытие. Здесь можно учесть все типы волн питающего фидера и то, что распределение электромагнитного поля в раскрыве излучателей является функцией электрических параметров диэлектрика. Граничная задача излучения периодической структуры часто определяется методом частичных областей [4]. При построении решения обычно используются свойства периодической структуры и условие непрерывности тангенциальных компонент магнитного поля, выраженные интегральными операторами (моментами) через составляющие электрического поля. В такой постановке задача излучения ФАР с диэлектрическим покрытием записывается в виде интегральных уравнений Фредгольма 1-го рода [1].

Их решение ищут приближенно. Для этого используют методы Ритца, Бубного–Галеркина, Крылова–Боголюбова и другие вариационные методы.

Прямоугольные антенные решетки образуются путем расположения прямоугольных волноводов сечением $a \times b$, как вплотную друг к другу (решетки с бесконечно тонкими стенками), так и с некоторым шагом по каждой координате прямоугольной сетки (c и g). Такая бесконечная антенная решетка из прямоугольных волноводов показана на рис. 10.1 [1]. Раскрыв антенны покрыт диэлектриком с проницаемостью ϵ и толщиной d .

Формулировка граничной электродинамической задачи для рассматриваемой антенной системы приводит в общем случае к векторным двумерным интегральным уравнениям. Рассмотрим условия, при которых задача излучения может быть сведена к скалярным одномерным интегральным (или дифференциальным) уравнениям, для которых возможно найти аналитическое или приближенное решение.

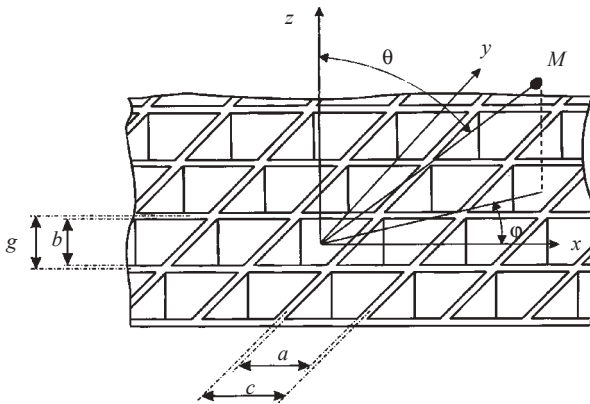


Рис. 10.1

Предположим, что в волноводной решетке возбуждена только основная мода H_{10} , источники возбуждения достаточно удалены от раскрыва, в раскрывах волноводов ($z = -0$) волны имеют одинаковую амплитуду и поляризованы по оси y . Фазы волн при переходе от волновода к волноводу (по осям x и y) меняются по арифметической прогрессии. Для обеспечения отклонения луча в направлении, характеризуемом углами φ, θ , элементы с индексами (m, n) должны возбуждаться напряжением $e^{j(m\psi_x + n\psi_y)}$, где ψ_x, ψ_y – фазовые сдвиги в возбуждении соседних излучателей по осям x и y (управляющие фазы). Управляющие фазы связаны с направлением отклонения луча (φ, θ) соотношениями:

$$\psi_x = \frac{2\pi c}{\lambda} \sin \theta \cos \varphi; \quad \psi_y = \frac{2\pi c}{\lambda} \sin \theta \sin \varphi.$$

При $\varphi = 0$ и $\varphi = \pi$ ($\psi_y = 0$) отклонение луча происходит в плоскости, перпендикулярной плоскости поляризации электромагнитного поля. Такой режим называется сканированием в плоскости магнитного вектора или – в H -плоскости. При $\varphi = \pm\pi/2$ сканирование происходит в E -плоскости.

Если сканирование производится в H -плоскости, то векторную двумерную электродинамическую модель решетки можно свести (с точностью до дифракции на широких стенках волноводов конечной толщины) к одномерной скалярной задаче. Широкие стенки волноводов, параллельные оси x , не влияют на распределение полей в раскрыве антенной решетки, и их можно удалить из системы. Таким образом, при-

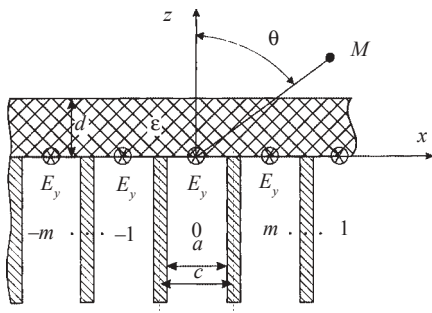


Рис. 10.2

только волны типа Н, не изменяющиеся по координате y . Каждая из этих волн имеет три составляющие $\dot{E}_y, \dot{H}_x, \dot{H}_y$.

