

Министерство образования и науки Российской Федерации

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования
«Оренбургский государственный университет»

М.Г. Петрушанский

ОСНОВЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

Учебное пособие

Рекомендовано к изданию ученым советом федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Оренбургский государственный университет» для обучающихся по образовательным программам высшего образования по направлению подготовки 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств

Оренбург
2017

УДК 621.396.67

ББК 32.845.4

П 31

Рецензент - доктор технических наук, профессор Н.А.Соловьев

Петрушанский, М.Г.

П 31

Основы конструирования антенных решеток: учебное пособие /

М.Г. Петрушанский. – Оренбург: ОГУ, 2017.

ISBN 978-5-7410-1839-2

Учебное пособие посвящено рассмотрению основных принципов функционирования и вопросов конструирования антенных решеток и включает теоретическое изложение материала, примеры проведения соответствующих конструкторских расчетов и вопросы для самопроверки.

Учебное пособие предназначено для обучающихся по программам высшего образования по направлению подготовки 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств при изучении дисциплины «Конструирование радиоэлектронных средств».

УДК 621.396.67

ББК 32.845.4

ISBN 978-5-7410-1839-2

© Петрушанский М.Г., 2017,

© ОГУ, 2017

Содержание

Введение	5
1 Электромагнитное поле системы излучателей	7
1.1 Радиотехнические характеристики и параметры антенн	7
1.2 Виды систем излучателей: линейные, поверхностные, объемные	21
1.3 Теорема умножения диаграмм направленности	22
1.4 Диаграмма направленности прямолинейной системы излучателей	26
1.5 Поле излучения непрерывной синфазной равноамплитудной системы излучателей	33
1.6 Анализ множителя равноамплитудной линейной решетки	34
1.7 Вопросы для самопроверки к первому разделу	26
2 Сканирование диаграммы направленности в антенных решетках	44
2.1 Основные особенности сканирования диаграммы направленности	44
2.2 Влияние диаграммы направленности одиночного излучателя на диаграмму направленности решетки	47
2.3 Антенные решетки осевого излучения	48
2.4 Выражение для множителя плоской антенной решетки и его анализ	52
2.5 Вопросы для самопроверки ко второму разделу	55
3 Антенные решетки	57
3.1 Достоинства и недостатки антенных решеток. Принципы построения	57
3.2 Особенности сканирования луча антенной решетки	62
3.3 Фазовое и частотное сканирование диаграмм направленности	65
3.4 Плоские фазированные антенные решетки	70
3.5 Выбор схемы размещения излучателей	71
3.6 Расчет геометрических параметров антенной решетки	73
3.7 Волноводно-щелевые антенные решетки и их характеристики	78
3.8 Вопросы для самопроверки к третьему разделу	83
4 Излучатели фазированных антенных решеток	85
4.1 Волноводные излучатели	85

4.2 Методы согласования волноводных излучателей	90
4.3 Плоскостные излучатели	97
4.4 Выбор материалов полосковой линии передачи и одиночного излучателя	102
4.5 Определение условий распространения рабочего типа волны в одиночном излучателе	105
4.6 Расчет геометрии полоскового излучателя	108
4.7 Вопросы для самопроверки к четвертому разделу	109
Заключение.....	110
Список сокращений.....	111
Список использованных источников	112

Введение

Антенными решетками называются системы, состоящие из расположенных на некоторых расстояниях друг от друга дискретных излучателей. Антенные решетки позволяют получать узкие диаграммы направленности (ДН), а изменение амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля вдоль решетки обеспечивает изменение положения ДН в пространстве и изменение ее формы. Таким образом, возможности антенных решеток значительно шире возможностей одиночных излучателей. Кроме указанных выше, к достоинствам антенных решеток можно отнести возможность специальной обработки принятых различными излучателями сигналов и увеличения мощности излучения за счет суммирования мощностей отдельных излучателей, выбор подходящей для конкретного объекта установки формы антенной решетки и высокую надежность, поскольку выход из строя даже четверти излучателей существенно не изменяет параметры антенны.

Вместе с тем, антенные решетки имеют и ряд недостатков, среди которых конструктивная сложность, большие по сравнению с обычными антеннами стоимость и масса, падение коэффициента направленного действия (КНД) и коэффициента усиления (КУ) в секторе сканирования, ограниченная полоса пропускания, наличие взаимных связей между излучателями решетки, что приводит к искажению требуемого амплитудно-фазового распределения. Однако в ряде случаев эти недостатки оказываются несущественными по сравнению с главным достоинством электронного управления положением ДН без изменения положения антенной системы – возможностью существенно повысить скорость обзора пространства.

Предлагаемое учебное пособие посвящено рассмотрению вопросов, связанных с конструированием антенных решеток. В пособии изложены основы теории электромагнитного поля системы излучателей, приведены классификация и варианты построения антенных решеток, рассмотрены методы и особенности управления диаграммой направленности, а также представлены основные типы применяемых излучателей антенных решеток. Кроме того, учебное пособие

содержит примеры конструкторских расчетов: выбор схемы размещения излучателей, расчет геометрических параметров антенной решетки, выбор материалов полосковой линии передачи и одиночного излучателя, определение условий распространения рабочего типа волны в одиночном излучателе, расчет геометрии полоскового излучателя. Изучение этих примеров полезно совместить с рассмотрением работы одного из известных пакетов компьютерных программ автоматизированного проектирования антенн, например, Micro Wave Office компании Applied Wave Research, Inc. (<http://www.awrcorp.com>) или EMPro компании Keysight Technologies Inc. (<http://www.keysight.com>). К каждому разделу пособия даны вопросы для самопроверки, позволяющие оценить уровень подготовки по изученным темам.

Для понимания материала учебного пособия обучающийся должен иметь достаточные знания в области физики, технической электродинамики, материалов электронной техники. Вопросы, рассмотренные в данном пособии, входят в рабочую программу дисциплины «Конструирование радиоэлектронных средств» для направления подготовки 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств.

1 Электромагнитное поле системы излучателей

1.1 Радиотехнические характеристики и параметры антенн

Свойства антенных устройств оценивают с помощью функциональных зависимостей (характеристик) и различных числовых величин (параметров) [20]. Изучение этих характеристик и параметров целесообразно начинать с передающих антенн, поскольку они определяются наиболее просто именно в режиме передачи.

Все характеристики и параметры можно разделить на две большие группы: нерадиотехнические параметры и радиотехнические характеристики и параметры. К первой группе относятся параметры, определяющие массовые, габаритные, крепежные характеристики антенн и т.д. И хотя эти параметры имеют большое значение, особенно для самолетных антенн, основное внимание будет обращено на радиотехнические параметры, определяющие радиотехнический режим работы, т.е. характеризующие антенну как источник или приемник электромагнитных колебаний.

Важнейшими из этих характеристик и параметров, относящимися к большинству типов антенн, являются [9]:

- диаграмма направленности (ДН);
- ширина ДН;
- входное сопротивление антенны;
- сопротивление излучения и сопротивление потерь;
- мощность излучения;
- коэффициент направленного действия (КНД);
- коэффициент полезного действия (КПД);
- коэффициент усиления (КУ);
- действующая длина антенны;
- рабочая полоса частот антенны;
- поляризационная характеристика (ПХ) антенны и др.

Рассмотрим эти характеристики и параметры более подробно.

Комплексной ДН передающей антенны $\dot{f}(\theta, \varphi)$ называется зависимость комплексной амплитуды электрического или магнитного поля от угловых координат.

В этом определении необходимо обратить внимание на два обстоятельства. Во-первых, ДН для электрической и магнитной составляющих электромагнитного поля имеют одинаковый вид. И это естественно, поскольку электрическое и магнитное поле взаимосвязаны и являются лишь различными проявлениями одного и того же явления, а их амплитуды E и H соответственно в свободном пространстве связаны следующим образом [13]:

$$\frac{E}{H} = 120\pi. \quad (1.1)$$

Во-вторых, ДН определяет зависимость компонентов поля только от угловых координат. Это означает, что обязательным условием при определении ДН является постоянство расстояния от антенны до точки наблюдения ($r = const$).

Комплексная ДН $\dot{f}(\theta, \varphi)$ может быть представлена в виде двух диаграмм, которые называются амплитудной ДН и фазовой диаграммой и определяют, соответственно, зависимость амплитуды $f(\theta, \varphi)$ и фазы $\psi(\theta, \varphi)$ поля от угловых координат θ и φ :

$$\dot{f}(\theta, \varphi) = f(\theta, \varphi) \cdot e^{j\psi(\theta, \varphi)}. \quad (1.2)$$

Фазовая диаграмма является важной характеристикой при построении и анализе антенн, использующих информацию о фазе сигнала – фазовые пеленгаторы, интерферометры и т.д. При изучении конкретных антенн эта характеристика будет рассмотрена более детально.

Наибольший интерес представляет амплитудная ДН, характеризующая направленные свойства антенны, то есть ее способность концентрировать

излучаемую мощность в определенных направлениях [25]. Для сравнения направленных свойств различных антенн обычно используют нормированные ДН $F(\theta, \varphi)$, т.е. ДН, максимум которых равен единице. Очевидно, что

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{\max}} = \frac{E(\theta, \varphi)}{E_{\max}}, \quad (1.3)$$

где f_{\max} – максимальное значение амплитудной ДН;

E_{\max} – максимальное значение напряженности электрического поля.

Зная нормированную ДН и максимальное значение напряженности поля, можно определить значение поля $E(\theta, \varphi)$ в любом направлении

$$E(\theta, \varphi) = E_{\max} \cdot F(\theta, \varphi). \quad (1.4)$$

Иногда для характеристики направленных свойств антенн используют ДН по мощности, которая представляет собой зависимость плотности мощности излучения $P(\theta, \varphi)$ от угловых координат. Поскольку плотность мощности пропорциональна квадрату напряженности поля, среднее ее значение P_{cp} определяется выражением

$$P_{cp} = \frac{1}{2} E \cdot H = \frac{E^2}{240\pi}. \quad (1.5)$$

ДН антенны по мощности и по полю связаны между собой простым соотношением

$$P(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi). \quad (1.6)$$

Амплитудная ДН представляет собой объемную фигуру, графическое изображение которой часто неудобно. Поэтому на практике используют

плоскостные ДН, представляющие собой сечение объемной ДН некоторыми плоскостями. Наиболее часто используются сечения ДН главными плоскостями, в качестве которых берутся две ортогональные плоскости, проходящие через антенну и направление максимального излучения. Для антенн линейной поляризации одна из главных плоскостей совмещается с вектором \vec{E} и называется *E*-плоскостью. Вторая главная плоскость в этом случае называется *H*-плоскостью.

Для графического изображения плоскостных ДН используются следующие системы координат [31]:

- полярная;
- прямоугольная равномерная;
- прямоугольная логарифмическая;
- картографическая.

Выбор той или иной системы координат определяется формой ДН и требованиями обеспечения наглядности ее изображения.

Шириной ДН называется угол между направлениями, в которых мощность излучения уменьшается в 2 раза, а напряженность поля в $\sqrt{2}$ раз по сравнению с направлением максимального излучения. Этот параметр характеризует степень концентрации излучаемой энергии, сосредоточенной в главном лепестке ДН.

Ширина ДН обозначается символом $2\theta_{0,5}$ (на уровне половинной мощности) независимо от того, по мощности $F^2(\theta)$ или по полю $F(\theta)$ изображена ДН (рисунок 1.1), поскольку

$$F(\theta_{0,707}) = F^2(\theta_{0,5}). \quad (1.7)$$

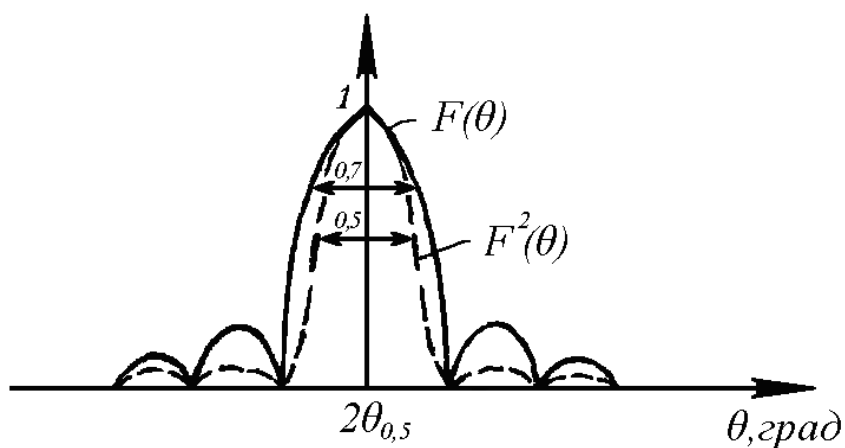


Рисунок 1.1 – ДН по мощности и по полю

Входное сопротивление антенны \dot{Z}_A определяется как отношение комплексных амплитуд напряжения \dot{U}_A и тока \dot{I}_A на ее зажимах

$$\dot{Z}_A = \frac{\dot{U}_A}{\dot{I}_A} \quad (1.8)$$

и, в общем случае, является комплексной величиной

$$\dot{Z}_A = R_A + jX_A, \quad (1.9)$$

где R_A – активная часть входного сопротивления антенны;

X_A – реактивная часть входного сопротивления антенны.

Входное сопротивление антенны характеризует свойства антенны как нагрузки для генератора. Умножая обе части уравнения (1.9) на величину $0,5I_A^2$, получим выражение, определяющее закон сохранения энергии применительно к антеннам

$$P_\Gamma = P_A + jP_P, \quad (1.10)$$

т.е. мощность генератора P_G расходуется на создание реактивной мощности P_P (запасаемой около антенны) и активной мощности P_A , которая, в свою очередь, расходуется на создание мощности излучения P_Σ и на потери в антенне P_{II} :

$$P_A = P_\Sigma + P_{II}. \quad (1.11)$$

Из формулы (1.11) следует, что активная часть входного сопротивления антенны состоит из сопротивления излучения R_Σ и сопротивления потерь R_{II} :

$$R_A = R_\Sigma + R_{II}. \quad (1.12)$$

Обычно антенны конструируют так, чтобы $R_{II} \ll R_\Sigma$. В этом случае можно считать, что активная составляющая входного сопротивления равна сопротивлению излучения антенны.

КНД антенны называется число, показывающее, во сколько раз нужно увеличить мощность излучения эталонной антенны по сравнению с мощностью излучения данной антенны для того, чтобы в заданном направлении получить одинаковые угловые плотности мощности, а, следовательно, одинаковые напряженности поля при одинаковых расстояниях.

Выражение для расчета КНД $D(\theta, \varphi)$ по известной ДН имеет вид

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi \cdot F^2(\theta, \varphi)}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi}. \quad (1.13)$$

Часто интересуются не текущим значением КНД в данном направлении, а его максимальным значением D_0 . Полагая в числителе (1.13) $F(\theta, \varphi) = 1$, получим

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^\pi \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi}. \quad (1.14)$$

КПД передающей антенны η называется отношение мощности излучения к полной активной мощности, подводимой к антенне.

$$\eta = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_{II}} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_{II}}. \quad (1.15)$$

Этот параметр вводится для оценки эффективности работы антенны как излучателя радиоволн.

Как видно из формулы (1.15), для повышения КПД следует уменьшать сопротивление потерь.

Учитывая, что КПД антенны определяется формулой

$$\eta = \frac{R_\Sigma}{R_A} = \frac{R_A - R_{II}}{R_A}, \quad (1.16)$$

можно выразить каждую составляющую входного сопротивления через КПД и полное активное входное сопротивление

$$R_{II} = (1 - \eta) \cdot R_A, \quad (1.17)$$

$$R_\Sigma = \eta \cdot R_A. \quad (1.18)$$

КУ передающей антенны называется число, показывающее, во сколько раз угловая плотность мощности излучения направленной антенны в данном направлении больше угловой плотности мощности излучения эталонной изотропной

антенны при условии, что полные мощности, подводимые к обеим антеннам, одинаковы.

Это определение отличается от определения для КНД лишь тем, что здесь рассматриваются полные подводимые мощности, в то время как в определении КНД рассматривались мощности излучения.

Тогда формула для КУ G будет иметь вид

$$G = \eta \cdot D, \quad (1.19)$$

т.е. КУ отличается от КНД на величину КПД. Обычно антенна соединена с генератором не непосредственно, а через линию передачи (фидерный тракт), характеризующуюся своим КПД $\eta_{ЛП}$. Поэтому в формулу (1.19) необходимо подставлять значение КПД $\eta_{АФУ}$ всего антенно-фидерного устройства (АФУ):

$$\eta_{АФУ} = \eta \cdot \eta_{ЛП}. \quad (1.20)$$

Действующей длиной передающей антенны с неравномерным распределением тока называется длина такой антенны с равномерным распределением тока, равным току питания, которая создает в точке наблюдения такую же напряженность поля, как и данная антенна.

Известно, что максимальное значение напряженности поля E_{\max}^{\ominus} элементарного вибратора длиной l на расстоянии r в направлении максимального излучения равно

$$E_{\max}^{\ominus} = \frac{30k \cdot I_A \cdot l}{r}, \quad (1.21)$$

где k – волновое число;

I_A – амплитуда тока на входе вибратора.

Если представить прямолинейный провод длиной L с неравномерным распределением тока $I(l)$ в виде совокупности элементарных вибраторов, то напряженность поля в этом же направлении можно найти в виде интеграла

$$E_{\max}^{\ominus} = \frac{30k}{r} \int_0^L I(l) \cdot dl. \quad (1.22)$$

Интеграл в данном выражении носит название "площади тока". Очевидно, можно подобрать такой "прямоугольник тока", площадь которого будет равна данному интегралу (рисунок 1.2).

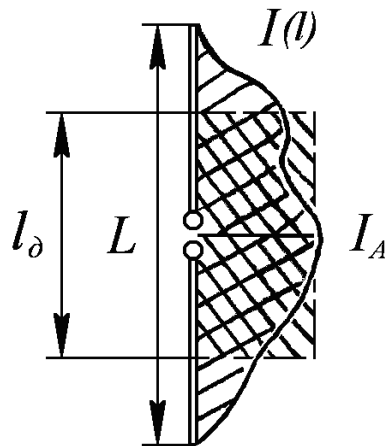


Рисунок 1.2 – К пояснению понятий "площадь тока" и "прямоугольник тока"

Для определенности высоту прямоугольника принимают равной амплитуде тока на зажимах антенны I_A . Основанием такого "прямоугольника тока" и будет действующая длина антенны l_0 . Из равенства площадей

$$I_A \cdot l_0 = \int_0^L I(l) \cdot dl \quad (1.23)$$

следует, что действующая длина антенны l_0 с неравномерным распределением тока равна

$$l_{\partial} = \frac{1}{I_A} \cdot \int_0^L I(l) \cdot dl, \quad (1.24)$$

а напряженность поля $E(\theta, \varphi)$ в произвольном направлении определяется формулой

$$E(\theta, \varphi) = \frac{30k \cdot I_A \cdot l_{\partial}}{r} F(\theta, \varphi). \quad (1.25)$$

Несмотря на то, что действующая длина имеет физический смысл только для линейных антенн, формула (1.25) может использоваться для расчета напряженности поля и для других антенн, например, имеющих излучающий раскрыв. Очевидно, что в этом случае действующая длина является формальным параметром и должна быть выражена через другие параметры антенны. Для этого обратимся к формуле для максимального значения КНД антенны

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \cdot \sin \theta \cdot d\theta \cdot d\varphi}. \quad (1.26)$$

Между КНД, действующей длиной антенны и сопротивлением излучения существует следующая зависимость

$$D_0 = \frac{30k^2 \cdot l_{\partial}^2}{R_{\Sigma}}, \quad (1.27)$$

откуда

$$l_{\partial} = \sqrt{\frac{D_0 \cdot R_{\Sigma}}{30k^2}}. \quad (1.28)$$

Таким образом, формула (1.27) позволяет по известным значениям КНД и сопротивления излучения антенны определить ее действующую длину даже в том случае, когда этот параметр носит чисто формальный характер.

Под поляризацией радиоволны понимается закон изменения величины и направления вектора напряженности электрического поля за период колебания [15]. Если плоскость поляризации делает полный оборот за период высокочастотных колебаний, говорят, что волна имеет вращающуюся поляризацию. Представляет интерес рассмотрение фигуры, которую описывает конец вектора \vec{E} в картинной плоскости, под которой понимают плоскость, перпендикулярную направлению распространения электромагнитной волны.

В общем случае эта фигура имеет форму эллипса (рисунок 1.3), а волна называется эллиптически поляризованной [16].

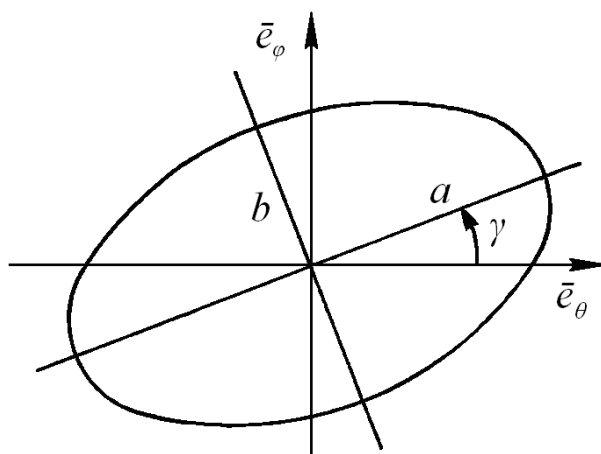


Рисунок 1.3 – Поляризационный эллипс

Поляризация волны будет полностью определена, если известны следующие параметры поляризационного эллипса:

– коэффициент эллиптичности K_{Θ} , равный отношению малой полуоси эллипса b к большой полуоси a

$$K_{\Theta} = \frac{b}{a}. \quad (1.29)$$

Если $K_{\mathcal{O}} = 0$, волна будет линейно поляризованной; при $K_{\mathcal{O}} = 1$ получается волна круговой поляризации;

– угол наклона большой оси поляризационного эллипса к орту выбранной системы координат γ ;

– направление вращения вектора \vec{E} . Волна называется правого вращения, если вектор \vec{E} вращается по часовой стрелке, если смотреть вслед уходящей волне. Если вектор \vec{E} вращается против часовой стрелки – волна называется левого вращения (вращающаяся поляризация левого вращения).

Для определенности принято направление вращения связывать со знаком коэффициента эллиптичности: для правого вращения $0 < K_{\mathcal{O}} \leq 1$, для левого вращения $-1 \leq K_{\mathcal{O}} < 0$.

Например, запись $K_{\mathcal{O}} = -0,65$, $\gamma = 30^\circ$ означает, что большая полуось эллипса наклонена к оси выбранной системы координат под углом 30° , коэффициент эллиптичности равен $0,65$, а вектор вращается против часовой стрелки.

Параметры поляризационного эллипса (кроме знака коэффициента эллиптичности) могут быть определены при снятии поляризационной характеристики передающей антенны [30].

Поляризационной характеристикой передающей антенны называется зависимость электродвижущей силы (ЭДС) в приемной антенне линейной поляризации от угла поворота ее в картинной плоскости.

Поляризационной диаграммой называется зависимость величины коэффициента эллиптичности от угловых координат. Например, для антенны вращающейся поляризации, имеющей в направлении максимального излучения коэффициент эллиптичности, равный $K_{\mathcal{O}} = 1$, поляризационная диаграмма имеет вид, изображенный на рисунке 1.4.

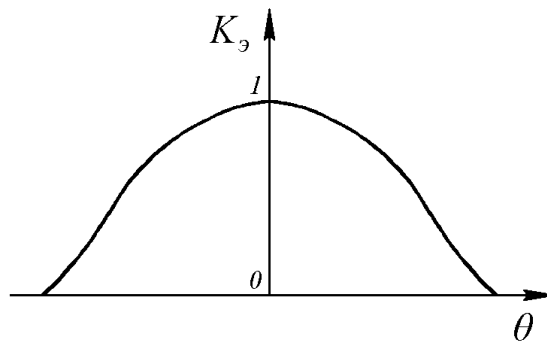


Рисунок 1.4 – Поляризационная диаграмма антенны вращающейся поляризации

Диапазонные свойства антенны определяются диапазоном частот (или длин волн), в котором основные характеристики и параметры антенны не выходят за заданные пределы. Обычно используется тот параметр, который наиболее подвержен изменению в диапазоне частот. Чаще всего таким параметром является входное сопротивление антенны или форма амплитудной ДН.

Диапазонность антенны определяется относительной полосой рабочих частот (полосой пропускания Δf)

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{cp}} = 2 \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{max} + f_{min}}, \quad (1.30)$$

где f_{cp} – средняя частота диапазона;

f_{max} – максимальная частота диапазона;

f_{min} – минимальная частота диапазона.

Часто полоса пропускания антенны выражается в процентах

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} = \frac{f_{max} - f_{min}}{f_{cp}} \cdot 100\% . \quad (1.31)$$

Если полоса пропускания антенны не превышает 10 %, антенна называется узкополосной или резонансной

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} \leq 10\% . \quad (1.32)$$

Если полоса пропускания лежит в пределах

$$10\% < \frac{\Delta f}{f_{cp}} \leq 100\% , \quad (1.33)$$

антенна называется широкополосной.

Наконец, если

$$\frac{\Delta f}{f_{cp}} > 100\% , \quad (1.34)$$

антенна называется широкодиапазонной.

Часто для характеристики диапазонных свойств антенн используют другой параметр, называемый коэффициентом перекрытия диапазона K_f , который определяется формулой

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}} . \quad (1.35)$$

Для узкополосных антенн $K_f \leq 1,1$, для широкополосных $1,1 < K_f \leq 3$, для широкодиапазонных антенн $K_f > 3$. В настоящее время существуют широкодиапазонные антенны, имеющие коэффициент перекрытия $K_f = 40$ и более.

Критическая мощность АФУ у земли определяется условием $E = 30кВ/см$ в любой точке АФУ. Рабочая мощность АФУ выбирается примерно в 3 раза меньше критической мощности.

1.2 Виды систем излучателей: линейные, поверхностные, объемные

Любая антенна или антенная система может быть представлена в виде системы излучателей. Такими излучателями могут быть либо элементарные излучатели (диполь Герца, источник Гюйгенса), либо отдельные антенны (вибраторы, щели и т.д.) [20].

В зависимости от типа излучателей и расстояния d между ними системы излучателей можно разделить на две большие группы:

- непрерывные системы излучателей ($d = 0$);
- дискретные системы излучателей ($d \neq 0$).

Элементами непрерывных систем являются элементарные излучатели, непрерывно распределенные вдоль некоторой линии или поверхности [4].

Например, вибраторная антенна может быть представлена в виде непрерывной системы диполей Герца (рисунок 1.5), а антенна с излучающим раскрытием (например, рупорная) – в виде непрерывной совокупности поверхностных излучателей – источников Гюйгенса.

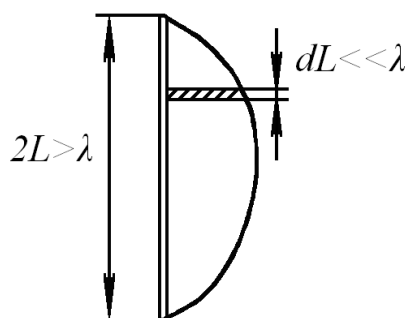


Рисунок 1.5 – Представление вибраторной антенны в виде непрерывной системы диполей Герца

Дискретные системы излучателей состоят из отдельных излучателей (самостоятельных антенн), расположенных на некоторых расстояниях друг от друга. Такие системы излучателей называются антенными решетками. В зависимости от способа размещения излучателей антенные решетки делятся на:

– линейные – когда излучатели располагаются вдоль некоторой линии. В зависимости от формы линии линейные решетки в свою очередь делятся на прямолинейные, дуговые, кольцевые и т.д.;

– поверхностные – когда излучатели располагаются на некоторой поверхности. В зависимости от формы поверхности различают плоскостные, конические, цилиндрические, сферические антенные решетки и т.д.;

– объемные – когда излучатели располагаются в некотором объеме.

Все указанные типы систем излучателей могут различаться по способу питания излучателей и закону изменения расстояния между ними.

Антенная решетка называется эквидистантной, если излучатели расположены на одинаковых расстояниях друг от друга.

Система излучателей называется линейнофазной, если фаза питания излучателей вдоль линии их расположения изменяется по линейному закону.

Частным случаем линейнофазной системы излучателей является синфазная система ($\Delta\psi = 0$).

Антенная решетка называется равноамплитудной, если амплитуды токов (полей) во всех излучателях одинаковы.

1.3 Теорема умножения диаграмм направленности

Рассмотрим произвольную дискретную систему из излучателей, сосредоточенных в некотором объеме V (рисунок 1.6), с центром которого связана прямоугольная система координат X, Y, Z [7].

Точка наблюдения M , для которой будет определяться поле излучения рассматриваемой системы, характеризуется сферическими координатами R, θ, φ . Обозначим расстояние от произвольного n -го источника системы до точки наблюдения через r_n , а расстояние от начала координат до этого источника через ρ_n . Угол между направлениями на точку наблюдения и на n -ый источник обозначим через θ_n .

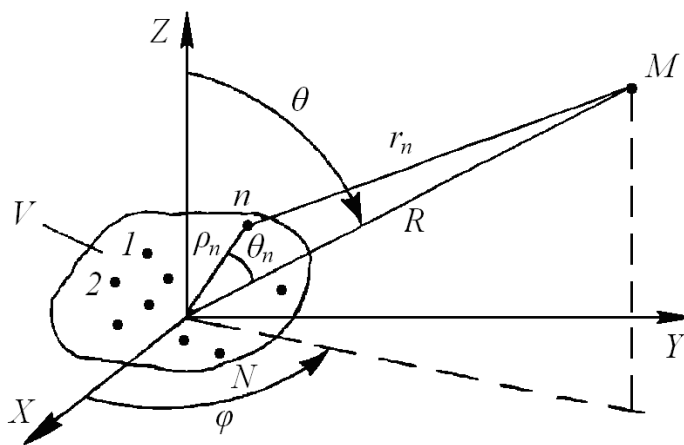


Рисунок 1.6 – Дискретная система излучателей

Считаем, что точка наблюдения M находится в дальней зоне системы излучателей, т.е. выполняется условие

$$r \geq \frac{2L^2}{\lambda}, \quad (1.36)$$

где L – наибольший линейный размер объема V ;

λ – длина волны излучения.

Это обстоятельство позволяет считать, что расстояние от произвольного излучателя системы до точки наблюдения примерно равно

$$r_n = R - \rho_n \cos \theta_n. \quad (1.37)$$

Поле излучения \dot{E}_n произвольного излучателя системы с учетом фазовых соотношений может быть записано в виде

$$\dot{E}_n = 30kI_n \ell_{\partial_n} e^{-j\psi_n} \frac{e^{-jkr_n}}{r_n} F_n(\theta, \varphi), \quad (1.38)$$

где I_n – амплитуда тока излучателя;

ψ_n – фаза тока питания;

ℓ_{∂_n} – действующая длина n -го излучателя (этот параметр может быть и формальным);

$F_n(\theta, \varphi)$ – амплитудная ДН излучателя.

Очевидно, что поле \dot{E} всей системы в точке М может быть определено векторным (геометрическим) суммированием полей, приходящих от каждого излучателя

$$\dot{E} = \sum_{n=1}^N \dot{E}_n = 30k \sum_{n=1}^N \frac{I_n \ell_{\partial_n} e^{-j\psi_n} e^{-jkr_n}}{r_n} F_n(\theta, \varphi). \quad (1.39)$$

В связи с тем, что линейные размеры системы много меньше расстояния до точки М ($\rho_n \ll R$), в амплитудном множителе $\frac{1}{r_n}$ можно, в соответствии с формулой (1.37), принять $r_n \approx R$.

Что касается фазового множителя e^{-jkr_n} , использование в нем такого приближения недопустимо, поскольку в пределах системы излучателей, размеры которых могут быть не только соизмеримы, но и значительно превышать длину волны λ , фаза поля от излучателя к излучателю может изменяться в значительных пределах.

Поэтому необходимо в фазовом множителе считать

$$e^{-jkr_n} = e^{-jk(R - \rho_n \cos\theta_n)} = e^{-jkR} e^{jk\rho_n \cos\theta_n}. \quad (1.40)$$

Таким образом, формула (1.39) для поля излучения системы может быть записана в виде

$$\dot{E} = 30k \frac{e^{-jkR}}{R} \sum_{n=1}^N I_n \ell_{\partial_n} e^{j(k\rho_n \cos\theta_n - \psi_n)} F_n(\theta, \varphi). \quad (1.41)$$

На практике антенные системы часто состоят из одинаковых и одинаково ориентированных излучателей. Рассмотрим поле излучения именно такой системы. Если излучатели одинаковы, то одинаковы и их действующие длины

$$l_{\partial_1} = l_{\partial_2} = \dots = l_{\partial_n} = \dots = l_{\partial_N} = l_{\partial}. \quad (1.42)$$

Одинаковые излучатели имеют и одинаковые ДН, а поскольку излучатели одинаково ориентированы, то и уровень излучения всех излучателей в данном направлении примерно одинаков, т.е.

$$F_1(\theta, \varphi) = F_2(\theta, \varphi) = \dots = F_n(\theta, \varphi) = \dots = F_N(\theta, \varphi). \quad (1.43)$$

В этом случае формула (1.41) запишется в виде

$$\dot{E} = \frac{30k\ell_{\partial_n} e^{-jkR}}{R} F_1(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N I_n e^{j(k\rho_n \cos\theta_n - \psi_n)}. \quad (1.44)$$

Чаще всего важно знать не абсолютное значение напряженности поля, а закон его распределения в пространстве, т.е. ДН системы, которая, очевидно, равна

$$\dot{f}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \sum_{n=1}^N I_n e^{j(k\rho_n \cos\theta_n - \psi_n)}. \quad (1.45)$$

Выясним физический смысл суммы, стоящей в формуле (1.45), для чего предположим, что система состоит из абсолютно ненаправленных – изотропных излучателей, для которых $F_1(\theta, \varphi) = 1$. В этом случае рассматриваемая сумма и будет диаграммой направленности $\dot{f}_c(\theta, \varphi)$ такой системы

$$\dot{f}_c(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(k\rho_n \cos\theta_n - \psi_n)}. \quad (1.46)$$

Тогда формула (1.45) может быть записана в виде

$$\dot{f}(\theta, \varphi) = F_1(\theta, \varphi) \dot{f}_c(\theta, \varphi). \quad (1.47)$$

Формула (1.47) и есть математическое выражение теоремы умножения диаграмм направленности.

Диаграмма направленности системы одинаковых и одинаково ориентированных излучателей равна произведению диаграммы направленности одиночного излучателя на множитель системы, который представляет собой диаграмму направленности той же системы, но состоящей из ненаправленных излучателей.

Термин "той же системы" означает, что ненаправленные излучатели расположены так же, как и направленные излучатели, и питаются токами таких же амплитуд и фаз.

Формулировка теоремы умножения ДН дает не только определение ДН системы излучателей, но и определяет условия ее применимости. Теорема умножения ДН применима только для систем излучателей, в которых:

- все излучатели системы одинаковы. Это не означает, что излучатели должны быть абсолютно идентичны. Важно, чтобы излучатели имели одинаковые ДН и одинаковые действующие длины;

- все излучатели системы должны быть одинаково ориентированы.

Таким образом, применение теоремы умножения позволяет заменить трудоемкий и сложный процесс векторного суммирования операцией умножения.

Для применения теоремы умножения ДН необходимо знать множитель рассматриваемой системы. Вид множителя системы зависит от вида амплитудно-фазового распределения и способа размещения излучателей.

1.4 Диаграмма направленности прямолинейной системы излучателей

Рассмотрим, какой вид принимает множитель решетки для наиболее простой и в то же время достаточно широко распространенной антенной решетки в виде дискретной прямолинейной эквидистантной равноамплитудной и линейно-фазной системы излучателей (рисунок 1.7).

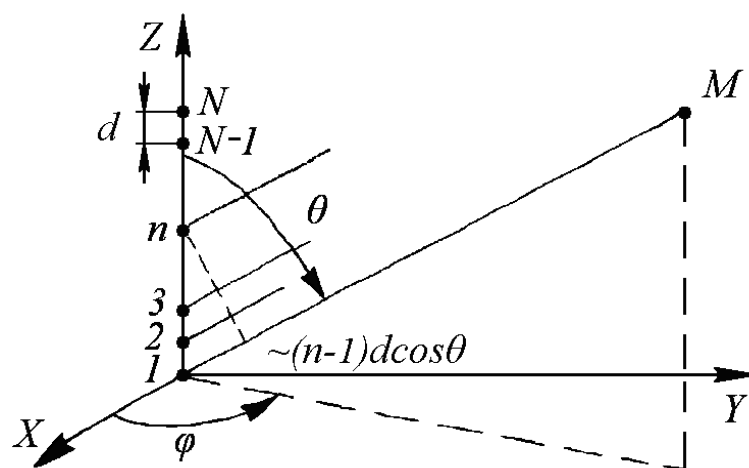


Рисунок 1.7 – Антенная решетка в виде дискретной прямолинейной эквидистантной равноамплитудной и линейно-фазной системы излучателей

Множитель решетки такой системы, как было получено ранее, равен

$$f_c(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{j(k\rho_n \cos\theta_n - \psi_n)}. \quad (1.48)$$

В соответствии с определением равноамплитудной решетки амплитуды токов во всех излучателях одинаковы. Поскольку абсолютное значение амплитуды тока в излучателях не влияет на вид ДН, можно считать, что все излучатели возбуждаются током единичной амплитуды

$$I_1 = I_2 = \dots = I_n = \dots = I_N = 1. \quad (1.49)$$

Расстояние между излучателями эквидистантной решетки остается постоянным. Обозначив его символом d , получим

$$\rho_1 = 0; \quad \rho_2 = d; \quad \rho_3 = 2d; \quad \rho_n = (n-1)d. \quad (1.50)$$

Рассматриваемая система излучателей является линейнофазной. Если обозначить сдвиг фаз в соседних излучателях через ψ и принять начальную фазу в первом излучателе системы равной нулю, то можно будет записать

$$\psi_1 = 0; \quad \psi_2 = \psi; \quad \psi_3 = 2\psi; \quad \dots \quad \psi_n = (n-1)\psi. \quad (1.51)$$

Поскольку точка наблюдения находится в дальней зоне, можно считать, что лучи от всех излучателей решетки идут в точку наблюдения параллельно, а это означает, что

$$\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_n = \dots = \theta_N = \theta. \quad (1.52)$$

С учетом (1.49)–(1.52) множитель рассматриваемой системы может быть записан в виде

$$f_c(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N e^{j[k(n-1)d \cos \theta - (n-1)\psi]} \quad (1.53)$$

или

$$f_c(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)(kd \cos \theta - \psi)}. \quad (1.54)$$

Второй сомножитель показателя экспоненты в формуле (1.54) зависит сразу от нескольких параметров. Поэтому он и получил название обобщенной координаты u . Если обозначить

$$u = kd \cos \theta - \psi, \quad (1.55)$$

то формула (1.54) может быть записана в виде

$$f_c(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)u}. \quad (1.56)$$

Экспонента под знаком суммы представляет собой текущий член геометрической прогрессии

$$a_n = e^{j(n-1)u}, \quad (1.57)$$

первый член которой ($n=1$) равен $a_1=1$, а знаменатель прогрессии $q = e^{ju}$.

Известно, что сумма членов геометрической прогрессии при $a_1 = 1$ равна

$$S = \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)u} = \frac{1-q^N}{1-q} = \frac{1-e^{jNu}}{1-e^{ju}}. \quad (1.58)$$

Помножим числитель и знаменатель полученного выражения на произведение

$(e^{-j\frac{N}{2}u} \cdot e^{-j\frac{u}{2}})$:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)u} &= \frac{e^{-j\frac{u}{2}} e^{-j\frac{N}{2}u} - e^{-j\frac{u}{2}} e^{j\frac{N}{2}u}}{e^{-j\frac{u}{2}} e^{-j\frac{N}{2}u} - e^{j\frac{u}{2}} e^{-j\frac{N}{2}u}} = \\ &= \frac{e^{-j\frac{u}{2}} \left(e^{-j\frac{N}{2}u} - e^{j\frac{N}{2}u} \right)}{e^{-j\frac{N}{2}u} \left(e^{-j\frac{u}{2}} - e^{j\frac{u}{2}} \right)} = e^{-j\frac{N-1}{2}u} \frac{e^{-j\frac{N}{2}u} - e^{j\frac{N}{2}u}}{e^{-j\frac{u}{2}} - e^{j\frac{u}{2}}}. \end{aligned} \quad (1.59)$$

В соответствии с формулами Эйлера

$$e^{jx} = \cos x + j \sin x, \quad (1.60)$$

$$e^{-jx} = \cos x - j \sin x$$

МОЖНО ЗАПИСАТЬ

$$\sum_{n=1}^N e^{j(n-1)u} = e^{-j\frac{N-1}{2}u} \frac{\sin \frac{N}{2}u}{\sin \frac{u}{2}}. \quad (1.61)$$

Подставим в формулу (1.56) значение обобщенной координаты из (1.55) и учтем опущенный ранее фазовый множитель e^{-jkr}

$$\dot{f}_c(\theta, \varphi) = e^{-jkr} e^{j\frac{N-1}{2}(kd \cos \theta - \psi)} \frac{\sin \left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \psi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \psi) \right]}. \quad (1.62)$$

Перепишем полученное выражение в виде

$$\dot{f}_c(\theta, \varphi) = e^{-jk\left(r - \frac{N-1}{2}d \cos \psi\right)} e^{j\frac{N-1}{2}\psi} \frac{\sin \left[\frac{N}{2}(kd \cos \theta - \psi) \right]}{\sin \left[\frac{1}{2}(kd \cos \theta - \psi) \right]}. \quad (1.63)$$

Величина $\frac{N-1}{2}d$ есть координата среднего (центрального) излучателя системы, а $\frac{N-1}{2}\psi = \psi_0$ – это фаза того же излучателя. Из рисунка 1.7 следует, что расстояние $r - \frac{N-1}{2}d \cos \theta = r_0$ есть расстояние от центрального излучателя системы до точки наблюдения. Следовательно,

$$\dot{f}_c(\theta, \varphi) = e^{-jkr_0} e^{-j\psi_0} \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos\theta - \psi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos\theta - \psi)\right]}. \quad (1.64)$$

Поскольку комплексная диаграмма направленности в общем случае имеет вид

$\dot{f}_c(\theta, \varphi) = f_c(\theta, \varphi)e^{-j\psi_c(\theta, \varphi)}$, из анализа формулы (1.64) следует, что фазовая диаграмма $\psi_c(\theta, \varphi)$ рассматриваемой системы равна

$$\psi_c(\theta, \varphi) = kr_0 + \psi_0. \quad (1.65)$$

Поскольку фазовая диаграмма не зависит от угловых координат, можно сделать важный вывод о том, что прямолинейная эквидистантная равноамплитудная линейнофазная решетка имеет фазовый центр, находящийся в точке расположения центрального излучателя системы. Это обстоятельство позволяет заменить такую решетку эквивалентным точечным излучателем, расположенным в фазовом центре и имеющим амплитудную ДН вида

$$f_c(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd \cos\theta - \psi)\right]}{\sin\left[\frac{1}{2}(kd \cos\theta - \psi)\right]}. \quad (1.66)$$

При обобщенной координате $u=0$ выражение (1.66) превращается в неопределенность вида $\frac{0}{0}$, раскрытие которой по правилу Лапиталя дает максимальное значение множителя системы $f_{c \max} = N$. Следовательно, нормированный множитель прямолинейной эквидистантной равноамплитудной линейнофазной системы может быть записан в виде

$$F_c(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd\cos\theta - \psi)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta - \psi)\right]}. \quad (1.67)$$

Если угол θ отсчитывается не от оси решетки, как это делалось при выводе, а от нормали к ее оси ($\theta_{\perp} = \frac{\pi}{2} - \theta$), то формула (1.67) должна быть записана в виде

$$F_c(\theta_{\perp}, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N}{2}(kd\cos\theta_{\perp} - \psi)\right]}{N \sin\left[\frac{1}{2}(kd\cos\theta_{\perp} - \psi)\right]}. \quad (1.68)$$

Используя общую формулу для максимального значения КНД, можно найти КНД D_0 для синфазной решетки ($\psi = 0$) ненаправленных излучателей

$$D_0 = \frac{4\pi}{\int_0^{\pi} \int_0^{2\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin\theta \cdot d\theta \cdot d\varphi} \approx N. \quad (1.69)$$

Строго говоря, величина КНД зависит от расстояния между излучателями, однако при большом числе излучателей этой зависимостью можно пренебречь (рисунок 1.8) и считать

$$D_0 = N. \quad (1.70)$$

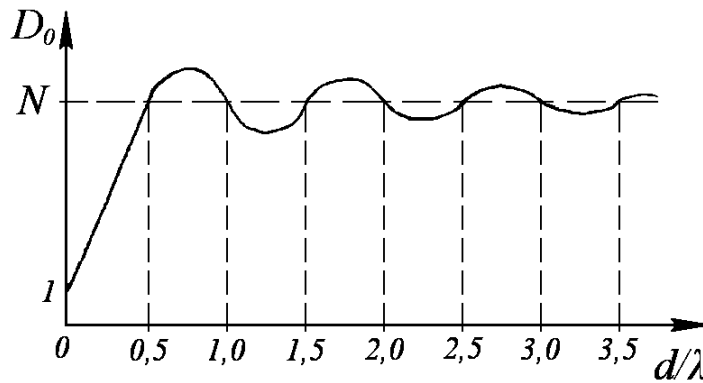


Рисунок 1.8 – Зависимость величины КНД от расстояния между излучателями

В соответствии с теоремой умножения для системы направленных излучателей КНД D_0 можно определить по формуле

$$D_0 = D_1 \cdot N, \quad (1.71)$$

где D_1 – коэффициент направленного действия одиночного излучателя решетки.

1.5 Поле излучения непрерывной синфазной равноамплитудной системы излучателей

Непрерывная система излучателей может быть получена из дискретной решетки длиной $L = (N - 1) \cdot d$ путем бесконечного увеличения числа излучателей ($N \rightarrow \infty$) и бесконечного уменьшения расстояния между ними ($d \rightarrow 0$).

Если дискретная решетка является синфазной, то ее множитель системы имеет вид

$$F_c(\theta, \varphi) = \frac{\sin \left[\frac{N}{2} kd \cos \theta \right]}{N \sin \left[\frac{1}{2} kd \cos \theta \right]}. \quad (1.72)$$

При большом числе излучателей можно считать, что

$$N \cdot d \approx (N - 1) \cdot d = L. \quad (1.73)$$

При $d \rightarrow 0$ аргумент синуса в знаменателе выражения (1.72) также стремится к нулю, а при этом синус можно заменить самим аргументом.