При удалении из излучающей системы узких стенок и $\varphi = \pm \pi/2$ режим называется сканированием в квази- E -плоскости.

Задача вычисления характеристик излучения ФАР из параллельных пластин, сканирующей в H -плоскости (см. рис. 10.2), заключается в нахождении электромагнитного поля в слое диэлектрика и над ним, то есть при $z > 0$. В инженерном методе взаимное влияние между волноводами и возбуждение высших типов волн не учитывается. В силу принятых предположений в волноводе с номером m компоненты электромагнитного поля имеют вид

$$\dot{E}_y(x, z) = \cos \frac{\pi}{a}(x - mc)(e^{-j\gamma_1 z} + R e^{j\gamma_1 z})e^{-jm\psi};$$

$$\dot{H}_x(y, z) = -\sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \gamma_1 \cos \frac{\pi}{a}(x - mc)(e^{-j\gamma_1 z} - R e^{j\gamma_1 z})e^{-jm\psi}, \quad (10.1)$$

где $\psi = \psi_x = c \sin \theta$ – закон изменения управляющей фазы; $\gamma_1 = \sqrt{1 - (\pi/a)^2}$; $z < 0$ – постоянная распространения волны H_{10} в волноводе; R – подлежащий вычислению комплексный коэффициент отражения по основной моде.

Здесь и далее линейные величины x, z, a, c, d записаны в безразмерных единицах, полученных путем умножения соответствующих величин на волновое число свободного пространства $k_0 = 2\pi/\lambda$.

Для нахождения электромагнитного поля при $z > 0$ требуется решить однородное уравнение Гельмгольца

моугольная решетка из волноводов сводится к решетке из волноводов, образованных параллельными пластинами. Такая излучающая система показана на рис. 10.2.

Поскольку в решетке из параллельных пластин нет неоднородностей вдоль оси y и возбуждающие поля не зависят от этой координаты, то излучаемые волноводами электромагнитные поля содержат

$$\frac{\partial^2 \dot{E}_y(x, z)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{E}_y(x, z)}{\partial z^2} + \varepsilon \dot{E}_y(x, z) = 0, \quad (10.2)$$

с периодическим граничным условием (10.1). Краевую задачу дополняют условия непрерывности тангенциальных компонент \dot{E}_y и \dot{H}_x на границе раздела диэлектрик–свободное пространство ($z = d$).

Граничная задача (10.2) методом разделения переменных сводится к обыкновенному дифференциальному уравнению с периодическим коэффициентом (уравнению Хилла). Его решение дает c -периодическую функцию, поэтому и решение уравнения (10.2) является c -периодической функцией, представимой в виде разложения в ряд Фурье

$$\dot{E}_y(x, z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m(z) e^{-j \frac{2m\pi}{c} x} e^{-j \psi \frac{x}{c}}, \quad (10.3)$$

где $A_m(z)$ – неизвестные функции, имеющие смысл зависимостей амплитуд пространственных гармоник вдоль координаты z .

Формула (10.3) есть аналитическое выражение для одной из формулировок теоремы Флоке: электромагнитное поле над раскрытым ФАР ($z > 0$), с точностью до постоянного множителя, учитывающего фазирование ($\exp(-j\psi x/c)$), является c -периодической функцией по координате x .