Таким образом, при переходе от дискретной решетки к непрерывной системе излучателей такой же длины формула для множителя системы преобразуется к виду

$$F_c(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{kL}{2}\cos\theta\right]}{\frac{kL}{2}\cos\theta}. \quad (1.74)$$

Диаграмма направленности такого вида хорошо изучена. Функция $\frac{\sin x}{x}$ табулирована, ее график имеет вид, изображенный на рисунке 1.9. Амплитуда первого бокового лепестка составляет 0,21.

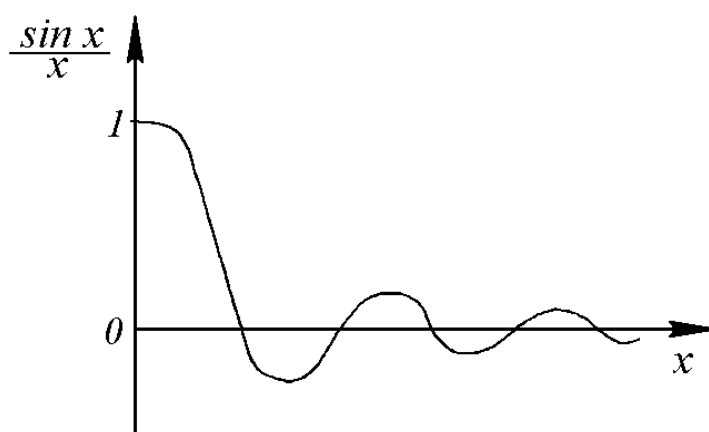


Рисунок 1.9 – График функции $\frac{\sin x}{x}$

Формула (1.74) позволяет определить и ширину главного лепестка ДН на уровне половинной мощности. При этом уровень ДН по полю составляет 0,707:

$$0,707 = \frac{\sin\left[\frac{kL}{2}\cos\theta_{0,5}\right]}{\frac{kL}{2}\cos\theta_{0,5}}. \quad (1.75)$$

Решение трансцендентного уравнения вида

$$0,707 \frac{k \cdot L}{2} \cos\theta_{0,5} = \sin\left(\frac{k \cdot L}{2} \cos\theta_{0,5}\right) \quad (1.76)$$

дает следующее значение ширины диаграмма направленности:

$$2\theta_{0,5} = 51 \frac{\lambda}{L}. \quad (1.77)$$

Нужно отметить, что равноамплитудное распределение обеспечивает минимально возможную ширину ДН, определяемую формулой (1.77), при фиксированной длине волны λ и размере решетки L .

Выводы, полученные при анализе непрерывной системы излучателей, остаются справедливыми и для дискретной равноамплитудной синфазной решетки при большом числе излучателей N . В частности, ширина ДН такой решетки равна

$$2\theta_{0,5} = 51 \frac{\lambda}{N \cdot d}, \quad (1.78)$$

а уровень первого бокового лепестка равен $F_{\delta 1} = -13\text{дБ}$.

1.6 Анализ множителя равноамплитудной линейной решетки

Антенные решетки обычно состоят из слабонаправленных излучателей. Поэтому форма ДН всей системы определяется, главным образом, множителем решетки. Именно множитель решетки определяет характерные направления ДН, к которым относятся направления главных максимумов, направления боковых лепестков и направления нулей ДН.

Поскольку обобщенная координата u является функцией только угла θ и не зависит от φ , можно сделать вывод, что множитель прямолинейной равноамплитудной системы излучателей представляет собой объемную фигуру в виде тела вращения, причем осью симметрии является ось самой решетки. Функция

$$F_c(\theta) = \frac{|\sin \frac{N}{2} u|}{N |\sin \frac{u}{2}|} \quad (1.79)$$

является периодической с периодом, равным 2π . Эту функцию легко построить, если учесть, что числитель изменяется в N раз быстрее знаменателя. На рисунке 1.10 представлены графики зависимости числителя, знаменателя и частного от величины обобщенной координаты при $N = 5$.

Из анализа графиков и самой формулы для множителя системы следует, что эта функция за период изменения имеет $(N - 1)$ нулевых значений. Для определения нулевых направлений, т.е. таких значений обобщенной координаты, при которых функция (1.79) обращается в нуль, достаточно найти значения обобщенной координаты, для которых числитель функции равен нулю:

$$\sin \frac{Nu_0}{2} = 0. \quad (1.80)$$

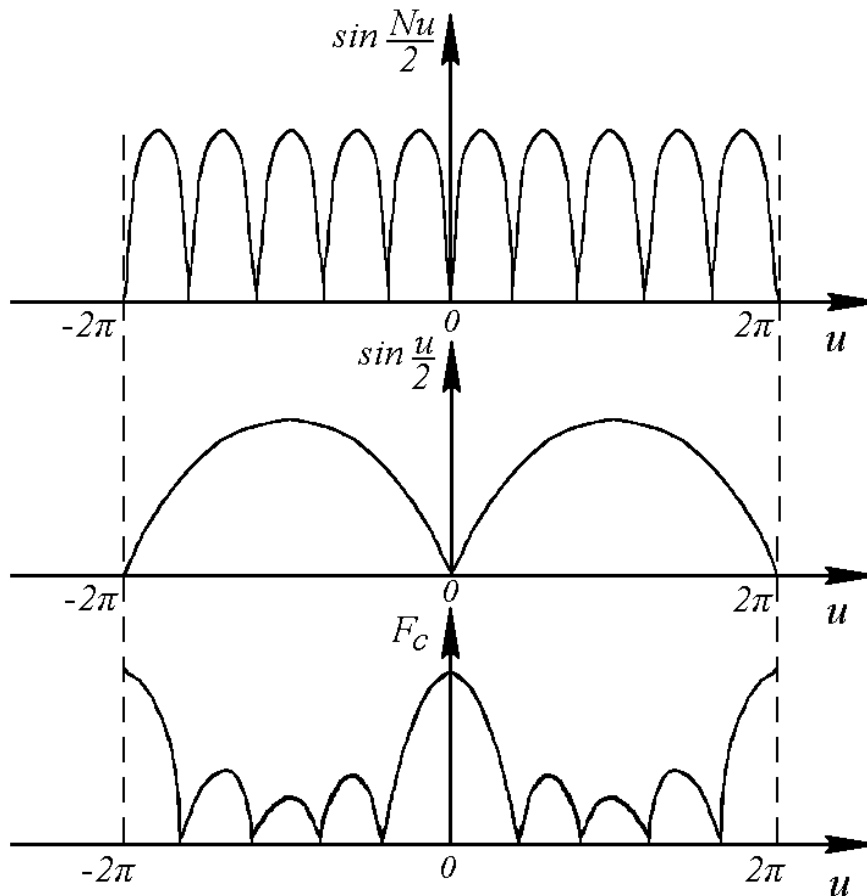


Рисунок 1.10 – Графики зависимости $\sin \frac{N}{2}u$, $\sin \frac{u}{2}$ и F_c от величины обобщенной координаты при $N = 5$

Соответственно, угол θ_0 , входящий в обобщенную координату

$$u_0 = kd \cos \theta_0 - \psi \quad (1.82)$$

и определяющий нулевое направление множителя системы, должен определяться выражением

$$\cos \theta_0 = \frac{\psi}{kd} \pm \frac{2n\pi}{Nkd} \quad (1.83)$$

Выясним, какие значения может принимать переменная n в формулах (1.81), (1.82) (естественно, что n может принимать только целые значения). Из формулы (1.81) следует, что при $n = mN$, где $m = 0, 1, 2, \dots$ обобщенная координата становится кратной 2π ($u = 2m\pi$), а при этих значениях, как это видно из графиков, множитель системы не обращается в нуль, а принимает максимальное значение, равное единице. Действительно, при $u = 2m\pi$ в нуль одновременно обращаются и числитель, и знаменатель выражения (1.79), а получающаяся неопределенность вида $\frac{0}{0}$ по правилу Лопиталя равна единице. Следовательно, множитель системы будет иметь нулевые значения в направлениях, определяемых формулами (1.81) или (1.83), причем n может принимать любые значения, за исключением значений $n = mN$ ($m = 0, 1, 2, \dots$).

Условием существования главного максимума является равенство

$$u_{2l} = \pm 2m\pi \quad (1.84)$$

или, применительно к угловой координате θ_{2l} ,

$$\cos\theta_{2l} = \frac{\psi}{kd} \pm \frac{2m\pi}{kd}, \quad (1.85)$$

причем индекс m может принимать любые значения из натурального ряда ($m = 0, 1, 2, \dots$). При $m = 0$ главный лепесток называется основным (нулевого порядка), остальные главные лепестки называются побочными.

Для определения направлений максимумов боковых лепестков при строгом решении задачи необходимо исследовать функцию (1.79) на экстремумы. Однако, практически без ущерба для точности, эту задачу можно решить значительно проще, если учесть, что функция (1.79) принимает максимальные локальные значения тогда, когда максимальным становится числитель, то есть

$$\left| \sin \frac{N}{2} u_{\delta} \right| = 1, \quad (1.86)$$

а для этого необходимо, чтобы аргумент синуса был кратен нечетному числу $\pm \frac{\pi}{2}$ ($\frac{\pi}{2}, \frac{3\pi}{2}$ и т.д.), откуда получаем, что

$$u_{\delta} = \pm \frac{(2m+1)\pi}{N} \quad (1.87)$$

или

$$\cos \theta_{\delta} = \frac{\psi}{kd} \pm \frac{(2m+1)\pi}{Nkd}. \quad (1.88)$$

Поскольку параметры n и m могут принимать бесконечное число различных значений, множитель системы, казалось бы, имеет бесконечное число главных, боковых лепестков и нулей. Однако нужной является только область действительных значений угла θ , который может изменяться в пределах от 0 до 180°. Именно этим определяется диапазон изменения обобщенной координаты u . Поскольку $\cos 0^{\circ} = 1$, а $\cos 180^{\circ} = -1$, обобщенная координата может изменяться от $u_{\min} = -kd - \psi$ до $u_{\max} = kd - \psi$. Важно отметить, что диапазон изменения обобщенной координаты

$$u_{\max} - u_{\min} = 2kd = 2\pi \frac{d}{\lambda} \quad (1.89)$$

зависит только от соотношения расстояния между излучателями d и длины волны λ (отношение $\frac{d}{\lambda}$ часто называют относительным расстоянием) и не зависит от

числа излучателей N , а положение этого интервала определяется отношением $\frac{d}{\lambda}$ и сдвигом фаз между соседними излучателями. Если сдвиг фаз отсутствует (синфазная решетка) диапазон изменения обобщенной координаты симметричен относительно начала координат и главный лепесток нулевого порядка оказывается ориентирован перпендикулярно оси решетки. Поэтому синфазные решетки называют обычно системами поперечного излучения (рисунок 1.11).

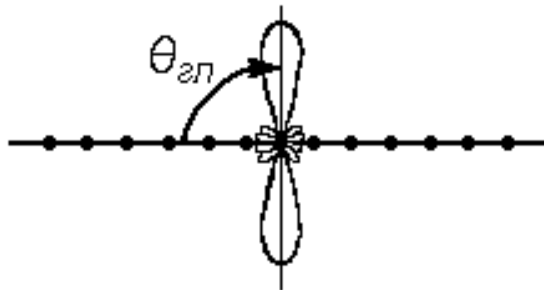


Рисунок 1.11 – ДН синфазной решетки

Если сдвиг фаз между излучателями $kd > |\varphi| > 0$, главный лепесток нулевого порядка ориентирован под некоторым углом к оси решетки (рисунок 1.12) и представляет собой объемную фигуру в виде воронки или конуса. Такие решетки называются решетками конического излучения.

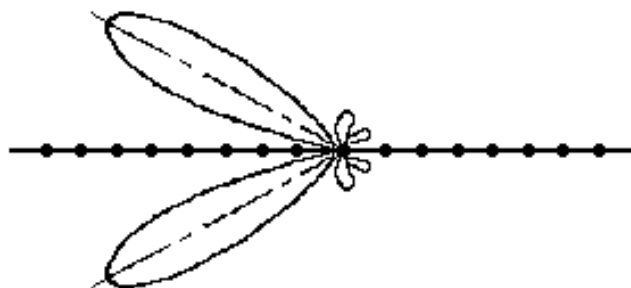


Рисунок 1.12 – ДН решетки конического излучения

Наконец, если сдвиг фаз между соседними излучателями $|\psi| = kd$, то основной лепесток множителя решетки ориентирован вдоль оси решетки – такие решетки носят название решеток осевого излучения (рисунок 1.13).

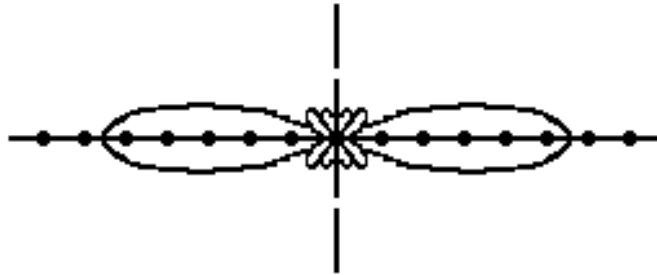


Рисунок 1.13 – ДН решетки осевого излучения

Обычно одно из главных требований, предъявляемых к антенным решеткам, состоит в формировании только одного главного лепестка. И это естественно, поскольку наличие сразу нескольких главных лепестков может привести к неоднозначности отсчета угловых координат, ложному срабатыванию системы захвата и т.д. Определим условие существования единственного главного максимума для синфазной решетки. Ближайший к основному главный лепесток первого порядка будет существовать в диапазоне действительных углов θ , если при $m=1$ и $\varphi=0$ $\cos\theta_{2l}$ в формуле (26) будет меньше или равен единице. Возьмем крайний случай (появление побочного главного лепестка на границе "разрешенного" диапазона)

$$\cos\theta_{2l} = 1 = \frac{2\pi}{kd}, \quad (1.90)$$

откуда получаем

$$kd = 2\pi \frac{d}{\lambda} = 2\pi \quad (1.91)$$

или

$$d = \lambda. \quad (1.92)$$

Следовательно, условием существования единственного главного максимума в синфазной решетке является неравенство

$$d < \lambda. \quad (1.93)$$

1.7 Вопросы для самопроверки к первому разделу

1.7.1 Какие характеристики и параметры являются важнейшими для большинства типов антенн?

1.7.2 Что называется комплексной ДН передающей антенны? В каком виде может быть представлена ДН?

1.7.3 Что такое ширина ДН антенны и что характеризует этот параметр?

1.7.4 Как определяется входное сопротивление антенны?

1.7.5 Что называется КНД антенны и с помощью какого выражения его можно рассчитать?

1.7.6 Как определяют КПД АФУ?

1.7.7 Дайте определение КУ передающей антенны. Чем отличается КУ от КНД?

1.7.8 Что называется действующей длиной передающей антенны с неравномерным распределением тока?

1.7.9 Чем определяются диапазонные свойства антенны? Какие антенны называются узкополосными? Чем отличается широкополосная антенна от широкодиапазонной?

1.7.10 На какие две большие группы можно разделить системы излучателей в зависимости от типа излучателей и расстояния между ними?

1.7.11 Какие системы излучателей называются антенными решетками? Какие различают типы антенных решеток в зависимости от способа размещения излучателей?

1.7.12 Сформулируйте теорему умножения ДН. Для каких систем излучателей применима эта теорема?

1.7.13 Какой вид принимает множитель решетки для антенной решетки в виде дискретной прямолинейной эквидистантной равноамплитудной и линейно-фазной системы излучателей?

1.7.14 Как ориентирован относительно оси синфазной решетки главный лепесток нулевого порядка?

1.7.15 Чем ДН решетки конического излучения отличается от ДН решетки осевого излучения?

2 Сканирование диаграммы направленности в антенных решетках

2.1 Основные особенности сканирования диаграммы направленности

Анализ множителя решетки показывает, что положение главных лепестков, нулей и боковых лепестков синхронно изменяется при изменении относительного расстояния между излучателями или сдвига фаз между ними. Процесс изменения пространственной ориентации ДН антенной решетки называется сканированием диаграммы направленности. Управление положением ДН возможно и с помощью обычных одиночных антенн за счет механического изменения положения самого излучателя (или облучателя – в зеркальных или линзовых антеннах). Такой метод называется механическим сканированием и широко используется в современных бортовых радиолокационных системах (РЛС). Такой способ сканирования имеет существенные недостатки, главным из которых является малая скорость обзора пространства, обусловленная инерционностью механической системы привода.

Антенные решетки позволяют реализовать принципиально иной метод сканирования – электронное управление положением ДН без изменения положения антенной системы. Электронное сканирование позволяет отказаться от громоздких, тяжелых и малонадежных систем механического привода и стабилизации и, тем самым, резко снизить массу и габариты антенного устройства и повысить его надежность. Но не в этом главное достоинство электронного сканирования. Электронное сканирование позволяет существенно повысить скорость обзора пространства. Минимальный период обзора T составляет от 10^{-6} с до 10^{-7} с. При такой скорости за один цикл обзора положение даже сверхскоростной цели в пространстве практически не изменяется. Это позволяет реализовать метод пеленгования цели "на проходе" и обеспечить обнаружение и сопровождение одновременно многих целей. Таким образом, применение антенных решеток с электронным сканированием позволяет значительно расширить тактико-технические возможности РЛС.

Электронное сканирование в антенных решетках может осуществляться различными методами. Обратимся к формуле (1.85), определяющей положение главного лепестка ДН, и запишем для главного лепестка нулевого порядка ($m = 0$)

$$\cos\theta_{zл} = \frac{\psi}{k \cdot d} = \frac{\psi}{2\pi} \cdot \frac{\lambda}{d}. \quad (2.1)$$

Расстояния между излучателями в антенных решетках обычно фиксировано, поэтому для изменения положения главного лепестка и всей ДН имеются две возможности [17]:

- изменение разности фаз между излучателями. Такой способ электронного сканирования называется фазовым сканированием;
- изменение длины волны (или частоты генератора). Такой способ называется частотным сканированием.

Схемы построения антенных решеток с различными методами электронного сканирования будут рассмотрены в отдельном разделе.

Ранее нами было получено условие существования единственного главного максимума в синфазной решетке – формула (1.93). Однако при сканировании это условие оказывается недостаточным, поскольку побочный главный лепесток может оказаться в области действительных значений угла θ . Для того, чтобы исключить появление главных лепестков порядка ± 1 , необходимо, чтобы во всем секторе сканирования

$$|\cos\theta_{zл\pm 1}| > 1, \quad (2.2)$$

то есть

$$\cos\theta_{zл\pm 1} = \frac{\psi}{kd} + \frac{\lambda}{d} > 1. \quad (2.3)$$

Величина $\frac{\psi}{kd}$ определяет положение главного лепестка нулевого порядка, крайнее положение которого совпадает с границей сектора сканирования

$$\frac{\psi}{kd} = \cos \theta_{zл0} = \cos \theta_{ск}. \quad (2.4)$$

Следовательно, для того, чтобы в секторе сканирования существовал только главный лепесток нулевого порядка, необходимо выполнить условие

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{1 + |\cos \theta_{ск}|} = \frac{1}{1 + |\cos \theta_{ск}^\perp|}. \quad (2.5)$$

Например, для обеспечения сканирования во всем диапазоне действительных углов от 0° до 180° необходимо, чтобы расстояние между излучателями d удовлетворяло условию

$$d \leq \frac{\lambda}{2}. \quad (2.6)$$

Однако сканирование в таких широких пределах является не рациональным, поскольку при сканировании снижается КНД антенной решетки. Это явление объясняется уменьшением эффективной длины решетки $L_{эф}$ (рисунок 2.1)

$$L_{эф} = L \sin \theta_{ск} = L \cos \theta_{ск}^\perp. \quad (2.7)$$

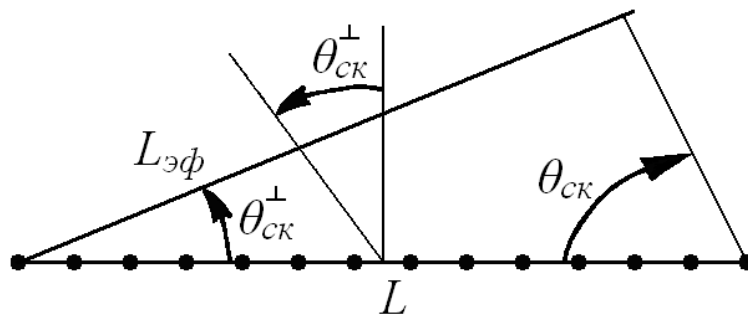


Рисунок 2.1 – Эффективная длина решетки

Соответственно с этим изменяется и КНД $D_{ск}$ антенны

$$D_{ск} = D_0 \cos \theta_{ск}^\perp. \quad (2.8)$$

Если принять допустимым снижение КНД в два раза, то максимальный сектор сканирования будет составлять

$$2\theta_{ск} = 120^\circ . \quad (2.9)$$

2.2 Влияние диаграммы направленности одиночного излучателя на диаграмму направленности решетки

До сих пор рассматривались свойства множителя решетки, т.е. ДН системы ненаправленных излучателей. На самом же деле антенные решетки состоят из излучателей, обладающих некоторой направленностью, форма ДН которых, в соответствии с теоремой умножения ДН, влияет на форму ДН всей решетки [2].

При синфазном распределении узкая ДН одиночного излучателя приводит к сужению главного лепестка и уменьшению уровня боковых лепестков (рисунок 2.2), однако при сканировании ДН решетки сильно искажается (становится асимметричной) и резко уменьшается уровень главного лепестка.

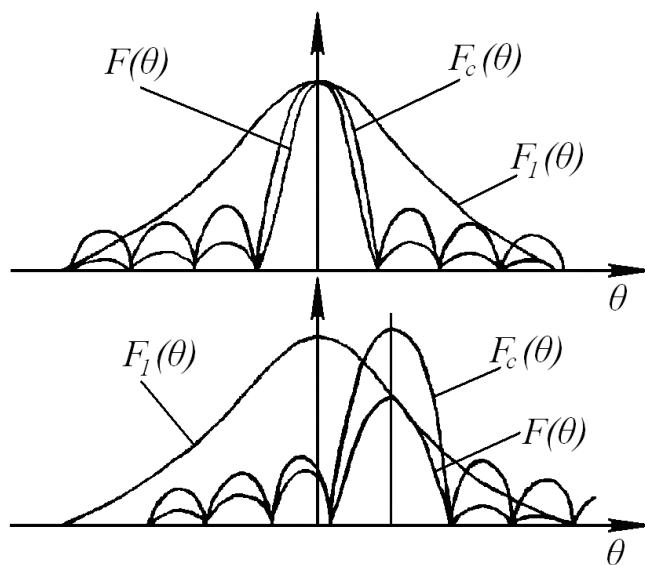


Рисунок 2.2 – Уменьшение уровня главного лепестка ДН при сканировании

Поэтому при построении сканирующих антенных решеток используют слабонаправленные излучатели, ширина ДН которых

$$2\theta_{0,5} \geq 2\theta_{ск} . \quad (2.10)$$

При этом уровень главного лепестка решетки уменьшается не более чем в 2 раза по мощности на границах сектора сканирования.

Кроме того, применение направленных излучателей позволяет уменьшить жесткость условия (2.6), обеспечивающего существование в секторе сканирования только одного главного лепестка, поскольку уровень побочного главного максимума в этом случае соизмерим с боковыми лепестками. Поэтому в антенных решетках обычно принимают

$$d \leq (0,6 - 0,8)\lambda. \quad (2.11)$$

2.3 Антенные решетки осевого излучения

При анализе множителя решетки было выяснено, что при $\psi = kd$ главный лепесток нулевого порядка ориентирован вдоль оси решетки, причем при $d = \frac{\lambda}{2}$ этот лепесток оказывается ориентированным в обе стороны.

Естественно, что такой режим излучения не удовлетворяет требованиям практики, поскольку антенная решетка должна обеспечивать, как правило, однонаправленное излучение. Выясним, возможно ли получить в антенной решетке осевого излучения однонаправленное излучение и, если это возможно, то при каких условиях. При $\psi = kd$ множитель системы может быть записан в виде

$$F_c(\theta) = \frac{\sin\left[\frac{Nkd}{2}(\cos\theta - 1)\right]}{N \sin\left[\frac{kd}{2}(\cos\theta - 1)\right]}. \quad (2.12)$$

Очевидно, что при $\theta_{2л} = 0$ и числитель, и знаменатель формулы (2.12) обращаются в нуль и множитель решетки принимает максимальное значение $F_c = 1$. Необходимо выбором параметров системы обеспечить отсутствие излучения в противоположном направлении, т.е. $F_c(\theta = \pi) = 0$.

Для этого необходимо, чтобы числитель формулы (2.12) при $\theta = \pi$ обратился в нуль, а знаменатель при этом не был равен нулю. При $\theta = \pi$ $\cos\theta = -1$ и формула (2.12) принимает вид

$$F_c(\theta = \pi) = \frac{\sin(NkD)}{N \cdot \sin(kD)}. \quad (2.13)$$

Определим возможность одновременного выполнения поставленных выше условий.

Числитель равен нулю в том случае, если аргумент синуса (Nkd) кратен целому числу π

$$Nkd = m\pi, \quad (m = 0, 1, 2, \dots), \quad (2.14)$$

откуда получаем

$$\frac{d}{\lambda} = \frac{m}{2N}. \quad (2.15)$$

Знаменатель выражения (2.13) не будет равен нулю, если $0 < kd < \pi$.

Следовательно, знаменатель отличен от нуля при

$$0 < \frac{d}{\lambda} < \frac{1}{2}. \quad (2.16)$$

Сравнение условий (2.6) и (2.16) накладывает ограничения на порядок параметра m : m не может быть равен 0 (тогда $\frac{d}{\lambda} = 0$) и не может быть больше N

(при $m = N$; $\frac{d}{\lambda} = \frac{1}{2}$), то есть m может принимать значения $m = 1, 2, 3, \dots, N - 1$.

Например, при $N = 2$ максимальное расстояние, которое может быть между излучателями для создания однонаправленного осевого излучения, равно

$$d = \frac{\lambda}{4}. \quad (2.17)$$

Обычно такое расстояние и выбирают при построении решеток осевого излучения, состоящих из активных излучателей. Разность фаз между соседними излучателями в этом случае должно составлять

$$\psi = kd = 2\pi \frac{d}{\lambda} = \frac{\pi}{2}. \quad (2.18)$$

Важно отметить, что в антенных решетках осевого излучения главный лепесток направлен всегда в сторону отставания фазы.

Решетки осевого излучения находят широкое практическое применение.

В антеннах осевого излучения величина КНД слабо зависит от числа излучателей, поэтому применяются обычно короткие решетки с числом излучателей $N \leq 10$. При таком количестве излучателей максимальный КНД антенной решетки осевого излучения определяется формулой

$$D_0 = 4 \frac{L}{\lambda}, \quad (2.19)$$

которой можно пользоваться, если общая длина решетки L удовлетворяет условию

$$L = (N - 1)d > 0,5\lambda. \quad (2.20)$$

Антенная решетка осевого излучения может рассматриваться как замедляющая система с коэффициентом замедления ξ , определяемым выражением

$$\xi = \frac{\psi}{kd}. \quad (2.21)$$

Строгая теория показывает, что режим осевого излучения сохраняется и при коэффициенте замедления, превышающем 1. При этом действуют два противоречивых фактора: с одной стороны, увеличение замедления приводит к

сужению главного лепестка, с другой стороны, при этом увеличивается уровень бокового излучения.

Существует оптимальное значение коэффициента замедления, при котором КНД достигает максимального значения D_{opt} , превышающего величину, определяемую формулой (2.19):

$$D_{opt} = 2D_0 = 8\frac{L}{\lambda}. \quad (2.22)$$

Оптимальный коэффициент замедления ξ_{opt} при этом равен

$$\xi_{opt} = 1 + \frac{\lambda}{2Nd}. \quad (2.23)$$

Коэффициент замедления в оптимальной системе осевого излучения с числом излучателей $N \leq 10$ мало отличается от единицы и не превышает обычно 1,2.

Выясним, каковы должны быть фазовые соотношения ψ_{opt} в оптимальной решетке осевого излучения. В соответствии с формулой (2.23)

$$\xi_{opt} = \frac{\psi_{opt}}{kd} = 1 + \frac{\lambda}{2Nd}, \quad (2.24)$$

откуда

$$\psi_{opt} = kd + \frac{k\lambda}{2N} = \psi_0 + \Delta\psi, \quad (2.25)$$

где ψ_0 – сдвиг фаз между излучателями, обеспечивающий коэффициент замедления, равный 1.

Учитывая, что $k = \frac{2\pi}{\lambda}$, получаем, что для выполнения условий оптимального излучения необходимо обеспечить дополнительный фазовый $\Delta\psi$ сдвиг между соседними излучателями, равный

$$\Delta\psi = \frac{\pi}{N}, \quad (2.26)$$

а дополнительный набег фазы на всех N излучателях

$$\psi_N - \psi_1 = \pi, \quad (2.27)$$

то есть оптимальной системе осевого излучения сдвиг фаз питания первого ψ_1 и последнего ψ_N излучателей системы должен составлять 180° .

2.4 Выражение для множителя плоской антенной решетки и его анализ

С помощью прямолинейной антенной решетки можно получить ДН с узким главным лепестком только в одной плоскости. На практике очень часто требуется создать ДН с узким главным лепестком в обеих плоскостях. Такие ДН должны иметь, например, антенны РЛС перехвата и прицеливания, антенны доплеровских измерителей и т.д. ДН такого типа могут быть сформированы плоскостными решетками [7], которые могут быть получены путем объединения в единую систему нескольких прямолинейных решеток (рисунок 2.3).

Рассмотрим такую решетку, состоящую из N_x прямолинейных решеток, отстоящих друг от друга на расстояние d_x . Пусть каждая прямолинейная решетка является равноамплитудной, эквидистантной, линейнофазной с N_y излучателями в каждой решетке и расстоянием d_y между излучателями. ДН $F_y(\theta)$ такой прямолинейной решетки в соответствии с теоремой умножения ДН может быть записана в виде

$$F_y(\theta) = F(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N_y}{2}(kd_y \cos\theta_y - \psi_y)\right]}{N_y \sin\left[\frac{1}{2}(kd_y \cos\theta_y - \psi_y)\right]}, \quad (2.28)$$

где ψ_y – сдвиг фаз между соседними излучателями решетки.

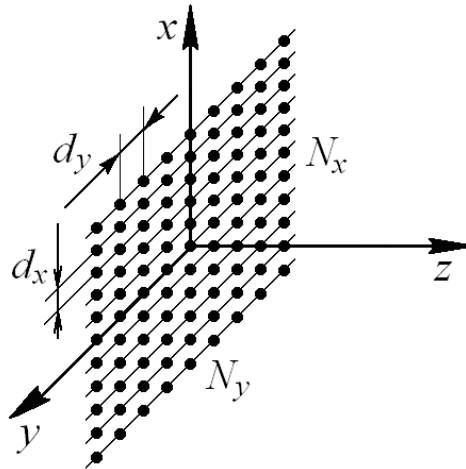


Рисунок 2.3 – Плоскостная решетка

Известно, что прямолинейная экидистантная равноамплитудная линейнофазная решетка имеет фазовый центр и поэтому может быть заменена эквивалентным излучателем, расположенным в геометрическом центре решетки. Заменяя каждую такую решетку эквивалентным излучателем, приходим к эквивалентной прямолинейной экидистантной равноамплитудной линейнофазной решетке, расположенной вдоль оси X, каждый излучателей которой имеет амплитудную ДН, описываемую формулой (2.28). К такой системе вновь можно применить теорему умножения ДН, в соответствии с которой

$$F_x(\theta) = F_y(\theta, \varphi) = \frac{\sin \left[\frac{N_x}{2} (kd_x \cos \theta_x - \psi_x) \right]}{N_x \sin \left[\frac{1}{2} (kd_x \cos \theta_x - \psi_x) \right]}, \quad (2.29)$$

где ψ_x – сдвиг фаз между соседними решетками.

Подставляя в полученное выражение формулу (2.28), получаем формулу для ДН $F_{nl}(\theta, \varphi)$ плоскостной решетки

$$F_{nl}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N_x}{2}(kd_x \cos\theta_x - \psi_x)\right] \sin\left[\frac{N_y}{2}(kd_y \cos\theta_y - \psi_y)\right]}{N_x N_y \sin\left[\frac{1}{2}(kd_x \cos\theta_x - \psi_x)\right] \sin\left[\frac{1}{2}(kd_y \cos\theta_y - \psi_y)\right]}. \quad (2.30)$$

Обычно в плоскостных решетках отсчет угла производится от нормали к плоскости решетки (от оси Z на рисунке 2.3), поэтому формула для ДН имеет вид

$$F_{nl}(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi) = \frac{\sin\left[\frac{N_x}{2}(kd_x \sin\theta_x - \psi_x)\right] \sin\left[\frac{N_y}{2}(kd_y \sin\theta_y - \psi_y)\right]}{N_x N_y \sin\left[\frac{1}{2}(kd_x \sin\theta_x - \psi_x)\right] \sin\left[\frac{1}{2}(kd_y \sin\theta_y - \psi_y)\right]}. \quad (2.31)$$

Характеристики плоскостной решетки, состоящей из одинаковых прямолинейных равноамплитудных решеток, определяются характеристиками этих решеток. В частности, ширина главного лепестка ДН в каждой плоскости ($2\theta_{0,5}^{XOZ}$ или $2\theta_{0,5}^{YOZ}$) определяется размерами решетки именно в этой плоскости (L_x или L_y):

$$2\theta_{0,5}^{XOZ} = 51 \frac{\lambda}{L_x}, \quad (2.32)$$

$$2\theta_{0,5}^{YOZ} = 51 \frac{\lambda}{L_y}. \quad (2.33)$$

КНД плоскостной решетки D_0 определяется площадью всей решетки и при равноамплитудном распределении равен

$$D_0 = \frac{4\pi}{\lambda^2} L_x L_y. \quad (2.34)$$

При сканировании, как и в линейных решетках, КНД плоскостной решетки $D_{ск}$ уменьшается

$$D_{ск} = D_0 \cos\theta_{ск}. \quad (2.35)$$

В плоскостной решетке можно осуществлять пространственное сканирование ДН за счет изменения параметров решетки в соответствующих плоскостях.

2.5 Вопросы для самопроверки ко второму разделу

2.5.1 Что называется сканированием ДН и в чем заключаются достоинства электронного сканирования?

2.5.2 Какими методами может осуществляться электронное сканирование в антенных решетках?

2.5.3 Какое условие должно выполняться для того, чтобы в секторе сканирования существовал только главный лепесток нулевого порядка?

2.5.4 Почему при построении сканирующих антенных решеток используют слабонаправленные одиночные излучатели?

2.5.5 Возможно ли получить в антенной решетке осевого излучения однонаправленное излучение и, если это возможно, то при каких условиях?

2.5.6 В какую сторону всегда направлен главный лепесток в антенных решетках осевого излучения?

2.5.7 Какой формулой определяется максимальный КНД антенной решетки осевого излучения?

2.5.8 Какая антенная решетка называется эквидистантной?

2.5.9 Какая антенная решетка называется равноамплитудной?

2.5.10 Какая антенная решетка называется линейнофазной?

2.5.11 Где должен быть расположен эквивалентный излучатель, которым может быть заменена прямолинейная эквидистантная равноамплитудная линейнофазная решетка?

2.5.12 Чем определяются характеристики плоскостной решетки, состоящей из одинаковых прямолинейных равноамплитудных решеток?

2.5.13 Какой формулой определяется ДН плоскостной решетки?

2.5.14 Может ли антенная решетка осевого излучения рассматриваться как замедляющая система?

2.5.15 Какую величину имеет коэффициент замедления в оптимальной системе осевого излучения с числом излучателей $N \leq 10$?

3 Антенные решетки

3.1 Достоинства и недостатки антенных решеток. Принципы построения

Выше были рассмотрены общие свойства антенных решеток и дана их классификация по геометрическим признакам, по способам размещения излучателей в решетках и по виду амплитудно-фазового распределения между излучателями. Антенные решетки позволяют получить узкие ДН. Изменение амплитудно-фазового распределения вдоль решетки обеспечивает не только изменение положения ДН в пространстве, но и изменение ее формы. Таким образом, возможности антенных решеток по сравнению с одиночными излучателями значительно расширяются, если имеется возможность управления, в общем случае, амплитудным и фазовым распределением вдоль решетки. Антенные решетки, в которых осуществляется сканирование ДН, то есть управление фазой сигнала каждого излучающего элемента с целью изменения положения главного луча ДН или формы ДН, называются фазированными антенными решетками (ФАР). Именно ФАР позволяют наиболее полно реализовать все достоинства антенных решеток, к которым можно отнести:

- возможность быстрого сканирования ДН по заданной программе в широком секторе углов;
- возможность быстрого изменения формы ДН;
- возможность получения многолепестковых или многолучевых ДН с независимым входом или выходом для каждого лепестка;
- возможность специальной обработки сигналов, принятых различными излучателями антенной решетки;
- возможность увеличения мощности излучения за счет суммирования мощностей отдельных излучателей;
- возможность выполнения формы антенной решетки, совпадающей с формой поверхности объекта, на котором она устанавливается;
- высокая надежность ФАР, поскольку выход из строя до 25 % излучателей существенно не изменяет параметры антенны.

Вместе с тем, антенные решетки имеют и ряд недостатков:

- конструктивная сложность антенных решеток;
- более высокая по сравнению с обычными антеннами стоимость;
- большая по сравнению с обычными антеннами масса решеток. Однако при этом нужно иметь в виду, что применение ФАР позволяет отказаться от громоздких, тяжелых и малонадежных систем электромеханического привода и стабилизации, необходимых для сканирующих антенн без ФАР. Поэтому применение ФАР в системах со сканированием луча представляется более рациональным;
- падение КНД и КУ в секторе сканирования;
- ограниченная полоса пропускания антенных решеток;
- наличие взаимных связей между излучателями решетки, что приводит к искажению требуемого амплитудно-фазового распределения;
- необходимость специализированной электронно-вычислительной машины (ЭВМ) для управления работой ФАР.

Кроме того, необходимо отметить, что ФАР не имеют никаких преимуществ по направленным свойствам по сравнению, например, с зеркальными или линзовыми антеннами, имеющими такую же апертуру. Поэтому выбор того или иного типа антенн должен основываться на тщательном анализе их достоинств и недостатков с учетом тех задач, которые должны решаться антенной в составе конкретного радиотехнического устройства или системы. Очевидно, нет необходимости в применении ФАР в специализированных устройствах, антенны которых должны формировать стабильную во времени и пространстве ДН (например, высотомеры, дальномеры, доплеровские измерители и т.д.). Наиболее целесообразным является применение ФАР в качестве антенных систем многофункциональных радиоэлектронных комплексов, технические характеристики и возможности которых могут быть значительно расширены за счет использования быстросканирующих ДН, способных изменять свою форму для решения различных задач.

Решение подобного комплекса задач с помощью обычных антенных устройств чаще всего оказывается невозможным. Большие возможности открывают ФАР и для построения так называемых адаптивных РЛС, т.е. РЛС с автоматически

перестраиваемыми по некоторому критерию параметрами. Например, в РЛС, работающей по критерию наименьшего отношения помехи к полезному сигналу, в ФАР будет реализовываться такое амплитудно-фазовое распределение, которое сформирует ДН с ориентированным на источник полезного сигнала главным лепестком и нулевым направлением на источник помехи.

По режиму работы ФАР делятся на приемные, передающие и приемопередающие. Предпочтительным является применение более компактных и менее сложных приемопередающих ФАР.

Различают ФАР с пассивными элементами – пассивные ФАР, в которых не происходит изменения параметров сигнала (кроме фазы), и ФАР с активными элементами – активные ФАР, в которых осуществляется обработка сигналов с изменением их параметров: усиление, преобразование частоты, модуляция, детектирование и т.д. [3]. Радиотехнические устройства с активными ФАР, как правило, не имеют в своем составе отдельных приемника и передатчика. Функции генерации сигналов, их усиления, преобразования при передаче, обработки и выделения информации при приеме выполняются непосредственно в активных элементах ФАР, которые изготавливаются в виде отдельных модулей и управляются от общего устройства – специализированной ЭВМ.

По способу возбуждения излучателей различают схемы ФАР с фидерным питанием и с пространственным (оптическим) питанием. Схемы фидерного питания, в свою очередь, делятся на схемы последовательного питания и схемы параллельного питания [1].

Недостатком схемы последовательного питания (рисунок 3.1) является то, что первые фазовращатели должны работать при повышенном уровне пропускаемой мощности.

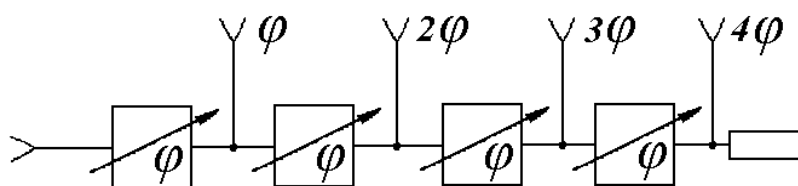


Рисунок 3.1 – Схема ФАР с последовательным фидерным питанием

В последовательной схеме накапливаются ошибки, обусловленные нестабильностью фазовращателей и их схем управления. Достоинством последовательной схемы является то, что все фазовращатели могут управляться по одному закону, что обеспечивает линейный набег фазы по решетке.

В параллельной схеме питания (рисунок 3.2) отсутствует накопление фазовых ошибок и все фазовращатели работают на пониженном уровне мощности.

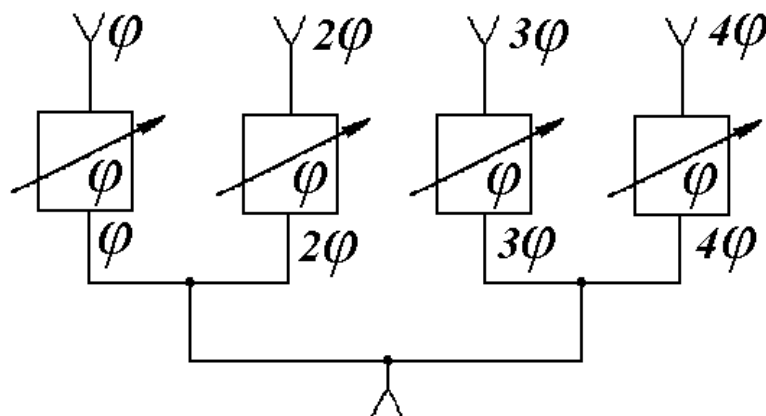


Рисунок 3.2 – Схема ФАР с параллельным фидерным питанием

Однако в этой схеме для получения линейного набега фазы все фазовращатели должны управляться отдельно.

Фидерные схемы питания обеспечивают высокий КПД, поскольку вся энергия генератора передается к излучателям, однако наличие фидерного тракта существенно ограничивает диапазонные свойства ФАР.

В схемах питания оптического типа энергия генератора от общего облучателя передается к излучателям ФАР через свободное пространство. ФАР с пространственным питанием делятся на проходные и отражательные.

Проходные ФАР состоят из приемных и излучающих элементов, между которыми находится фазовращатель [27], обеспечивающий необходимую фазировку сигнала в раскрыве решетки (рисунок 3.3).

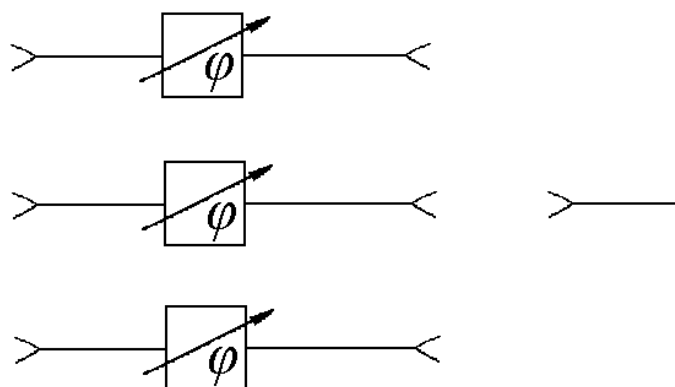


Рисунок 3.3 – Схема проходной ФАР с пространственным питанием

В решетках отражательного типа функции приема и излучения совмещены в одном элементе, закороченном на конце (рисунок 3.4).

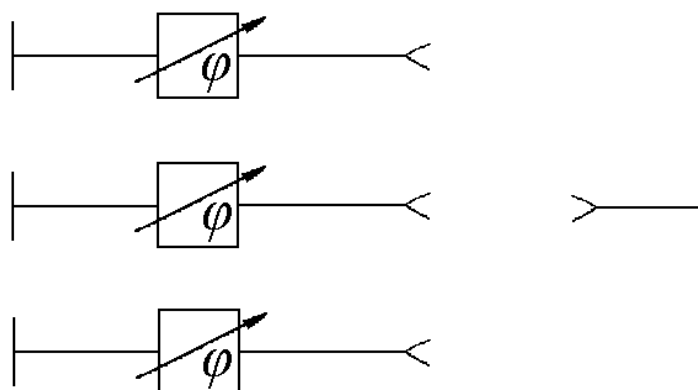


Рисунок 3.4 – Схема отражательной ФАР с пространственным питанием

По принципу работы ФАР проходного типа аналогичны линзовым антеннам, а ФАР отражательного типа – зеркальным антеннам. Отсутствие разветвленного фидерного тракта делает схемы оптического типа более простым и расширяет их диапазонные свойства. Однако КПД оптических схем питания значительно ниже, поскольку не вся энергия, излучаемая облучателем, перехватывается излучателями решетки.

Выбор этой или иной схемы питания ФАР определяется общими требованиями к компоновке антенной системы и применяемым методом сканирования ДН.

3.2 Особенности сканирования луча антенной решетки

Выше была показана принципиальная возможность осуществления электронного сканирования в антенных решетках. Положение главного максимума ДН в равноамплитудной прямолинейной эквидистантной решетке определяется формулой

$$\sin \theta_{эл} = \frac{\psi}{kd}, \quad (3.1)$$

где угол $\theta_{эл}$ отсчитывается от нормали к оси решетки.