В выражении (10.3), описывающем электрическое поле в полупространстве над антенной, неизвестными остаются функции $A_m(z)$ и коэффициент отражения R . Для нахождения $A_m(z)$ подставим выражение (10.3) в уравнение (10.2) и воспользуемся линейной независимостью функции $e^{-j(2\pi m + \psi)x/c}$. Получим волновое уравнение для нахождения коэффициентов разложения $A_m(z)$:

$$\frac{d^2 A_m(z)}{dz^2} + \left[\varepsilon - \left(\frac{2\pi m + \psi}{c} \right)^2 \right] A_m(z) = 0. \quad (10.4)$$

Общее решение уравнения (10.4) с учетом принципа излучения можно записать:

$$\begin{aligned} A_m(z) &= B_m \cos \beta_m z + D_m \sin \beta_m z, \quad \text{при } 0 < z < d; \\ A_m(z) &= F_m e^{-j\beta_m(z-d)}, \quad \text{при } z > d, \end{aligned} \quad (10.5)$$

где

$$\beta_m = \sqrt{\varepsilon - \left(\frac{2\pi m + \Psi}{c}\right)^2}; \quad \beta_{m0} = \sqrt{1 - \left(\frac{2\pi m + \Psi}{c}\right)^2};$$

– постоянные распространения пространственных гармоник в диэлектрике и свободном пространстве соответственно.

Из второго уравнения Максвелла определяем тангенциальную компоненту магнитного поля

$$\dot{H}_x = -j \sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_m (D_m \cos \beta_m z - B_m \sin \beta_m z) e^{-j(2\pi m + \Psi)x/c}, \quad \text{при } 0 < z < d;$$

$$\dot{H}_x = -\sqrt{\frac{\varepsilon_0}{\mu_0}} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_{m0} F_m e^{-j\beta_{m0}(z-d)} e^{-j(2\pi m + \Psi)x/c}, \quad \text{при } z > d. \quad (10.6)$$

Из условия непрерывности E_y и H_x при $z = d$, используя линейную независимость функций $e^{-j(2\pi m + \Psi)x/c}$, соответственно получим

$$\begin{aligned} B_m \cos \beta_m d + D_m \sin \beta_m d &= F_m; \\ -B_m \sin \beta_m d + D_m \cos \beta_m d &= -j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} F_m. \end{aligned}$$

Для определения неизвестного коэффициента B_m воспользуемся граничным условием при $z = 0$. Так как электрическое поле со стороны фидера ($z = -0$) и свободного пространства ($z = +0$) является c -периодической функцией координаты x , то граничное условие достаточно удовлетворить для одного волновода на промежутке $-c < x < +c$:

$$E_y(x, z = -0) = \begin{cases} (1+R) \cos \frac{\pi}{a} x, & |x| < a/2 \\ 0, & a/2 < |x| < c/2 \end{cases}$$

$$\dot{E}_y(x, z = +0) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_m e^{-j(2\pi m + \Psi)\frac{x}{c}}.$$

Следовательно,

$$(1+R)e^{j\psi\frac{x}{c}} \cos \frac{\pi}{a}x = \sum_{m=-\infty}^{\infty} B_m e^{-j2\pi m\frac{x}{c}}$$

при $|x| < a/2$ и B_m являются коэффициентами ряда Фурье c -периодической функции:

$$\begin{aligned} \dot{B}_m &= \frac{1+R}{c} \int_{-a/2}^{a/2} \cos \frac{\pi}{a}x e^{j\psi\frac{x}{c}} e^{j2\pi m\frac{x}{c}} dx = \\ &= (1+R) \frac{2\pi}{ac} \frac{\cos \frac{(2\pi m + \psi)a}{2c}}{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{2\pi m + \psi}{c}\right)^2} = (1+R)G_m. \end{aligned} \quad (10.7)$$

Теперь нетрудно вычислить D_m и F_m :

$$\begin{aligned} \dot{D}_m &= B_m \frac{\sin \beta_m d - j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \cos \beta_m d}{\cos \beta_m d + j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \sin \beta_m d}; \\ \dot{F}_m &= \frac{B_m}{\cos \beta_m d + j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \sin \beta_m d}. \end{aligned} \quad (10.8)$$

Таким образом, электрическое поле в диэлектрике и свободном пространстве найдено с точностью до коэффициента отражения R . Для его вычисления воспользуемся законом сохранения энергии

$$\frac{1}{2} \int_{-a/2}^{a/2} E_y^* H_x dx \Big|_{z=0} = \frac{1}{2} \int_{-c/2}^{c/2} E_y^* H_x dx \Big|_{z=+0}. \quad (10.9)$$

Энергия электромагнитного поля, поступающая из фидера:

$$\frac{1}{2} \int_{-a/2}^{a/2} E_y^* H_x dx \Big|_{z=0} = \frac{\gamma_1 a}{4} \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} (1+R^*)(1+R).$$

Для вычисления интеграла, стоящего в правой части равенства (10.9), воспользуемся теоремой Парсеваля, позволяющей выразить энергию поля через амплитуды пространственных гармоник:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} \int_{-c/2}^{c/2} E_y^* H_x dx|_{z=+0} &= -j \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{c}{2} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_m B_m^* D_m = \\ &= -j \sqrt{\frac{\epsilon_0}{\mu_0}} \frac{c}{2} (1+R^*)(1-R) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_m |G_m|^2 \frac{\sin \beta_m d - j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \cos \beta_m d}{\cos \beta_m d + j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \sin \beta_m d}. \end{aligned}$$

После подстановки найденных интегралов в равенство (10.9) легко найти полную проводимость излучающей системы ФАР–диэлектрическое покрытие

$$Y = \frac{1-R}{1+R} = j \frac{2c}{a\gamma_1} \sum_{m=-\infty}^{\infty} \beta_m |G_m|^2 \frac{\sin \beta_m d - j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \cos \beta_m d}{\cos \beta_m d + j \frac{\beta_{m0}}{\beta_m} \sin \beta_m d}. \quad (10.10)$$

Из равенства (10.10) следует, что

$$R = \frac{1-Y}{1+Y}. \quad (10.11)$$

Под полной проводимостью здесь понимаем суммарную проводимость системы для излучаемых и поверхностных волн.

Для вычисления ДН в секторе сканирования подставим $A_m(z)$ при $z = d$ в выражение (10.3) и, с учетом F_m из выражения (10.8), определим электрическое поле на поверхности диэлектрика со стороны свободного пространства. Эта поверхность, в соответствии с принципом Гюйгенса-Френеля, становится вторичным источником радиоволны, и именно ее надо понимать как излучающий раскрыв. Взяв преобразование Фурье по x от электрического поля на поверхности диэлектрика, получим выражение для ДН ФАР при сканировании

$$\Phi(E_y(x, z)) = \int_{-\infty}^{\infty} E_y(x, z) e^{jxt} dx = \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{jtc m} e^{-j m \Psi} \int_{-c/2}^{c/2} E_y(x, z) e^{jxt} dx.$$

Обозначим $t = \sin \theta$ и представим последнюю формулу в виде произведения

$$\Phi(E_y(x,z)) = S(\psi, \theta) f(\psi, \theta), \quad (10.12)$$

где $S(\psi, \theta) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} e^{jm(c \sin \theta - \psi)}$ – множитель решетки,

$$f(\psi, \theta) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} 2(-1)^{m+1} F_m \frac{\sin\left(\frac{c \sin \theta - \psi}{2}\right)}{\frac{2\pi m + \psi}{c} - \sin \theta} \quad (10.13)$$

– преобразование Фурье от поля в апертуре (при $z = 0$), совпадающее с аналогичным преобразованием для открытого конца волновода в бесконечном металлическом экране при $|x| < c/2$. ДН этой апертуры $f(\psi, \theta) = f(\psi, \theta) \cos \theta$ называется множителем излучателя.

Заметим, что множитель решетки при $m \rightarrow \infty$ преобразуется к виду

$$\begin{aligned} S(\psi, \theta) &= \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{\sin\left[\left(m + \frac{1}{2}\right)(c \sin \theta - \psi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(c \sin \theta - \psi)\right]} = \\ &= 2\pi \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta(c \sin \theta - \psi + 2\pi m), \end{aligned} \quad (10.14)$$

где δ – дельта-функция Дирака.

Из формулы (10.14) следует, что ФАР излучает только в фиксированных направлениях, для которых

$$c \sin \theta - \psi + 2\pi m = 0; \quad m = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (10.15)$$

При этом распределение электрического поля в дальней зоне определяется множителем излучателя $f(\psi, \theta)$. При $\psi = 0$, $m = 0$ луч, перпендикулярный решетке, называется основным лучом. При изменении ψ основной луч сканирует. Причем при изменении ψ на промежутке $\psi \in [-c; +c]$ основной луч осматривает пространство в пределах $\theta \in [-90^\circ; +90^\circ]$.