В заданном секторе сканирования $2\theta_{ск}$ решетка из ненаправленных излучателей не будет иметь побочных главных максимумов, если расстояния между излучателями d удовлетворяют условию

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1 + |\sin \theta_{ск}|}. \quad (3.2)$$

Формула (3.2) позволяет определить минимально необходимое число N излучателей в решетке длиной L , обеспечивающее заданный сектор сканирования, и необходимую ширину ДН решетки $2\theta_{0,5}$, которая при синфазном возбуждении равна

$$2\theta_{0,5} = A \frac{\lambda}{L} \approx A \frac{\lambda}{Nd}, \quad (3.3)$$

где коэффициент A определяется видом амплитудного распределения. Например, при равномерном амплитудном распределении $A = 51^\circ$. Из формулы (3.3) следует, что

$$N = \frac{A}{2\theta_{0,5}} \cdot \frac{\lambda}{d}, \quad (3.4)$$

или, с учетом (3.2),

$$N = \frac{A}{2\theta_{0,5}} (1 + |\sin \theta_{ск}|). \quad (3.5)$$

Следовательно, наименьшее число излучателей в решетке обеспечивается при равноамплитудном распределении, причем, чем больший требуется сектор сканирования и чем уже должен быть главный лепесток ДН решетки, тем больше в ней должно быть излучателей.

Формулы (3.2) и (3.5) получены для линейных решеток изотропных излучателей. Ранее уже было рассмотрено влияние одиночного направленного излучателя на форму ДН решетки при сканировании. Было показано, что для минимального искажения ДН решетки при сканировании необходимо выбрать ДН одиночного излучателя так, чтобы ее ширина была не меньше сектора сканирования. В тоже время, даже слабонаправленный одиночный излучатель существенно уменьшает уровень боковых лепестков решетки и препятствует появлению в секторе сканирования побочных главных максимумов при невыполнении условия (3.2). Поэтому при величине сектора сканирования $2\theta_{ск} \leq 100^\circ$ расстояния между направленными излучателями могут быть выбраны несколько больше, чем определено формулой (3.2). При этом минимальное число излучателей, определяемое по формуле (3.5), также уменьшается примерно на 20 %.

Выше было отмечено такое достоинство ФАР, как возможность очень быстрого сканирования ДН. Однако скорость сканирования не может быть сколь угодно большой, она ограничена длительностью t_y переходных процессов в управляющих устройствах (например, инерционностью фазовращателей при фазовом сканировании), длительностью t_ϕ переходных процессов в фидерном

тракте (при изменении амплитудного распределения), и длительностью t_a переходных процессов в апертуре решетки. Первые две причины не позволяют мгновенно реализовать в раскрыве решетки новое амплитудно-фазовое распределение, обеспечивающее перемещение ДН в пространстве или изменение ее формы. Во время переходного процесса фазировка излучателей в решетке полностью нарушается и ДН в пространстве размывается. Но и после установления в решетке нового амплитудно-фазового распределения ДН не может сформироваться мгновенно из-за конечных размеров решетки и конечной скорости распространения электромагнитных волн (рисунок 3.5).

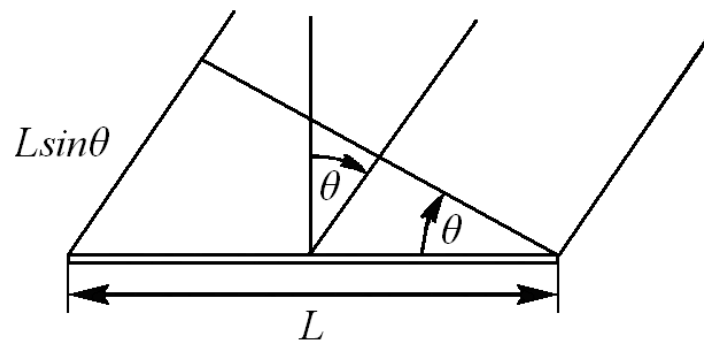


Рисунок 3.5 – Запаздывание лучей от противоположных концов решетки

Действительно, от излучателей, находящихся на противоположных концах решетки, лучи приходят в новую точку наблюдения, находящуюся под углом θ , с запаздыванием t_a , равным

$$t_a = \frac{L \sin \theta}{c}, \quad (3.6)$$

где c – скорость распространения электромагнитных волн в свободном пространстве (скорость света).

Через этот промежуток времени, определяющий переходный процесс в апертуре, и будет сформирована ДН в новом направлении. Суммарное время

переходного процесса t_{Σ} , ограничивающее максимальную скорость электронного сканирования, определяется как:

$$t_{\Sigma} = \sqrt{t_y^2 + t_{\phi}^2 + t_a^2}. \quad (3.7)$$

Допустимая частота сканирования Ω_{\max} в заданном секторе $2\theta_{ск}$ может быть определена по формуле

$$\frac{\Omega_{\max}}{f} = \frac{\Delta\Psi_{\max}}{2\pi^2} = \frac{\lambda^2}{L^2 \sin^2 \theta_{ск}}, \quad (3.8)$$

где f – рабочая частота генератора;

$\Delta\Psi_{\max}$ – максимальный сдвиг фаз между двумя излучателями.

3.3 Фазовое и частотное сканирование диаграмм направленности

Как было установлено ранее и как следует из формулы (3.1), изменение положения ДН в пространстве возможно либо за счет изменения разности фаз питания соседних излучателей, либо за счет изменения рабочей частоты [6]. Первый метод называется фазовым сканированием ДН, второй – частотным сканированием. Рассмотрим оба метода более детально.

При фазовом сканировании фаза источника каждого излучателя изменяется по заданному закону с помощью управляемых фазовращателей. Рассмотрим принципы и особенности фазового сканирования (рисунок 3.6).

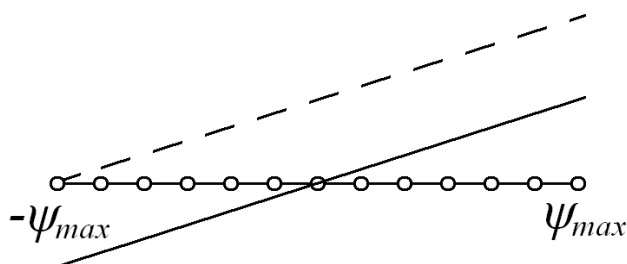


Рисунок 3.6 – Пояснение принципа фазового сканирования

Этот метод сканирования может применяться во всех рассмотренных ранее схемах питания, однако наибольшее распространение он получил в схемах оптического питания, несмотря на то, что этим схемам, как и любым схемам параллельного питания, присущ существенный недостаток, заключающийся в неодинаковом законе изменения фазы различными фазовращателями. Чаще всего изменение фазы в излучателях осуществляется относительно геометрического центра решетки (рисунок 3.6), что позволяет в 2 раза уменьшить максимальный фазовый набег в крайних фазовращателях и исключить фазовращатели из центральных излучателей. Однако и при таком способе требуемый набег фазы в крайних излучателях может оказаться чрезмерно большим.

Оценим, например, требуемую величину фазы в крайних излучателях решетки с шириной ДН $2\theta_{0,5} = 2^\circ$ и расстоянием между излучателями $\frac{d}{\lambda} = 0,5$ на краю сектора сканирования в 30° .

Из формулы (3.1) следует, что сдвиг фаз ψ между соседними излучателями равен

$$\psi = k \cdot d \cdot \sin \theta_{zl} = 2\pi \cdot \frac{d}{\lambda} \cdot \sin 30^\circ = 360^\circ \cdot 0,5 \cdot 0,5 = 90^\circ. \quad (3.9)$$

Число излучателей в решетке с равноамплитудным распределением в соответствии с формулой (3.3) равно

$$N = \frac{51\lambda}{2\theta_{0,5}d} = \frac{51}{2 \cdot 0,5} = 51. \quad (3.10)$$

Следовательно, набег фазы ψ_{\max} в крайних излучателях равен

$$\psi_{\max} = \psi \cdot N/2 = 90 \cdot 25 = 2250^\circ. \quad (3.11)$$

Реализовать фазовращатель с таким набегом фазы весьма затруднительно, поэтому обычно применяют фазовращатели со сбросом фазы на 2π , поскольку фазы сигналов, отличающиеся на кратное число 2π , одинаковы. Установка непрерывного фазового распределения по раскрыву решетки сопряжена с некоторыми трудностями.

Для обеспечения частотного сканирования обязательным является применение устройств, обладающих дисперсией. Только в этом случае изменение частоты приведет к изменению фазы сигнала на выходе излучателя и изменению положения ДН решетки в пространстве. Поскольку свободное пространство не обладает дисперсией, для реализации частотного сканирования используются ФАР с фидерной последовательной схемой питания. Как известно, простейшим диспергирующим устройством является волновод, длина волны λ_g в котором для волны H_{10} равна

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}, \quad (3.12)$$

где λ – длина волны генератора;

a – размер широкой стенки волновода.

Поскольку разность фаз возбуждения ψ соседних излучателей может быть определена по формуле

$$\psi = 2\pi \frac{d}{\lambda_g}, \quad (3.13)$$

очевидно, что изменение длины волны генератора приводит к изменению фазового распределения и электронному сканированию ДН. Простота реализации такого метода частотного сканирования и обусловила широкое применение сканирующих волноводно-щелевых решеток.

Из формулы (3.12) следует, что длина волны в волноводе может быть изменена не только за счет изменения частоты генератора, но и за счет изменения

размера a волновода, что может быть реализовано с помощью устройства, изображенного на рисунке 3.7.

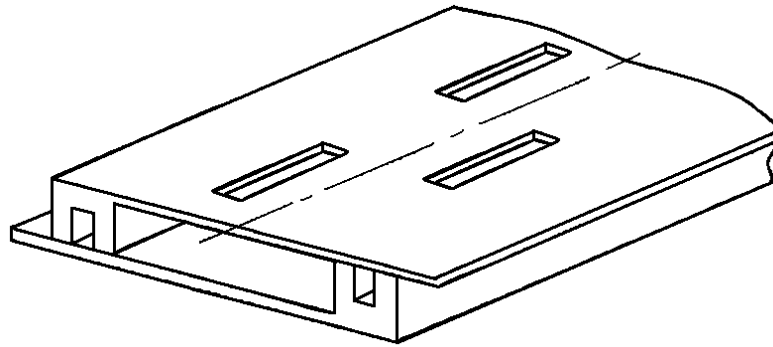


Рисунок 3.7 – Конструкция волновода с изменяемым размером широкой стенки

Перемещая одну часть волновода относительно другой, можно изменять размер a волновода и, тем самым, длину волны в нем λ_g . В этом случае электронное сканирование осуществляется без изменения частоты генератора (хотя λ_g и меняется), поэтому этот метод сканирования лишь условно можно назвать частотным.

Недостатком такого метода, как и любых методов, использующих механическое управление, является малая скорость сканирования. Для характеристики ФАР с частотным сканированием вводится специальный параметр – углочастотная чувствительность γ , под которой понимается величина угла $d\theta$ отклонения ДН ФАР при изменении частоты f генератора на 1 %:

$$\gamma = \frac{d\theta}{df/f} \cdot 100\% . \quad (3.14)$$

Для волноводно-щелевых антенн, построенных на прямолинейных регулярных волноводах, углочастотная чувствительность невелика ($\gamma \approx 1,6$), поскольку расстояния между излучателями невелики ($d \approx \lambda_g/2$), и даже

значительные изменения длины волны генератора не приводят к существенному изменению фазового сдвига.

Увеличение углочастотной чувствительности достигается за счет повышения дисперсии линии передачи, например, путем введения в волновод замедляющей системы (диэлектрик, гребенка и др.) [5]. При этом увеличивается длина волны в волноводе, что позволяет при тех же расстояниях между излучателями увеличить возможный диапазон изменения фазы.

Другим направлением повышения углочастотной чувствительности является увеличение длины волноводного тракта без увеличения расстояния между излучателями, определяемого из условия получения только одного главного максимума в секторе сканирования. Реализация такого метода может быть осуществлена с помощью "змейкового" волновода, схематично изображенного на рисунке 3.8 [26].

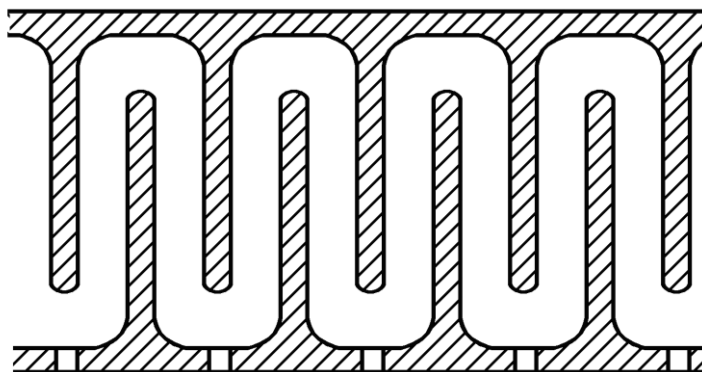


Рисунок 3.8 – "Змейковый" волновод

Достоинством ФАР с частотным сканированием является сравнительная простота его реализации. К недостаткам следует отнести необходимость разветвленного и достаточно широкополосного фидерного тракта, диапазонность генератора, исключая возможность частотной отстройки при наличии организованных помех, и повышенный уровень потерь энергии в волноводном тракте.

3.4 Плоские фазированные антенные решетки

В плоских ФАР электронное сканирование должно осуществляться одновременно в двух плоскостях. Обеспечить независимое управление лучом в двух плоскостях можно двумя методами: фазово-фазовым и частотно-фазовым. При этом для упрощения схемы управления применяется управление по строкам и столбцам, когда фазовый сдвиг в каждом излучателе формируется путем сложения фазовых сдвигов, необходимых для перемещения ДН отдельно в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Большое значение для упрощения схем управления имеет вопрос оптимизации числа излучателей в плоской антенной решетке.

При использовании прямоугольной координатной сетки размещения излучателей (рисунок 3.9) минимально необходимое число N элементов решетки определяется числом излучателей в строках N_x и столбцах N_y .

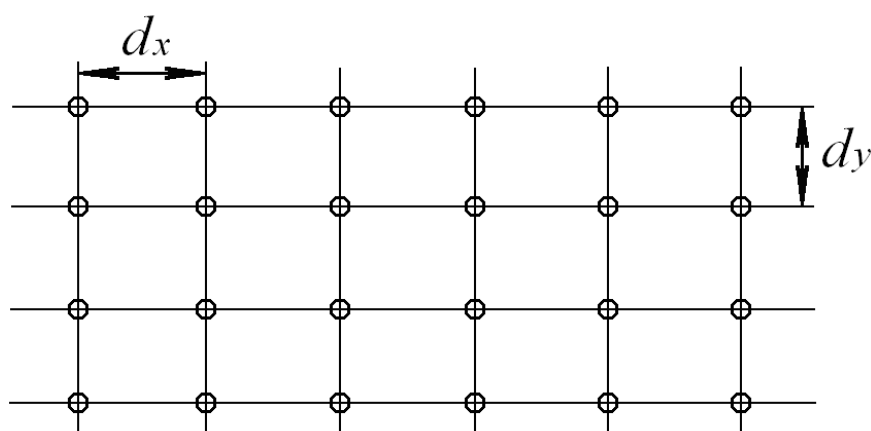


Рисунок 3.9 – Размещение излучателей плоской антенной решетки при использовании прямоугольной координатной сетки

В соответствии с формулой (3.5)

$$N = N_x N_y = \frac{A_x}{2\theta_{0,5}^x} \left(1 + \left| \sin \theta_{ск}^x \right| \right) \frac{A_y}{2\theta_{0,5}^y} \left(1 + \left| \sin \theta_{ск}^y \right| \right). \quad (3.15)$$

Число излучателей в решетке может быть уменьшено, если вместо прямоугольной координатной сетки использовать гексагональную (треугольную) сетку (рисунок 3.10).

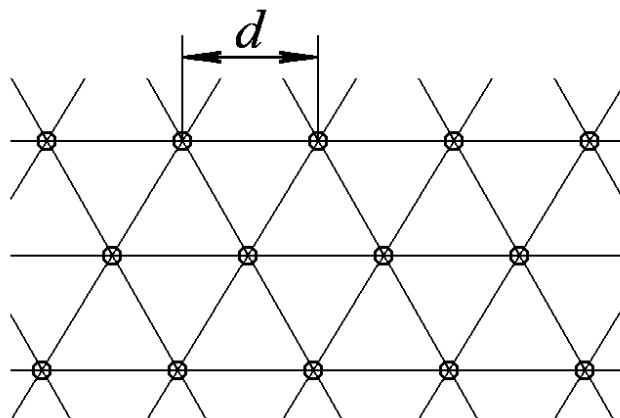


Рисунок 3.10 – Размещение излучателей плоской антенной решетки при использовании гексагональной (треугольной) координатной сетки

При этом допустимые расстояния между ненаправленными излучателями увеличиваются по сравнению с формулой (3.2) до величины

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{1 + |\sin \theta_{ск}|}. \quad (3.16)$$

3.5 Выбор схемы размещения излучателей

Предположим, например, что проектируемая ФАР определена как плоская антенная решетка, состоящая из одинаковых излучателей, расположенных в узлах плоской координатной сетки с двойной периодичностью. При таком расположении излучателей синфазное сложение полей отдельных излучателей решетки возможно не только в направлении главного максимума ДН, но и в других направлениях. Тогда помимо главного максимума ДН решетки могут существовать еще и

нежелательные дифракционные максимумы высших порядков, условием отсутствия которых является ограничение расстояния d между излучателями.

Для выбранной структуры в виде гексагональной решетки, изображенной на рисунке 3.11, это ограничение выглядит так:

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{1}{1 + \sin \theta_{\max}}, \quad (3.17)$$

где θ_{\max} – максимальное отклонение луча от нормали к решетке, град;

d – длина стороны равностороннего треугольника, м (рисунок 3.11).

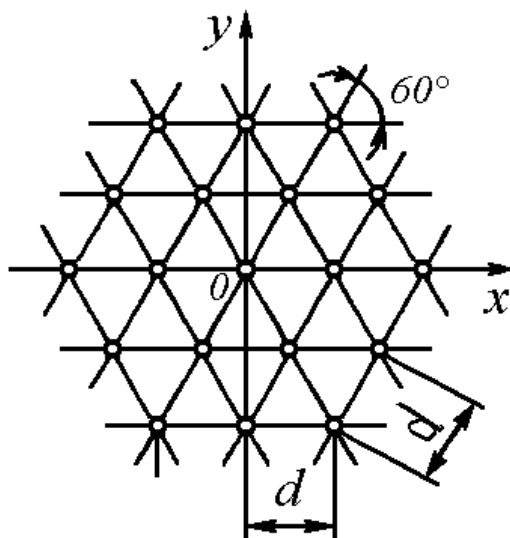


Рисунок 3.11 – Схема расположения излучателей гексагональной антенной решетки

Поскольку антенная решетка состоит из одинаковых излучателей, то ее ДН $f(\theta, \varphi)$ можно представить в виде произведения ДН одиночного излучателя $F(\theta, \varphi)$ на множитель решетки $F_{\Sigma}(\theta, \varphi)$, который представляет собой ДН той же системы, но состоящей из ненаправленных излучателей:

$$f(\theta, \varphi) = F(\theta, \varphi)F_{\Sigma}(\theta, \varphi), \quad (3.18)$$

где

$$F_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{m,n=1}^{M,N} A_{mn} e^{j(\Phi_{mn} + \Phi_{mn}^n)}, \quad (3.19)$$

где A_{mn} – амплитуда возбуждения элемента решетки;

Φ_{mn} – фазовый сдвиг одиночного излучателя;

Φ_{mn}^n – пространственный фазовый сдвиг для направления φ ;

θ, φ – углы сферической системы координат (рисунок 3.12).

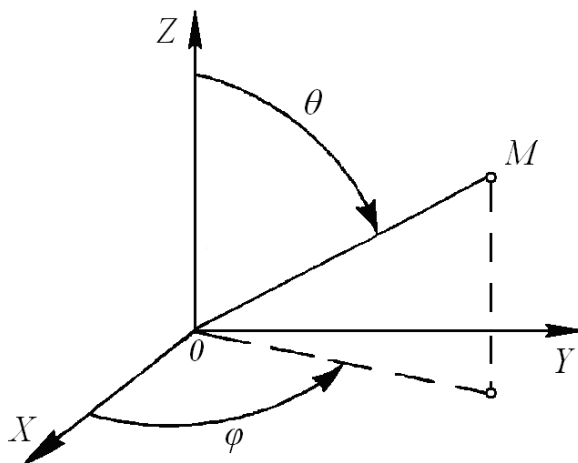


Рисунок 3.12 – Сферическая система координат

3.6 Расчет геометрических параметров антенной решетки

Геометрические параметры ФАР определяются рабочей длиной волны λ , шириной ДН в плоскостях Е и Н, а также выбранным типом амплитудного распределения. Выбор амплитудного распределения ФАР определяется требованиями к уровню боковых лепестков ее ДН.

В таблице 3.1 приведены некоторые характеристики излучения прямоугольного раскрыва при различных законах распределения поля в нем [24].

Таблица 3.1 – Характеристики излучения прямого раскрыва

Амплитудное распределение $A(\xi)$	Формулы для ДН без учета направленных свойств элементарной площадки $F(u)$	Ширина ДН на уровне половинной мощности $2\theta_{0,5}$, град.	Положение первого нуля θ_0 , град.	Уровень первого бокового лепестка, дБ	КИП	
$A(\xi)=1$	$\frac{\sin u}{u}$	$50,8 \frac{\lambda}{L}$	$57,3 \frac{\lambda}{L}$	-13,2	1,0	
$1-(1-\Delta) \xi^2$	$\frac{\sin u}{u} + (1-\Delta) \times \frac{d^2}{du^2} \left(\frac{\sin u}{u} \right)$	$\Delta=0,8$	$52,7 \frac{\lambda}{L}$	$60,7 \frac{\lambda}{L}$	-15,8	0,994
		$\Delta=0,5$	$55,6 \frac{\lambda}{L}$	$65,3 \frac{\lambda}{L}$	-17,1	0,910
		$\Delta=0$	$65,9 \frac{\lambda}{L}$	$81,9 \frac{\lambda}{L}$	-20,6	0,833
$\cos^n \left(\frac{\pi \xi}{2} \right)$	$\frac{\sin u}{u} \prod_{k=1}^{n/2} \left[(2k)^2 - \frac{4u^2}{\pi^2} \right]$ n – четное	n=1	$67 \frac{\lambda}{L}$	$172 \frac{\lambda}{L}$	-22,9	0,810
		n=2	$83 \frac{\lambda}{L}$	$229,2 \frac{\lambda}{L}$	-31,4	0,667
		n=3	$95 \frac{\lambda}{L}$	$286,4 \frac{\lambda}{L}$	-39,3	0,575
		n=4	$110,6 \frac{\lambda}{L}$	$344 \frac{\lambda}{L}$	-46,7	0,515
$\Delta + (1-\Delta) \times \cos^2 \frac{\pi \xi}{2}$	$\frac{\sin u}{u} \left(\frac{1-\Delta}{2} \frac{1-u^2/\pi^2}{1-u^2/\pi^2} + \Delta \right)$	$\Delta=0,08$	$74,6 \frac{\lambda}{L}$	$115 \frac{\lambda}{L}$	-44	0,73

В таблице 3.1 принято обозначение $\xi = \frac{2x}{L}$.

Функции амплитудного распределения и параметры ДН прямоугольного раскрыва в таблице 3.1 приведены для одной из главных плоскостей, параллельных его боковым сторонам. Полное амплитудное распределение и апертурный КИП представляют собой произведение соответствующих величин для главных плоскостей. Данные таблицы справедливы для антенн с непрерывным

распределением излучателей. Однако при малом расстоянии между излучателями они справедливы и для антенных решеток.