Из выражений (10.12), (10.13) следует, что интенсивность основного луча, идущего в направлении θ , пропорциональна $f(\psi, \theta)$. Следовательно, ДН волноводной ФАР при сканировании в H -плоскости можно окончательно записать

$$|\Phi(\theta)| = |(1 + R)c \cos \theta D_0(\sin \theta)| = \left| (1 + R) \frac{2\pi}{a} \cos \theta \frac{\cos\left(\frac{a}{2} \sin \theta\right)}{\left[\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 - \sin^2 \theta\right] \left(\cos \beta_0 d + j \frac{\beta_{00}}{\beta_0} \sin \beta_0 d\right)} \right|, \quad (10.16)$$

где $\beta_0 = \sqrt{\epsilon - \sin^2 \theta}$; $\beta_{00} = \cos \theta$; R – комплексный коэффициент отражения, вычисляемый по формуле (10.11).

Зная ДН и коэффициент отражения, можно вычислить все остальные характеристики антенной системы.

На рис. 10.3, 10.4, 10.5 в качестве примера приведены рассчитанные значения ДН и $|R|$ для ФАР с диэлектрическим покрытием с парамет-

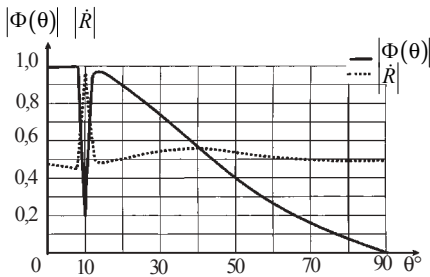


Рис. 10.3

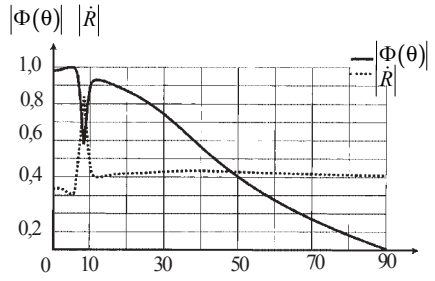


Рис. 10.4

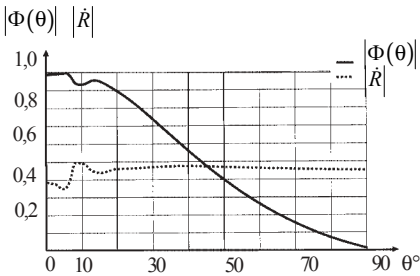


Рис. 10.5

рами: шаг решетки 2,4 см; ширина волновода 2,3 см; $\lambda = 3,0$ см; $\epsilon = 2,84$; толщина покрытия d (1,28 см, рис. 10.3; 1,17 см, рис. 10.4; 1,2 см, рис. 10.5). Из рис. 10.3 видно, что при угле 10° ДН имеет сильный провал, а $|R|$ – выброс, что подтверждается законом сохранения

энергии. При толщине покрытия $d = 1,17$ см (см. рис. 10.4) провал и выброс уменьшаются по величине и определяются при угле 8° . Варьируя толщиной покрытия, можно получить оптимальную ДН и $|R|$ (плавный спад ДН и минимальное отражение во всем секторе обзора РЛС, см. рис. 10.5). При этом толщина диэлектрика составляет 1,2 см.