В формулах для расчёта ДН без учёта направленных свойств элементарной площадки

$$u = \left(\frac{kL}{2} \right) \sin \theta, \quad (3.20)$$

где L – длина решётки, m ;

θ – угол отклонения луча от нормали решётки, *град.* (рисунок 3.13).

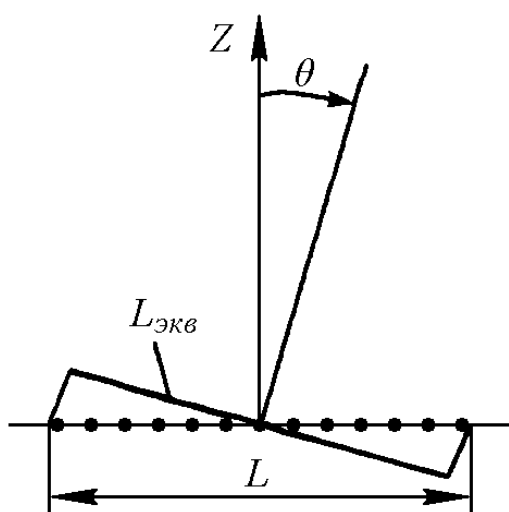


Рисунок 3.13 – Эквивалентная длина антенной решётки

Для расчёта ширины ДН линейной решётки при отклонении луча от нормали вводится понятие эквивалентной длины $L_{экв}$ решётки

$$L_{экв} = N \cdot d \cdot \cos \theta_{дл}. \quad (3.21)$$

Можно считать, что в двухмерной плоской антенной решетке при отклонении главного максимума от направления нормали к раскрытию в какой-либо плоскости ширина ДН изменяется тоже только в данной плоскости. Это утверждение тем точнее, чем больше размеры решетки. Оно хорошо оправдывается для решеток, длина которых больше 10λ (рисунок 3.13).

По данным таблицы 3.1 можно сделать вывод, что по мере роста угла отклонения эквивалентная длина уменьшается, а ширина ДН увеличивается.

При отклонении главного максимума от нормали к плоскости прямоугольной решетки в главных плоскостях XOZ , YOZ для определения ширины ДН и КНД также можно ввести понятие эквивалентного размера $L_{xэкв}$ и $L_{yэкв}$ и эквивалентной площади $S_{экв}$ решетки:

$$L_{xэкв} = N_x \cdot d_x \cdot \cos\theta_{2л}, \quad (3.22)$$

$$L_{yэкв} = N_y \cdot d_y \cdot \cos\theta_{2л}, \quad (3.23)$$

$$S_{экв} = S \cdot \cos\theta_{2л}, \quad (3.24)$$

где N_x , N_y – число строк и столбцов, образованных излучателями решетки, параллельных соответственно осям X и Y прямоугольной системы координат;

S – площадь раскрыва, m^2 .

Нетрудно заметить, что эквивалентные величины равны проекциям реальных геометрических характеристик на плоскость, перпендикулярную направлению главного максимума. Ширину ДН в главных плоскостях можно найти по формулам таблицы 3.1 при подстановке в них соответствующих эквивалентных размеров.

У плоской решетки КНД D зависит от отклонения максимума ДН от нормали к плоскости решетки на угол $\theta_{2л}$:

$$D(\theta_{2л}) = D_0 \cdot \cos\theta_{2л}, \quad (3.25)$$

где D_0 – значение КНД в направлении перпендикуляра к плоскости решетки.

Формулы (3.21)–(3.25) являются приближенными, и их точность тем выше, чем меньше ширина луча, то есть чем больше относительные размеры решетки.

КНД D_0 плоской решетки при ориентации луча в направлении нормали к ее плоскости может быть рассчитан по следующей формуле:

$$D_0 = 4 \frac{\pi \cdot S \cdot \nu}{\lambda^2}, \quad (3.26)$$

где ν – коэффициент использования площади раскрыва, значение которого определяется амплитудным распределением.

Пусть, например, нужно провести расчет геометрических параметров антенной решетки для следующих требований технического задания: длина волны излучения $\lambda = 0,125 \text{ м}$, максимальное отклонение луча от нормали к решетке $\theta_{\max} = 120^\circ$, ширина ДН $2\theta_{0,5} = 2^\circ$, уровень боковых лепестков не более минус 25 дБ. Тогда расстояние между одиночными излучателями определим из условия (3.17):

$$d_x = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\lambda}{1 + \sin \theta_{\max}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{0,125}{1 + \sin 120^\circ} \approx 0,075 \text{ м}. \quad (3.27)$$

По теореме Пифагора находим d_y :

$$d_y = \sqrt{d_x^2 - \left(\frac{d_x}{2}\right)^2} = \sqrt{0,075^2 - \left(\frac{0,075}{2}\right)^2} \approx 0,065 \text{ м}. \quad (3.28)$$

Исходя из требований технического задания, необходимо обеспечить уровень боковых лепестков не более минус 25 дБ. Поэтому выберем из таблицы 3.1 закон распределения амплитуды $A(\xi) = \Delta + (1 - \Delta) \cos^2 \frac{\pi \xi}{2}$.

Определим линейные размеры ФАР L_x и L_y из выражения:

$$2\theta_{0,5} = \frac{76,4\lambda}{L}. \quad (3.29)$$

После преобразований получим:

$$L_x = L_y = \frac{76,4\lambda}{2\theta_{0,5}} = \frac{76,4 \cdot 0,125}{2 \cdot 2} \approx 2,388\text{ м}. \quad (3.30)$$

Определим количество излучателей N_x и N_y , располагающихся в узлах координатной сетки:

$$N_x = \frac{L_x}{d_x} = \frac{2,388}{0,075} \approx 31,8, \quad (3.31)$$

$$N_y = \frac{L_y}{d_y} = \frac{2,388}{0,065} \approx 36,7. \quad (3.32)$$

Поскольку число излучателей должно быть целым, выбираем количество излучателей $N_x = 32$, $N_y = 37$. Расстояние между излучателями $d_x = 0,075\text{ м}$, $d_y = 0,065\text{ м}$.

Общее число N одиночных излучателей в составе ФАР:

$$N = N_x \cdot N_y = 32 \cdot 37 = 1184. \quad (3.33)$$

3.7 Волноводно-щелевые антенные решетки и их характеристики

Щелевая антенна представляет собой узкую щель, прорезанную вдоль некоторой линии на металлической поверхности (в экране) и возбуждаемую источником электромагнитных колебаний [19]. Под действием приложенной к краям щели переменной ЭДС в ней создается электрическое поле, которое и

является источником электромагнитного излучения во внешнее пространство. Часто ЭДС на краях щели создается за счет протекающих по экрану поверхностных токов.

Обязательным условием возбуждения щели является её пересечение линиями поверхностного тока. Если щель расположена вдоль поверхностных токов, то ЭДС на её краях не возбуждается и такая щель не будет излучать.

Если экран является открытым с обеих сторон, то токи смещения, протекающие в щели, приводят к возбуждению электромагнитного поля по обе стороны от экрана. Такие щели называются двусторонними (щели с двусторонним излучением). Если щель закрыта с одной стороны экраном, то излучение происходит только в одну сторону и такая щель называется односторонней (щель с односторонним излучением). К односторонним щелям относятся щели, прорезанные на стенках волноводов или объёмных резонаторов.

Другим способом классификации щелевых антенн является их классификация по форме излучающих щелей. Наибольшее практическое применение находят прямолинейные, гантельные, П-образные, угловые, круглые, кольцевые и крестообразные щели. Чаще всего в качестве антенн применяются узкие прямолинейные щели длиной около полуволны ($2l \approx \frac{\lambda}{2}$) и шириной a , имеющей значение от $0,03\lambda$ до $0,05\lambda$.

Электрическая составляющая $E_{\varphi}^{щ}$ поля излучения щели

$$E_{\varphi}^{щ} = -j \frac{1}{\pi} U_{щ} \frac{e^{-jkr}}{r} F(\theta, \varphi), \quad (3.34)$$

где $U_{щ}$ – ЭДС на краях щели.

Соответственно, магнитная составляющая $H_{\theta}^{щ}$ поля излучения щели равна

$$H_{\theta}^{щ} = \frac{E_{\varphi}^{щ}}{120\pi} = -j \frac{U_{щ}}{120\pi^2} \frac{e^{-jkr}}{r} F(\theta, \varphi). \quad (3.35)$$

Одиночная щель имеет широкую диаграмму направленности. Для создания направленного излучения применяют решетки из одиночных щелей. В качестве таких излучателей используются обычно полуволновые щели, прорезанные на стенках волновода – такие антенные решетки получили название волноводно-щелевых решеток. Волноводы в таких решетках используются в качестве системы питания излучателей. Наибольшее применение в волноводно-щелевых решетках нашли прямоугольные волноводы с основной волной. На широкой стенке волновода с таким типом волны протекают как продольные, так и поперечные поверхностные токи (рисунок 3.14) [18].

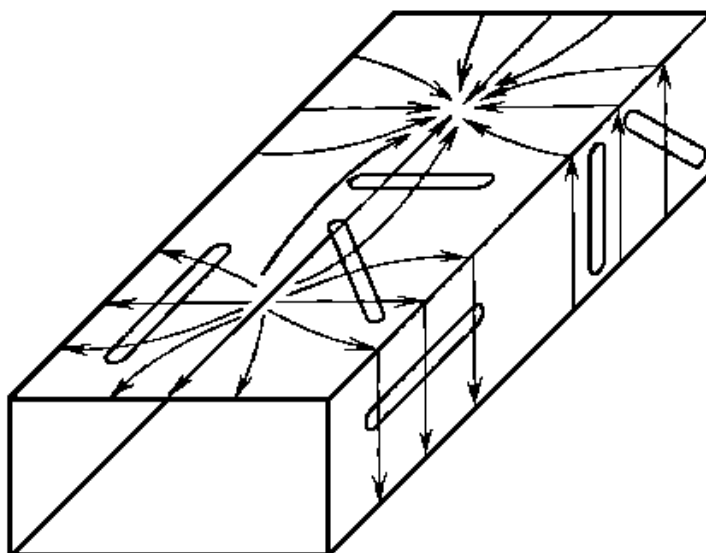


Рисунок 3.14 – Направления протекания токов по стенкам прямоугольного волновода

Поэтому возможны различные варианты расположения щелей на широкой стенке волновода. Если щели прорезать поперек широкой стенки, то они будут возбуждаться продольными токами (рисунок 3.15), щели, прорезанные параллельно стенкам волновода, возбуждаются поперечными токами (рисунок 3.16).



Рисунок 3.15 – Волноводно-щелевая решетка с поперечными щелями



Рисунок 3.16 – Волноводно-щелевая решетка с продольными щелями

Поскольку интенсивность поверхностных токов по широкой стенке различна, изменяя положение щели относительно продольной оси волновода, можно изменять интенсивность ее возбуждения и, тем самым, обеспечить необходимое амплитудное распределение вдоль решетки.

На узкой стенке волновода с волной H_{10} протекают только поперечные токи [21]. Поэтому на узкой стенке могут быть прорезаны только продольные или наклонные щели. Выбором угла наклона щели на узкой стенке обеспечивается необходимая интенсивность возбуждения щели.

Как правило, в волноводно-щелевых решетках требуется обеспечить синфазное распределение, формирующее главный лепесток, нормальный к оси решетки, либо линейнофазное с небольшим сдвигом фазы между соседними щелями для отклонения (обычно на небольшой угол) главного лепестка от нормали к оси решетки. Для синфазного возбуждения поперечных щелей на широкой стенке волновода или продольных щелей, расположенных по одну сторону от оси волновода, расстояние между щелями должно быть равно длине волны в волноводе λ_g . Только в этом случае фаза поверхностных токов, возбуждающих щели, будет одинакова. Такие щелевые решетки называются прямофазными.

В прямофазных решетках возможно появление побочных главных максимумов. Действительно, длина волны в волноводе λ_g всегда больше длины волны в свободном пространстве λ и, следовательно,

$$d = \lambda_g > \lambda, \quad (3.36)$$

что является нарушением условия существования единственного главного максимума в антенных решетках.

Избавиться от побочных главных максимумов можно, располагая продольные щели на широкой стенке волновода в "шахматном" порядке по обе стороны от оси волновода на расстоянии $d = \frac{\lambda_g}{2}$. При таком расположении щелей поверхностные токи, пересекающие щели, будут иметь одинаковое направление и щели будут возбуждаться синфазно. Однако, поскольку фаза поверхностных токов через половину длины волны изменяется на π , такие решетки называются переменnofазными (рисунок 3.17).

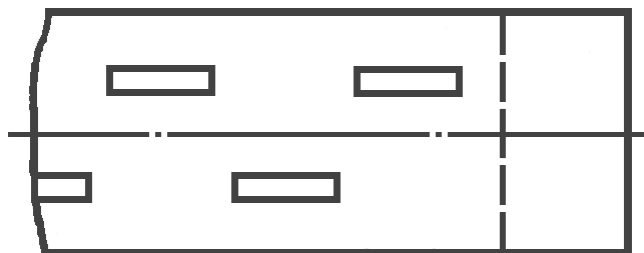


Рисунок 3.17 – Переменnofазная щелевая антенная решетка

Переменnofазную решетку с одним главным лепестком можно получить и при расположении щелей на узкой стенке волновода (рисунок 3.18), для этого щели должны изменять свой наклон через $d = \frac{\lambda_g}{2}$.



Рисунок 3.18 – Переменнофазная решетка с наклонными щелями

Переменнофазная решетка с наклонными щелями на узкой стенке волновода излучает поле с горизонтальной поляризацией в главных плоскостях. Однако в "промежуточных" плоскостях, не совпадающих с главными, появляются составляющие с ортогональной поляризацией – кроссполяризацией, являющейся вредной. Для борьбы с ней в волноводно-щелевых решетках применяют специальные меры. Например, используют металлические пластины, параллельные электрическому вектору кроссполяризации, что значительно снижает ее уровень.

ДН волноводно-щелевой антенны определяется в соответствии с выводами теории антенных решеток, как произведение ДН одиночного излучателя щели на множитель системы. Конкретный вид множителя системы определяется видом амплитудного распределения вдоль решетки щелей.

Для получения узких ДН в двух плоскостях применяют наборы волноводов с щелями, образующие плоскостную волноводно-щелевую решетку. Необходимое фазовое распределение в другой плоскости обеспечивается выбором расстояния между волноводами.

3.8 Вопросы для самопроверки к третьему разделу

3.8.1 Назовите достоинства и недостатки ФАР.

3.8.2 На какие типы делятся ФАР по режиму работы?

3.8.3 В чем отличие пассивных ФАР от активных?

3.8.4 Каковы достоинства и недостатки схем ФАР последовательного и параллельного питания?

3.8.5 Чем определяются геометрические параметры ФАР и минимально необходимое число излучателей в решетке, обеспечивающие заданный сектор сканирования?

3.8.6 Какие существуют способы сканирования ДН?

3.8.7 С помощью какого выражения можно найти эквивалентную длину антенной решетки?

3.8.8 Как изменяется эквивалентная длина антенной решетки при увеличении угла отклонения?

3.8.9 По какой формуле может быть рассчитан КНД плоской решетки при ориентации луча в направлении нормали к ее плоскости?

3.8.10 Что представляет собой щелевая антенна?

3.8.11 Каково обязательное условие возбуждения щелевой антенны?

3.8.12 Какие щелевые решетки называются прямофазными? Какие недостатки присущи этим решеткам?

3.8.13 Какие щелевые решетки называются переменнфазными? Как получают переменнфазные решетки?

3.8.14 Какое схемное расположение излучателей в антенной решетке является предпочтительным?

3.8.15 При каком расстоянии между излучателями антенной решетки будут отсутствовать побочные главные максимумы?

4 Излучатели фазированных антенных решеток

4.1 Волноводные излучатели

На практике часто используются ФАР с излучателями в виде открытых концов прямоугольных волноводов (рисунок 4.1).

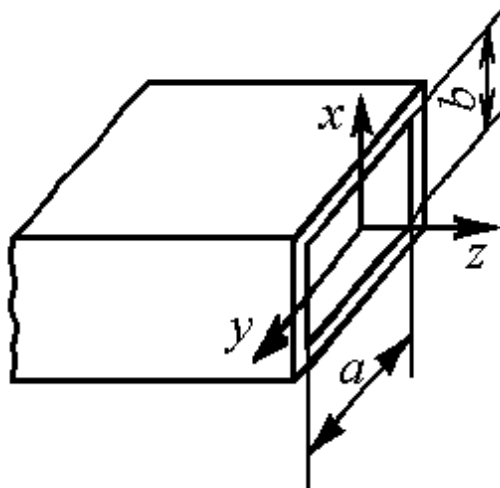


Рисунок 4.1 – Открытый конец прямоугольного волновода

По ряду причин такой тип излучающего элемента очень удобен для ФАР сантиметрового диапазона волн [24]: он образует естественное продолжение секций волновода, в которых помещены фазовращатели, позволяет работать на высоком уровне пропускаемой мощности, его характеристики можно предварительно точно рассчитать, что играет важную роль в процессе разработки ФАР. Кроме того, после проектирования экспериментальную отработку излучателя, предназначенного для использования в составе большой ФАР, можно провести на простой (так называемой "волноводной") модели решетки с небольшим числом излучателей. Правильно спроектированный волноводный излучатель обеспечивает хорошие характеристики всей ФАР.

Для открытого конца волновода с размерами стенок a и b можно получить следующие выражения для нормированных ДН: в Е-плоскости

$$F_{\theta}(\theta) = \frac{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} \cos\theta \sin\left(\frac{kbsin\theta}{2}\right)}{1 + \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}} \cdot \frac{kbsin\theta}{2}, \quad (4.1)$$

в Н-плоскости

$$F_{\varphi}(\theta) = \frac{0,25\pi^2 \left[\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} + \cos\theta \right] \cos\left(\frac{kasin\theta}{2}\right)}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} + 1 \left(\left(\frac{\pi}{2}\right)^2 - \left(\frac{kasin\theta}{2}\right)^2 \right)}. \quad (4.2)$$

Результаты расчета ДН в Е-плоскости для волновода со стандартными размерами $\frac{a}{\lambda} = 0,71$ и $\frac{b}{\lambda} = 0,32$ приведены на рисунке 4.2.

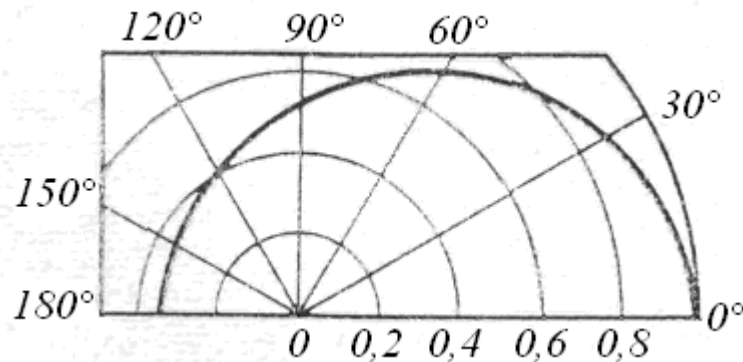


Рисунок 4.2 – ДН открытого конца волновода в Е-плоскости

Результаты расчета ДН в Н-плоскости для волновода со стандартными размерами $\frac{a}{\lambda} = 0,71$ и $\frac{b}{\lambda} = 0,32$ приведены на рисунке 4.3.

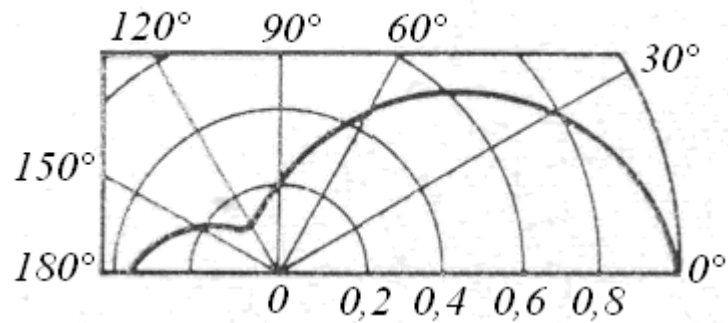


Рисунок 4.3 – ДН открытого конца волновода в H-плоскости

В больших плоских ФАР основная масса элементов центральной области почти однородна по своим характеристикам, и особенности их поведения можно достаточно точно описать поведением излучателей бесконечной ФАР.

Рассогласование между элементами ФАР и источниками их возбуждения, обусловленное наличием неоднородности волновод - свободное пространство, уменьшает усиление и КПД антенны, а также влияет на стабильность частоты генераторов. Следовательно, необходимо конструировать ФАР с хорошим согласованием в заданном секторе углов сканирования. Поскольку при наиболее простой конструкции ФАР (открытые концы регулярных волноводов, излучающие в свободное полупространство) возможности управления рассогласованием ФАР в секторе сканирования весьма ограничены, необходимо усложнять конструкцию ФАР, используя дополнительные элементы (например, заполняя определенные области диэлектриками, вводя реактивности и т.д.), изменение параметров которых позволит влиять на согласование ФАР в секторе сканирования.

Спроектировать излучающий элемент ФАР, согласованный в широком секторе углов, означает выбрать такие геометрические размеры элементов решетки и характеристики согласующих устройств (СУ), при которых в секторе сканирования максимальное значение коэффициента отражения в фидерах элементов, определяемое как отношение амплитуд волн, идущих к генератору и от него, не превышает некоторое заданное значение, которое также может являться функцией сканирования. Знание закона изменения коэффициента отражения в фидерах равномерно возбужденной ФАР при изменении направления ее

фазирования (или ДН единственного возбужденного элемента при остальных, нагруженных на согласованные нагрузки) позволяет оценить характеристики решетки в секторе сканирования.

При конструировании волноводных излучателей ФАР, согласованных в широком секторе углов, наиболее эффективным является метод, основанный на расчете характеристик излучателя с учетом наличия СУ как в фидерных трактах элементов, так и вне их, с последующей вариацией значений параметров до получения требуемых результатов. При этом значительно сокращаются время и стоимость разработки больших ФАР по сравнению с методами, основанными на экспериментальной отработке.

Использование данного метода предполагает наличие вычислительных программ, которые на основе решения электродинамической задачи для волноводной решетки с СУ позволяют рассчитывать характеристики излучателя для их последующей оптимизации. В качестве примера можно привести программные пакеты компании REMCOM (<http://www.remcom.com>) и компании Zeland Software Inc. (<http://www.zeland.com>).

В многоэлементной плоской ФАР излучатели в виде открытых концов прямоугольных волноводов располагаются на хорошо проводящей плоской поверхности в узлах двоякопериодической (обобщенной треугольной) координатной сетки (рисунок 4.4) [24].

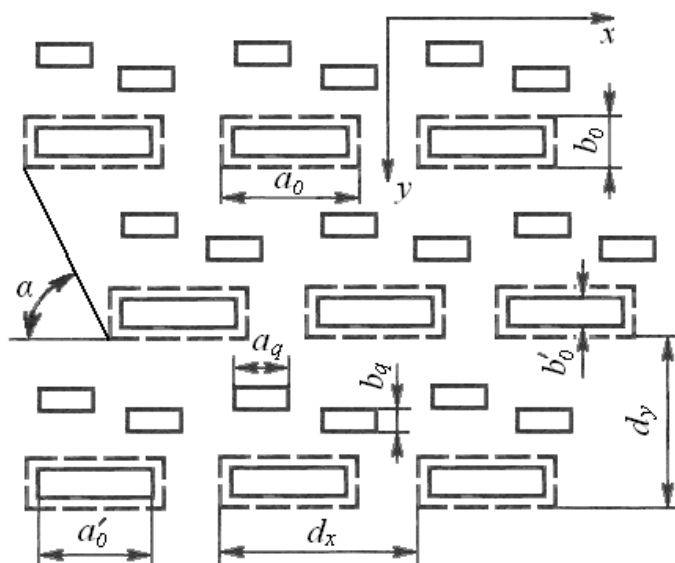


Рисунок 4.4 – Волноводный излучатель в плоской ФАР

На рисунке 4.4 a_0, b_0 – размеры основного волновода с координатами его центра x_0, y_0 ; a'_0, b'_0 – размеры окна симметричной тонкой диафрагмы, помещенной в раскрыв основного волновода; d_x, d_y – расстояния между излучателями в решетке по осям x и y соответственно; α – угол, определяющий взаимное расположение излучателей в решетке (в частности, при $\alpha = 90^\circ$ получаем прямоугольную сетку, при $\alpha = 60^\circ$ – гексагональную сетку); a_q, b_q – размеры q -го размещенного в ячейке излучателя волновода, закороченного на расстоянии t_q от раскрыва (общее число таких реактивных волноводов в ячейке излучателя $Q \geq 0$) с координатами его центра x_q, y_q . В основном волноводе (рисунок 4.5) может размещаться диэлектрическая вставка с числом слоев $L_i \geq 0$.

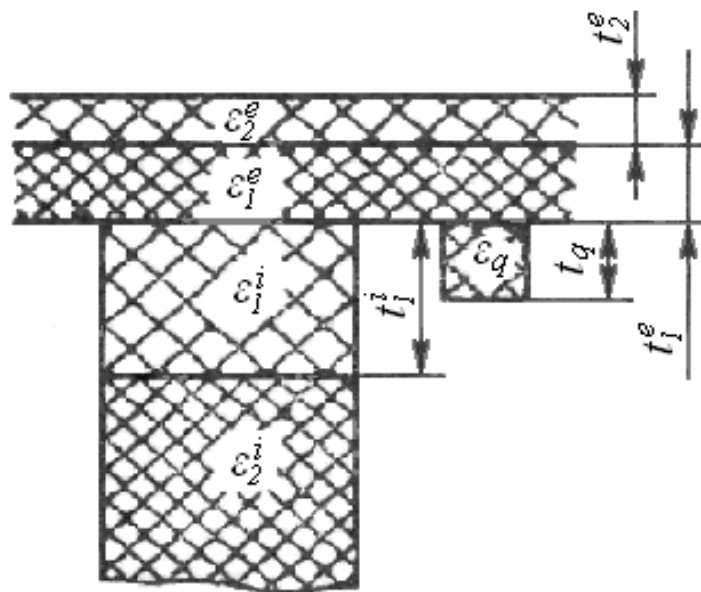


Рисунок 4.5 – Конструкция волноводного излучателя в плоской ФАР

Толщину и относительную диэлектрическую проницаемость каждого l -го слоя вставки будем обозначать t_l^i, ε_l^i (нумерация слоев – от раскрыва волновода). Значения относительной диэлектрической проницаемости заполнения реактивного волновода с номером q и основного волновода в области за вставкой обозначим соответственно ε_q и $\varepsilon_{L^i+1}^i$.

На поверхности ФАР может также располагаться многослойное диэлектрическое покрытие с числом слоев $L_e \geq 0$, толщиной и относительной диэлектрической проницаемостью каждого l -го слоя покрытия t_l^e и ε_l^e (нумерация слоев – от поверхности решетки). Кроме того, в фидерный тракт каждого основного волновода может быть включен согласующий четырехполосник. Излучающий раскрыв волноводного элемента ФАР представляет собой для возбуждающего волновода комплексную нагрузку, меняющуюся при сканировании. Включаемый четырехполосник обеспечивает согласование лишь при некотором фиксированном угле сканирования, однако при других углах будет сохраняться рассогласование. Чтобы получить согласование в секторе углов, нужно добиться, чтобы коэффициент отражения излучателя без СУ в секторе сканирования менялся в возможно меньших пределах. Для реализации СУ в фидерный тракт вводится дополнительная неоднородность, которая при угле полного согласования создает отраженную волну, равную по амплитуде и обратную по знаку отраженной от нагрузки волне, имеющейся в линии.

4.2 Методы согласования волноводных излучателей

Использование СУ в фидере излучателя позволяет заметно уменьшить коэффициент отражения для всех углов сканирования в Н-плоскости, где изменение коэффициента отражения происходит медленно. В Е-плоскости эффективность согласования исчезает при углах, хотя и лежащих в секторе однолучевого сканирования, но достаточно близких к углу появления дифракционного максимума. Это связано с быстрым изменением входной проводимости излучателя при подходе к углу ослепления решетки, вследствие чего, начиная с некоторого угла сканирования, СУ вносит даже дополнительное рассогласование в питающий фидер. Поэтому при необходимости широкоугольного согласования в Е-плоскости шаг между излучателями приходится выбирать заметно меньшим, чем это следует из условия однолучевого режима работы в секторе сканирования.

Применение в качестве излучателей ФАР открытых концов волноводов с большой площадью поперечного сечения приводит вследствие взаимодействия волн высших типов на раскрые к ослеплению решетки в направлении угла, лежащего в пределах сектора однолучевого сканирования. Использование в качестве согласующих элементов для таких излучателей диафрагм в раскрые волновода позволяет значительно сдвинуть резонансный провал в ДН излучающего элемента от направления, нормального к раскрыву решетки, или даже устранить его. При этом не увеличивается частотная чувствительность решетки, так как электрическое расстояние между излучающей апертурой и расположенной в ее плоскости диафрагмой равно нулю.

На рисунке 4.6 представлена ДН по мощности волноводного излучателя, расположенного в треугольной сетке, для различной площади диафрагмы (сплошная линия соответствует отсутствию диафрагмы, а штриховая и штрихпунктирная линии – диафрагме, перекрывающей соответственно 25 и 50 % площади раскрыва волновода).

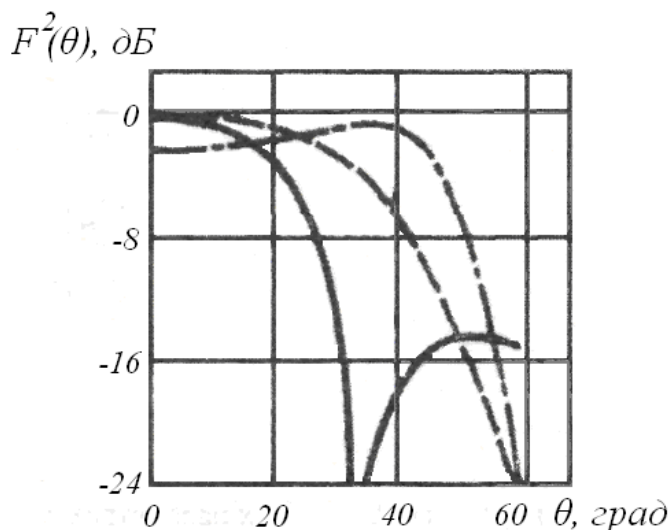


Рисунок 4.6 – ДН волноводного излучателя при геометрических параметрах:

$$d_x = 1,008\lambda; d_y = 0,504\lambda; a_0 = 0,905\lambda; b_0 = 0,4\lambda; \alpha = 45^\circ$$

В случае отсутствия диафрагмы наблюдается резкий провал в ДН при угле $\theta = 34^\circ$ (хотя угол появления дифракционного луча примерно равен 60°). Введение диафрагмы смещает провал от направления, нормального к раскрыву антенны. Дальнейшее увеличение площади, занимаемой диафрагмой, приводит к уменьшению излучения по нормали к поверхности и перекомпенсации рассогласования ФАР. При этом наличие диафрагмы не ухудшает характеристики решетки в плоскостях E и D (диагональной, т.е. расположенной под углом 45° к H- и E-плоскостям).

В качестве согласующего устройства и как конструктивный элемент для защиты волновода от внешней среды можно использовать диэлектрическую вставку.

Наличие вставок делает коэффициент отражения более чувствительным к изменению частоты, однако многослойные вставки со специально подобранными параметрами позволяют увеличить широкополосность излучателя. Кроме того, использование вставок с высокими значениями диэлектрической проницаемости при некоторых значениях их толщины может привести к появлению пиков на кривых коэффициента отражения, связанных с резонансом волн высших типов.

Однослойная вставка, расположенная непосредственно у раскрыва излучателя, не обеспечивает полного согласования излучателя для заданного угла сканирования. Поэтому необходимо применять либо многослойные вставки, либо однослойные, но расположенные на некотором расстоянии от раскрыва.

Для решетки, волноводы которой заполнены диэлектриком, согласующие вставки могут иметь как большее, так и меньшее значение ε по сравнению с заполнением волновода (в частности, можно использовать такое значение ε , при котором соответствующий участок волновода является запредельным).

Диэлектрическое покрытие ФАР кроме чисто конструктивного применения для защиты решетки от внешней среды может быть использовано для частичной компенсации отражения от раскрыва решетки путем соответствующего выбора параметров покрытия. Многослойное диэлектрическое покрытие используют также для увеличения широкополосности ФАР.

В настоящее время отсутствуют инженерные методы определения требуемых параметров покрытия, поэтому их удобнее всего находить методами численной оптимизации, например методом последовательной вариации параметров, при котором фиксируются значения всех параметров, за исключением одного, после чего выполняются расчеты при изменении этого параметра в данном интервале. Наиболее эффективно метод вариации параметров осуществляется по схеме человек-ЭВМ, которая позволяет сузить диапазон значений параметров, необходимых для получения требуемых характеристик.

Необходимо учитывать, что при использовании диэлектрического покрытия с достаточно большим значением ε отклонение луча от нормали приводит к появлению в ФАР типа волны, подобного поверхностной, распространяющейся внутри диэлектрика, но затухающей в свободном пространстве. При толщине покрытия больше некоторого критического значения возникает резонанс волн и максимальное значение коэффициента отражения становится практически равным единице (что соответствует режиму ослепления ФАР). При дальнейшем увеличении толщины покрытия резонанс смещается в сторону направления нормали к ФАР, а затем появляются два и более резонансных пика на кривой коэффициента отражения.

Результаты оптимизации параметров диэлектрического покрытия на ЭВМ показывают, что в ФАР, расстояние между излучателями которых превышает половину длины волны, оно не обеспечивает эффективного согласования излучателей в широком секторе углов сканирования. Так, при использовании однослойного покрытия непосредственно на поверхности решетки достигается некоторое улучшение согласования в Н-плоскости при уменьшении сектора сканирования в Е-плоскости.

Заметно улучшить согласование в узком секторе сканирования можно, если приподнять покрытие над поверхностью ФАР или сделать его двухслойным с относительной диэлектрической проницаемостью первого слоя $\varepsilon = 1$. Однако, если высота подъема покрытия мала, в секторе однолучевого сканирования появятся пики коэффициента отражения, связанные с описанными выше резонансами

поверхностной волны. Наличие резонансных пиков эквивалентно появлению провалов в ДН излучателя на соответствующих углах.

Увеличение высоты подъема покрытия над поверхностью решетки приводит к исчезновению резонансных пиков коэффициента отражения из-за практически полного затухания высших (нераспространяющихся в свободном пространстве) пространственных гармоник поля на расстоянии от ФАР до слоя диэлектрика, однако вызывает существенно более быстрый, чем в решетке без диэлектрика, рост коэффициента отражения при отклонении луча от направления согласования. Это объясняется тем, что даже при небольшом отклонении луча от направления согласования изменение фазы волны, отраженной от удаленного диэлектрика и вернувшейся к решетке, достаточно велико, что и приводит к исчезновению взаимной компенсации волн, одна из которых отразилась непосредственно от раскрыва излучателя, а другая – от диэлектрического слоя. Следовательно, диэлектрический слой над решеткой желательно располагать на той минимальной высоте, при которой практически исчезают резонансные пики на кривой коэффициента отражения в секторе сканирования.

Расширить сектор согласования в решетке волноводных излучателей, покрытой диэлектриком, удастся лишь уменьшением расстояния между элементами, то есть ценой увеличения числа излучателей в решетке. Проще всего возможность расширения сектора согласования для таких решеток можно показать, используя модель решетки плоскопараллельных волноводов с бесконечно тонкими стенками. Примем, что волноводы заполнены диэлектриком с диэлектрической проницаемостью ε_i , а поверхность покрыта слоем диэлектрика с убывающей в направлении от решетки диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_e(z)$. Если диэлектрическая проницаемость в слое покрытия изменяется достаточно медленно, то влиянием его неоднородности на коэффициент отражения в излучателях можно пренебречь и считать, что значение последнего такое же, как и для решетки, излучающей в полупространство с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon_e(0)$ участка диэлектрика, прилегающего непосредственно к решетке. При малых расстояниях между излучателями упомянутые ранее поверхностные волны решеткой не

поддерживаются, и коэффициент отражения Γ в волноводах при сканировании в Е-плоскости (для случая поляризации возбуждающего поля перпендикулярно стенкам волноводов) определяется выражением

$$\Gamma = \frac{\sqrt{\varepsilon_i} - \sqrt{\varepsilon_e(0)} \cdot \cos\theta}{\sqrt{\varepsilon_i} + \sqrt{\varepsilon_e(0)} \cdot \cos\theta}. \quad (4.3)$$

Проанализировав поведение производной коэффициента отражения $\frac{d\Gamma}{d\theta}$, легко установить, что в случае $\varepsilon_e(0) < \varepsilon_i$ при любых углах θ обеспечивается более медленное изменение коэффициента отражения как функции угла θ по сравнению с другими соотношениями ε_e и ε_i , что позволяет добиться снижения уровня отражений в секторе сканирования путем согласования решетки на одном из направлений сканирования (например, на направлении нормали к решетке).

Переход от идеализированной модели к реальным ФАР приводит к необходимости замены покрытия с непрерывно меняющейся диэлектрической проницаемостью набором слоев с постоянной диэлектрической проницаемостью каждого слоя и определению оптимальных параметров слоев в зависимости от геометрии ФАР и требований к поведению коэффициента отражения в секторе сканирования.

Эффективность согласования ФАР с малыми расстояниями между излучателями существенно возрастает при одновременном использовании многослойного покрытия и СУ в питающем фидере.

Размещение в апертуре ячейки излучателя некоторого числа короткозамкнутых (реактивных) волноводов позволяет избавиться от недостатков, присущих многослойному диэлектрическому покрытию (большая масса, изменение параметров диэлектрика с течением времени и т.п.), сохранив возможность эффективного воздействия на характеристики излучателя в секторе сканирования. Если в реактивных волноводах в качестве короткозамыкателей используются отражательные фазовращатели, управляемые от ЭВМ, то можно, изменяя их

положение для каждого угла сканирования, непрерывно влияя на характеристики излучателя, т.е. формировать требуемый закон согласования излучателя в секторе сканирования, или, что то же самое, формировать требуемую ДН излучателя в секторе сканирования.

Использование даже одного реактивного элемента позволяет заметно снизить уровень отражения при сканировании, причем дискретность перемещения короткозамыкателей практически не влияет на уровень коэффициента отражения. Особенно заметно улучшаются характеристики при сканировании в Е-плоскости (этого трудно добиться другими методами согласования), где за счет применения реактивного элемента удается расширить сектор сканирования до пределов больших, чем это позволяет использование только СУ в фидере излучателя, а именно – практически до размеров однолучевого сектора сканирования. В то же время, при использовании одного реактивного элемента без СУ в фидере излучателя, несмотря на заметное снижение уровня коэффициента отражения, трудно добиться полного согласования излучателя в любом направлении в пределах сектора сканирования.

Дальнейшего улучшения согласования можно достичь, увеличивая число реактивных элементов в раскрыве излучателя.

Расположение реактивных волноводов в ячейке излучателя в Е-плоскости относительно основного волновода существенно улучшает характеристики излучателя при сканировании. Размещение же их в Н-плоскости практически не улучшает характеристик излучателя, что связано со слабым возбуждением реактивных волноводов из-за наличия в этой плоскости нуля ДН основного волновода в направлении вдоль поверхности ФАР. Улучшить согласование при сканировании в Н-плоскости за счет некоторого его ухудшения в Е-плоскости (относительно потенциально возможного согласования) можно, если разместить реактивные волноводы в ячейке излучателя в диагональной плоскости относительно основного волновода.

4.3 Плоскостные излучатели

В связи с необходимостью создания невыступающих антенн различного назначения, в том числе для летательных аппаратов, к которым предъявляются весьма жесткие требования по электродинамическим характеристикам, а также габаритам, массе, стоимости, технологичности и т. д., возник большой интерес к микрополосковым (МПА) и печатным антеннам сверхвысоких частот (СВЧ).

Под плоскостными (планарными) антеннами СВЧ понимают как одиночные микрополосковые и печатные излучатели, так и образованные из них антенные решетки. Плоскостные антенны СВЧ в диапазоне частот от 300 МГц до 20 ГГц могут излучать волны линейной, круговой и эллиптической поляризации, обеспечивать работу в многочастотных режимах. Форма элементов излучающих структур может быть прямоугольной, круглой, треугольной, эллиптической, кольцевой и другой [19].

Типичный печатный излучатель представляет собой прямоугольную пластинку, возбуждаемую одним или несколькими штырями, то есть коаксиальной линией, или отрезком полосковой линии передачи СВЧ в плоскости пластинки. Конструкция печатного излучателя с питанием коаксиальной линией через отверстие в экране и подложке показана на рисунке 4.7.

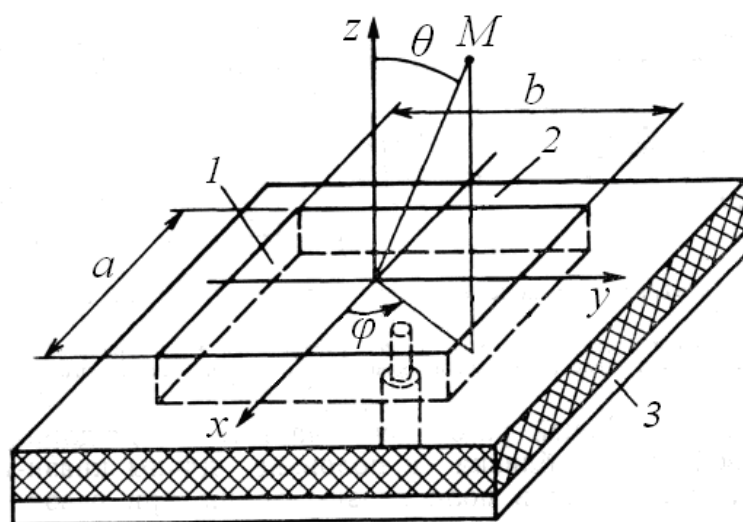


Рисунок 4.7 – Конструкция печатного излучателя с питанием коаксиальной линией

Конструктивно печатный излучатель представляет собой прямоугольную резонаторную пластинку 1 с размерами $a \times b$, расположенную на диэлектрическом основании 2 над металлическим экраном 3. Эквивалентно он может быть представлен двухпроводной линией, нагруженной на комплексные проводимости торцевых щелей. При этом толщина экрана существенно меньше длины волны, и возбуждающий штырь является продолжением центрального проводника коаксиального волновода.

Конструкция печатного излучателя с питанием полосковой линией показана на рисунке 4.8 [11].

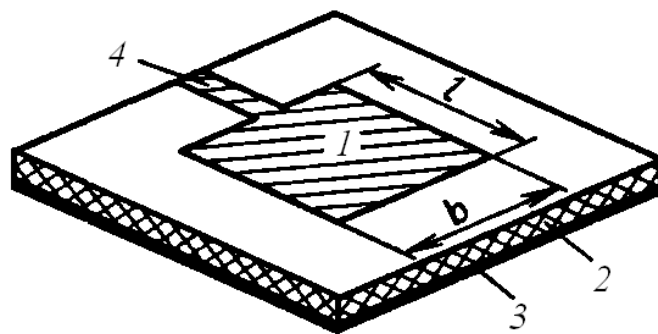


Рисунок 4.8 – Конструкция печатного излучателя с питанием полосковой линией

Излучатель состоит из прямоугольного ленточного проводника 1 с размерами $l \times b$, расположенного на тонком диэлектрическом основании 2 с проводящим экраном 3. Излучатель возбуждается полосковой линией передачи 4.

МПА и печатные антенны могут также выполняться на основе щелевого излучателя, возбуждаемого копланарным волноводом (рисунок 4.9) [11].

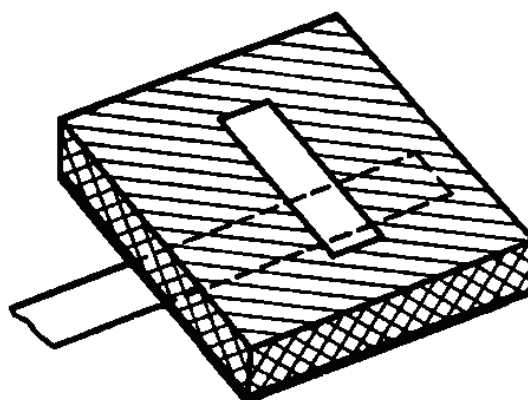


Рисунок 4.9 – Конструкция щелевого излучателя

Такие излучатели оказались удобными для построения антенных решеток. По принципу действия щелевые излучатели, возбуждаемые микрополосковой линией, аналогичны волноводно-щелевым антеннам.

Согласно часто применяемой модели излучающей системы МПА, она трактуется как эквивалентная щелевая антенна в плоском бесконечном экране без диэлектрика [28]. Форма эквивалентной щели полагается совпадающей с формой краев металлической пластины.

Пользуясь методикой расчета полей излучения антенн, можно получить следующие выражения для ДН прямоугольной МПА [29]:

$$f_{\theta}(\theta, \varphi) = \cos \nu \sin \varphi \frac{\sin u}{u}, \quad (4.4)$$

$$f_{\varphi}(\theta, \varphi) = \cos \nu \cos \varphi \cos \theta \frac{\sin u}{u} \times \left[1 - \frac{(\beta_0 L \sin \theta)^2}{\pi^2 - (\beta_0 L \cos \theta)^2} \right], \quad (4.5)$$

где $u = 0,5\beta_0 \omega \sin \theta \cos \varphi$;

$$\nu = 0,5\beta_0 L \cos \theta;$$

$$\beta_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}.$$

Размер L должен определяться из условия резонанса, т.е. из соотношения

$$L \approx \frac{0,5\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (4.6)$$

Характерный вид ДН прямоугольной МПА в Е-плоскости изображен на рисунке 4.10.

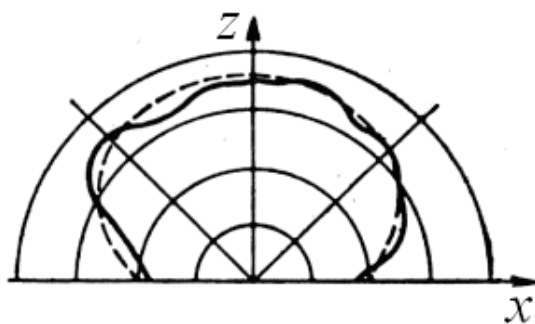


Рисунок 4.10 – ДН прямоугольной МПА в E-плоскости

На рисунке 4.11 приведен характерный вид ДН прямоугольной МПА в H-плоскости.