Библиографический список

1. *Амитей Н., Галиндо В., Ву Ч.* Теория и анализ фазированных антенных решеток. М.: Мир, 1974.
2. *Кюн Р.* Микроволновые антенны. Л.: Судостроение, 1967.
3. *Каплун В. А.* Обтекатели антенн СВЧ. М.: Сов. радио, 1974.
4. *Мануйлов Б. Д., Шабловский В. М.* Возбуждение решетки плоских волноводов, покрытых слоем диэлектрика конечной толщины// Радиоэлектроника. Т. 28, № 2, 1985.
5. *Красюк В. Н.* Антенны СВЧ с диэлектрическими покрытиями. Л.: Судостроение, 1986.
6. О вычислении характеристик волновода в металлическом экране с однородным диэлектрическим покрытием / *А. Е. Барыбин, В. Н. Красюк, А. Л. Трескунов и др.* // Прикладные задачи электродинамики: Межвуз. сб. научн. тр. ЛИАП. Л., 1988.
7. *Барыбин А. Е., Красюк В. Н., Трескунов А. Л.* Расчет антенны РТС посадки гиперзвукового самолета на ПЭВМ IBM-PC/AT: Метод. указания к выполнению лабораторной работы/ СПИАП. СПб., 1992.
8. *Пригода Б. А., Кокунько В. С.* Обтекатели антенн летательных аппаратов. М.: Машиностроение, 1974.
9. Техническая электродинамика и антенны. Ч. 2. Антенны: Учеб. пособие / Под ред. *В. Н. Красюка*; ЛИАП. Л., 1992.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
1. Качественные и количественные характеристики антенн	4
1.1. Общие сведения об антеннах и их технические показатели	4
1.2. Элементарные излучатели электромагнитных волн	9
1.3. Основы теории приемных антенн	15
Библиографический список	20
2. Симметричный и несимметричный вибраторы	21
2.1. Симметричный вибратор в свободном пространстве	21
2.2. Вибратор над поверхностью земли	26
Библиографический список	36
3. Антенны сверхдлинных, длинных, средних и коротких волн	38
3.1. Вертикальные несимметричные вибраторы	38
3.2. Рамочные антенны	44
3.3. Горизонтальные симметричные вибраторы	44
3.4. Синфазная горизонтальная антенна	47
3.5. Ромбические антенны	51
3.6. Антенна бегущей волны	53
3.7. Согласование фидера с нагрузкой	55
Библиографический список	60
4. Антенны ультракоротких волн	61
4.1. Антенна типа «волновой канал»	61
4.2. Диэлектрические стержневые антенны	63
4.3. Антенны поверхностных волн	67
4.4. Спиральные антенны	69
4.5. Волноводно-щелевые антенны	73
Библиографический список	78
5. Апертурные антенны сверхвысоких частот	79
5.1. Рупорные антенны	79
5.2. Зеркальные антенны	83
5.3. Линзовые антенны	90
5.4. Антенны в радиолокационных станциях	97
Библиографический список	98
6. Волноводы и их согласование с нагрузкой	100
6.1. Характеристики и параметры волноводов	100
6.2. Согласующие элементы	105
6.3. Коаксиально-волноводный переход	109

Библиографический список	112
7. Элементы и узлы антенно-фидерного тракта	113
7.1. Сочленения волноводов и переходы на разные типы линий	113
7.2. Волноводные уголки и изгибы	117
7.3. Фильтрующие элементы	119
7.4. Тройники и мосты СВЧ	121
7.5. Ферритовые устройства	123
7.6. Антенные переключатели импульсных РЛС	127
Библиографический список	129
8. Антенные решетки с электрическим сканированием луча	130
8.1. Общие сведения о ФАР	130
8.2. Элементная база ФАР	138
8.3. Влияние несогласованности излучателей ФАР на характе- ристики делителей мощности	143
Библиографический список	152
9. Методика расчета антенн с многослойными диэлектрическими покрытиями	153
Библиографический список	163
10. Инженерный метод расчета характеристик излучения ФАР с диэлектрическим покрытием	164
Библиографический список	175

Учебное издание

Белоцерковский Григорий Бенционович
Красюк Владимир Николаевич

ЗАДАЧИ И РАСЧЕТЫ ПО КУРСУ
«УСТРОЙСТВА СВЧ И АНТЕННЫ»

Учебное пособие

Редактор *А. В. Подчепалева*
Компьютерная верстка *А. Н. Колешко*

Сдано в набор 12.11.02. Подписано к печати 30.12.02. Формат 60×84 1/16. Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл. печ. л. 10,34. Усл. кр.-отг. 11,27. Уч. -изд. л. 10,65. Тираж 150 экз. Заказ №

Редакционно-издательский отдел
Отдел электронных публикаций и библиографии библиотеки
Отдел оперативной полиграфии
СПбГУАП

190000, Санкт-Петербург, ул. Б. Морская, 67