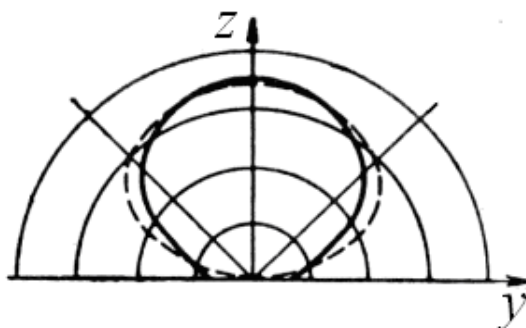


Рисунок 4.11 – ДН МПА с прямоугольной пластиной в H-плоскости

На рисунках 4.10 и 4.11 сплошная линия соответствует экспериментальным данным, а пунктирная – расчетным.

Одной из разновидностей МПА, у которой модифицирована форма металлической пластины, является гексагональная антенна (рисунок 4.12).

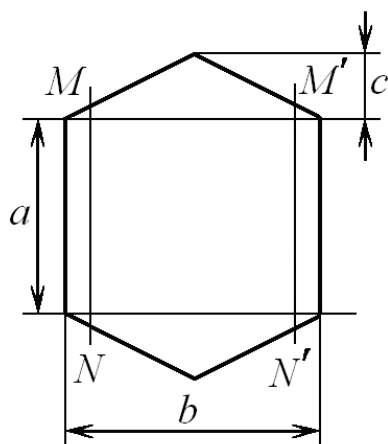


Рисунок 4.12 – Гексагональная МПА

Придание пластине гексагональной формы несколько упрощает ее согласование и расширяет рабочую полосу. Улучшение широкополосных свойств антенны можно объяснить следующим образом: эквивалентные сечения MN и M'N', в которых поля синфазны, как будто перемещаются с изменением частоты, чему способствуют скосы на боковых краях антенны.

Еще один тип МПА – это вибраторные антенны. Возбуждение антенны происходит в зазоре между плечами вибратора. В практических конструкциях зазор Δ имеет одинаковый порядок с шириной полоски линии питания и шириной вибратора a (рисунок 4.13) [14].

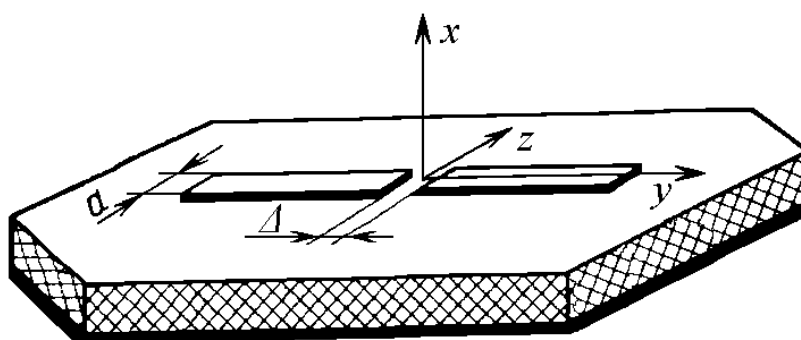


Рисунок 4.13 – Конструкция микрополоскового вибратора с зазором

Вектор напряженности магнитного поля вибратора, ориентированного по оси Z прямоугольной системы координат, имеет в дальней зоне только одну составляющую H_{φ}^l , которая определяется формулой

$$H_{\varphi}^l = -j \frac{I_n}{2\pi} \cdot \frac{1}{r} e^{-jkr} F(\theta, \varphi), \quad (4.7)$$

где I_n – поверхностный ток.

Для полуволнового вибратора ДН имеет вид

$$F(\theta) = \frac{\cos(\pi/2 \cos\theta)}{\sin\theta}. \quad (4.8)$$

Амплитуда тока в пучности может быть найдена по известной плотности тока $\bar{\delta}_{np}$, протекающей по поверхности вибратора. Поскольку поверхностные токи протекают по обеим сторонам вибратора

$$I_n = 2\delta_{np}\alpha. \quad (4.9)$$

Плотность тока проводимости $\bar{\delta}_{np}$ на поверхности вибратора может быть найдена из граничных условий на поверхности идеального проводника для вектора \bar{H}_τ напряженности магнитного поля

$$\bar{\delta}_{np} = \bar{n} \times \bar{H}_\tau, \quad (4.10)$$

где \bar{n} – орт нормали к поверхности вибратора.

Поскольку вектор тангенциальной составляющей магнитного поля и нормаль к поверхности вибратора ортогональны, находим

$$\delta_{np} = H_\tau, \quad (4.11)$$

что позволяет записать формулу для магнитной составляющей поля вибратора в виде

$$H_\varphi^l = -j \frac{1}{\pi} H_\tau \alpha \frac{e^{-jkr}}{r} F(\theta, \varphi). \quad (4.12)$$

Входное сопротивление полуволнового симметричного вибратора имеет индуктивный характер.

4.4 Выбор материалов полосковой линии передачи и одиночного излучателя

При выборе диэлектрического материала полосковой линии передачи и одиночного излучателя необходимо учитывать требования возможно большей диэлектрической проницаемости (что существенно уменьшает габариты полосковых

устройств) и минимальной величины тангенса угла диэлектрических потерь. Кроме того, выбранный материал должен обладать требуемыми конструкционными свойствами, поскольку не все диэлектрические материалы допускают изготовление оснований полосковых устройств необходимых для проектируемой антенной системы размеров [8]. В таблице 4.1 приведены параметры некоторых диэлектрических материалов, применяемых для изготовления полосковых и микрополосковых устройств [22].

Таблица 4.1 – Параметры диэлектрических материалов, применяемых для изготовления полосковых и микрополосковых устройств

Материал	Марка	Толщина, мм	Допуск, мм	ϵ_r	$tg\delta$ на частоте $f = 2,4 ГГц$	Диапазон температур, °C
Стеклотекстолит	СТЭФ-1-2ЛК	от 0,5 до 3,0	$\pm 0,1$	4,1	$4 \cdot 10^{-2}$	-60...+85
Фторопласт	Ф-4	1,5; 2,0; 2,5; 3,0	0,15	3,9	$8 \cdot 10^{-3}$	-50...+150
Фторопласт фольгированный армированный	ФАФ-4	1,5; 2,0; 2,5; 3,0	0,15	4,5	$3 \cdot 10^{-3}$	-50...+250
Ситалл ВЧ	СТ-32-1	от 0,5 до 2,0	$\pm 0,05$	18,5	$4 \cdot 10^{-3}$	-50...+700
Ситалл	СТ-38-1	от 0,5 до 2,0	$\pm 0,05$	15,25	$1,2 \cdot 10^{-3}$	-50...+700
Керамика	22ХС	от 0,5 до 1,5	$\pm 0,01$	17,30	$5 \cdot 10^{-3}$	-50...+1000
Керамика	Поликор	от 0,5 до 1,5	$\pm 0,01$	18,30	$7 \cdot 10^{-4}$	-50...+700

В качестве диэлектрика часто используют, например, стеклотекстолит СТЭФ-1-2ЛК (см. таблицу 4.1), поскольку из всех материалов, удовлетворяющих конструктивным требованиям, он обладает допустимыми потерями ($tg\delta = 4 \cdot 10^{-2}$). Диэлектрическая проницаемость данного материала сравнительно невелика ($\epsilon_r = 4,1$), однако его применение оправдано, поскольку он играет роль несущей конструкции в полосковых одиночных излучателях [23].

Выбор материала проводников полосковой линии передачи и одиночного излучателя производится одновременно с выбором материала подложки с учетом адгезии проводника к подложке. Материал должен иметь малое удельное сопротивление, постоянные свойства в заданном диапазоне температур и возможность присоединения внешних проводников сваркой или пайкой [12].

В таблице 4.2 приведены параметры некоторых проводниковых материалов, применяемых для изготовления полосковых и микрополосковых устройств [22].

Таблица 4.2 – Параметры проводниковых материалов, применяемых для изготовления полосковых и микрополосковых устройств

Материал проводников	Сопротивление по отношению к Cu	Скин-слой на частоте $f = 2ГГц$, мкм	Поверхностное сопротивление, $10^{-7} Ом$	ТКЛР, $10^{-6} град^{-1}$	Адгезия к подложкам
Ag	0,95	1,4	2,5	21	Плохая
Cu	1,0	1,5	2,6	18	Удовлетворительная
Au	1,36	1,7	3,0	15	Очень плохая
Al	1,60	1,9	3,3	26	Очень хорошая
W	3,2	2,6	4,7	4,6	Хорошая
Mo	3,3	2,7	4,7	6,0	Хорошая
Cr	7,6	4,0	7,2	9,0	Хорошая
Ta	9,1	4,4	7,9	6,6	Очень хорошая

В качестве материала проводящего рисунка полосковой линии передачи и одиночного излучателя часто используют, например, медь, т.к. этот материал является одним из лучших проводников и обладает удовлетворительными адгезионными свойствами (см. таблицу 4.2). Для уменьшения потерь толщину проводников выбирают равной от 3 до 5 значений скин-слоя для данного материала.

4.5 Определение условий распространения рабочего типа волны в одиночном излучателе

Определим условия распространения рабочего типа волны (квази-Т волны) в полосковой линии передачи. Рассмотрим этот вопрос с точки зрения общей для такого рода устройств теории несимметричных полосковых линий передачи [10].

Установлено, что для такой линии передачи продольной составляющей электрического поля волны можно пренебречь даже на высоких частотах.

При распространении в несимметричной полосковой линии квази-Т волны, близкой к волне Т-типа, ее длина $\lambda_{Л}$ определяется по формуле:

$$\lambda_{Л} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{эф}(0)}}, \quad (4.13)$$

где λ – длина волны в свободном пространстве;

$\varepsilon_{эф}(0)$ – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость (на постоянном токе).

Величина $\varepsilon_{эф}(0)$ зависит от отношения $\frac{W}{h}$ и относительной диэлектрической проницаемости ε_r , где W – ширина печатных проводников, h – толщина полосок. Экспериментально получено следующее выражение для вычисления $\varepsilon_{эф}(0)$ с точностью $\pm 1\%$:

$$\varepsilon_{эф}(0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{W}}}. \quad (4.14)$$

Волна низшего порядка имеет критическую длину $\lambda_{кр\ волн}$, определяемую выражением:

$$\lambda_{кр\ волн} = 2W \sqrt{\varepsilon_r}. \quad (4.15)$$

Соответственно критическая частота волны $f_{кр\ волн}$, ГГц:

$$f_{кр\ волн} = \frac{150}{W\sqrt{\epsilon_r}}, \quad (4.16)$$

где W – ширина полоски, мм.

Для обеспечения возможности распространения рабочего типа волны (квази-Т структуры) необходимо выполнение неравенства

$$\lambda > \lambda_{кр\ волн}, \quad (4.17)$$

откуда имеем:

$$W < \frac{\lambda}{2\sqrt{\epsilon_r}}. \quad (4.18)$$

Поверхностная волна низшего порядка имеет критическую длину $\lambda_{кр\ поверхн}$, определяемую выражением:

$$\lambda_{кр\ поверхн} = 4h\sqrt{\epsilon_r - 1}. \quad (4.19)$$

Соответственно критическая частота поверхностной волны $f_{кр\ поверхн}$, ГГц:

$$f_{кр\ поверхн} = \frac{75}{h\sqrt{\epsilon_r - 1}}, \quad (4.20)$$

где h – высота подложки, мм.

Для того чтобы поверхностная волна не распространялась в несимметричной микрополосковой линии, необходимо выполнение условия

$$\lambda > \lambda_{кр\ поверхн}, \quad (4.21)$$

откуда:

$$h < \frac{\lambda}{4\sqrt{\epsilon_r - 1}}. \quad (4.22)$$

Условия (4.18) и (4.22) обеспечивают работу несимметричной линии передачи только на основной квази-Т волне.

Для рабочей длины волны $\lambda = 0,125\text{ м}$ и выбранного материала подложки с $\varepsilon_r = 4,1$ имеем:

$$W < \frac{0,125}{2\sqrt{4,1}} \approx 30,9 \cdot 10^{-3} \text{ м}, \quad (4.23)$$

$$h < \frac{0,125}{4\sqrt{4,1-1}} \approx 17,7 \cdot 10^{-3} \text{ м}. \quad (4.24)$$

Таким образом, определены условия распространения рабочего типа волны в полосковых конструкциях одиночных излучателей и линий передачи. Для этих значений выполняются неравенства (4.18) и (4.22), что означает распространение вдоль линии передачи и в полосковом излучателе только квази-Т волны с длиной

$$\text{волны в линии } \lambda_{Л} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{эф}(0)}}.$$

Для полосковой линии передачи выберем значения ширины печатного проводника $W = 20\text{ мм}$ и толщины печатного проводника $h = 0,1\text{ мм}$.

По формуле (4.14) для расчета относительной эффективной диэлектрической проницаемости $\varepsilon_{эф}(0)$ полосковой линии передачи имеем:

$$\varepsilon_{эф}(0) = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{10h}{W}}} = \frac{4,1 + 1}{2} + \frac{4,1 - 1}{2} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{10 \cdot 0,1}{20}}} \approx 3,97. \quad (4.25)$$

Тогда длина волны $\lambda_{Л}$ в полосковой линии передачи:

$$\lambda_{Л} = \frac{\lambda}{\sqrt{\varepsilon_{эф}(0)}} = \frac{0,125}{\sqrt{3,97}} \approx 62,7 \cdot 10^{-3} \text{ м}. \quad (4.26)$$

Для конструкции одиночного полоскового излучателя условиями работы на основном типе волны являются требования к геометрическим размерам излучателя – они не должны превышать полученного выше значения.

В случае невыполнения этого условия в одиночном излучателе полоскового типа будут распространяться волны высших типов, что неизбежно приведет к увеличению боковых лепестков ДН и отрицательно скажется на характеристиках ФАР в целом.

4.6 Расчет геометрии полоскового излучателя

Резонансную длину b_m полоски можно определить с помощью выражения

$$b_m = (2m + 1) \frac{\lambda_{Д}}{2}. \quad (4.27)$$

Для получения наименьших габаритов полоскового излучателя примем $m = 0$, тогда минимальная резонансная длина b полоски:

$$b = \frac{\lambda_{Д}}{2} = \frac{62,7 \cdot 10^{-3} \text{ м}}{2} \approx 31,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}. \quad (4.28)$$

Точка возбуждения $y_{умт.}$ полоскового излучателя определяется следующим образом:

$$y_{умт.} = \frac{b}{3} = \frac{31,4 \cdot 10^{-3} \text{ м}}{3} \approx 10,5 \cdot 10^{-3} \text{ м}. \quad (4.29)$$

Таким образом, в дополнение к рассмотренным в разделе 3 примерам выбора схемы размещения излучателей и расчета геометрических параметров антенной решетки проведены выбор материалов полосковой линии передачи и одиночного излучателя, определение условий распространения рабочего типа волны в одиночном излучателе и расчет его геометрии.

4.7 Вопросы для самопроверки к четвертому разделу

4.7.1 Чем удобен для ФАР сантиметрового диапазона волн излучающий элемент в виде открытого конца прямоугольного волновода?

4.7.2 Какими выражениями определяются нормированные ДН для открытого конца волновода?

4.7.3 Какие существуют методы согласования элементов плоских ФАР и источников их возбуждения?

4.7.4 Каковы особенности выбора и использования диэлектрического покрытия ФАР?

4.7.5 Что представляет собой типичный печатный излучатель?

4.7.6 Какие существуют разновидности печатных излучателей?

4.7.7 Волны какой поляризации могут излучать плоскостные антенны СВЧ?

4.7.8 В каком диапазоне частот могут работать плоскостные антенны СВЧ?

4.7.9 Какие требования необходимо учитывать при выборе материала проводников полосковой линии передачи и одиночного излучателя?

4.7.10 Как выполняется определение условий распространения рабочего типа волны в одиночном печатном излучателе?

4.7.11 Какие условия обеспечивают работу несимметричной линии передачи только на основной волне?

4.7.12 Как выполняется расчет геометрии полоскового излучателя?

4.7.13 Каковы достоинства и недостатки планарных МПА?

4.7.14 Какие требования необходимо учитывать при выборе диэлектрического материала полосковой линии передачи и одиночного излучателя?

4.7.15 С помощью каких выражений производят расчет ДН прямоугольной МПА?

Заключение

В учебном пособии изложены теоретические и практические сведения, поясняющие принципы разработки и функционирования антенных решеток с электронным управлением ДН без изменения положения антенной системы. Большое внимание уделено освещению примеров конструкторских расчетов как одиночных излучателей, так и антенных решеток в целом. Для оценки полученных при работе с этими материалами знаний предлагается использовать вопросы для самопроверки, приведенные в конце каждого раздела.

При изучении сведений, представленных в пособии, целесообразно самостоятельно расширить их рассмотрением дополнительных вопросов, например, посвященных многолучевым антенным решеткам. Для этого рекомендуется воспользоваться работами, указанными в списке использованных источников.

Учебное пособие призвано помочь обучающимся связать теоретические сведения в области электромагнитного поля системы излучателей с техническими характеристиками и конструктивными особенностями антенных решеток с целью понимания основных принципов их функционирования и конструирования в рамках подготовки по образовательной программе высшего образования по направлению 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств.

Список сокращений

ДН – диаграмма направленности

КНД – коэффициент направленного действия

КПД – коэффициент полезного действия

КУ – коэффициент усиления

ПХ – поляризационная характеристика

АФУ – антенно-фидерное устройство

ЭДС – электродвижущая сила

РЛС – радиолокационная система

ФАР – фазированная антенная решетка

ЭВМ – электронно-вычислительная машина

МПА – микрополосковая антенна

СУ – согласующее устройство

СВЧ – сверхвысокие частоты

Список использованных источников

- 1 Банков, С.Е. Антенные решетки с последовательным питанием / С.Е. Банков. – М.: Физматлит, 2013. – 416 с.
- 2 Вендик, О.Г. Антенны с электрическим сканированием / О.Г. Вендик, М.Д. Парнес. – М.: Сайнс-пресс, 2001. – 232 с.
- 3 Воскресенский, Д.И. Антенны с обработкой сигнала : учеб. пособие для вузов / Д.И. Воскресенский. – М.: САЙНС-ПРЕСС, 2002. – 80 с.
- 4 Гошин, Г.Г. Устройства СВЧ и антенны. Часть 2. Антенны : учебное пособие / Г.Г. Гошин. – Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 159 с.
- 5 Григорьев, А.Д. Электродинамика и микроволновая техника : учебник / А.Д. Григорьев. – СПб.: Лань, 2007. – 704 с.
- 6 Дудник, П.И. Многофункциональные радиолокационные системы : учебное пособие для вузов / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский. – М.: Дрофа, 2007. – 283 с.
- 7 Зелкин, Е.Г. Методы синтеза антенн: Фазированные антенные решетки и антенны с непрерывным раскрывом / Е.Г. Зелкин, В.Г. Соколов. – М.: Сов. радио, 1980. – 296 с.
- 8 Кофанов, Ю.Н. Теоретические основы конструирования, технологии и надежности радиоэлектронных средств : учеб. для вузов / Ю.Н. Кофанов. – М.: Радио и связь, 1991. – 359 с.
- 9 Кочержевский, Г.Н. Антенно-фидерные устройства : учебник для вузов / Г.Н. Кочержевский, Г.А. Ерохин, Н.Д. Козырев. – М.: Радио и связь, 1989. – 352 с.
- 10 Малышев, В.А. Устройства сверхвысоких частот : учебное пособие / В.А. Малышев, Г.Г. Червяков, В.И. Кротов. – М.: УмиИЦ «Учебная литература», 2006. – 352 с.
- 11 Микроэлектронные устройства СВЧ : учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / Под ред. Г.И. Веселова. – М.: Высшая школа, 1988. – 280 с.

- 12 Ненашев, А.П. Конструирование радиоэлектронных средств : учебник для радиотехнич. спец. вузов / А.П. Ненашев. – М.: Высшая школа, 1990. – 432 с.
- 13 Никольский, В.В. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. пособие для вузов / В.В. Никольский, Т.И. Никольская. – М.: Наука, 1989. – 544 с.
- 14 Панченко, Б.А. Микрополосковые антенны / Б.А. Панченко, Е.И. Нефедов. – М.: Радио и связь, 1986. – 145 с.
- 15 Петров, Б.М. Электродинамика и распространение радиоволн : учеб. для вузов / Б.М. Петров. – М.: Горячая линия-Телеком, 2003. – 558 с.
- 16 Пименов, Ю.В. Техническая электродинамика : учеб. пособие для вузов / Ю.В. Пименов, В.И. Вольман, А.Д. Муравцов. – М.: Радио и связь, 2000. – 536 с.
- 17 Пономарев, Л.И. Сканирующие многочастотные совмещенные антенные решетки / Л.И. Пономарев, В.И. Степаненко. – М.: Радиотехника, 2009. – 328с.
- 18 Пчельников, Ю.Н. Электроника сверхвысоких частот / Ю.Н. Пчельников, В.Т. Свиридов. – М.: Радио и связь, 1981. – 96 с.
- 19 Расчет и измерение характеристик устройств СВЧ и антенн : учеб. пособие / Под общ. ред. Ю.Е. Мительмана. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2016. – 140 с.
- 20 Сазонов, Д.М. Антенны и устройства СВЧ : учеб. для радиотехнич. спец. вузов / Д.М. Сазонов. – М.: Высш. шк., 1988. – 432 с.
- 21 Семенов, Н.А. Техническая электродинамика : учеб. пособие для вузов / Н.А. Семенов. – М.: Связь, 1973. – 480 с.
- 22 Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В.И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1982. – 328 с.
- 23 Справочник по элементам полосковой техники / Под ред. А.Л. Фельдштейна. – М.: Связь, 1979. – 336 с.
- 24 Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток : учеб. пособие для вузов / Под ред. Д.И. Воскресенского. – М.: Радиотехника, 2003. – 632 с.
- 25 Фельд, Я.Н. Основы теории антенн : учеб. пособие для вузов / Я.Н. Фельд, Л.С. Бененсон. – М.: Дрофа, 2007. – 491 с.

26 Фельдштейн, А.Л. Справочник по элементам волноводной техники / А.Л. Фельдштейн, Л.Р. Явич, В.П. Смирнов. – М.: Сов. радио, 1967. – 651 с.

27 Хижа, Г.С. СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на р-і-п-диодах в интегральном исполнении / Г.С. Хижа, И.Б. Вендик, Е.А. Серебрякова. – М.: Радио и связь, 1984. – 184 с.

28 Чебышев, В.В. Микрополосковые антенны в многослойных средах / В.В. Чебышев. – М.: Радиотехника, 2007. – 159 с.

29 Чебышев, В.В. Микрополосковые антенны и решетки в слоистых средах : учеб. пособие / В.В. Чебышев. – М.: Радиотехника, 2003. – 102 с.

30 Шабунин, С.Н. Измерение параметров антенн : учеб. пособие / С.Н. Шабунин, Ю.Е. Мительман, Н.С. Князев. – Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2014. – 56 с.

31 Шередько, Е.Ю. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства : учеб. пособие для вузов / Е.Ю. Шередько. – М.: Связь, 1976. – 182 с.

Учебное пособие

Михаил Георгиевич Петрушанский

ОСНОВЫ КОНСТРУИРОВАНИЯ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

ISBN 978-5-7410-1839-2



9 785741 018392