

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение.....	5
Глава 1. Общая теория антенных устройств.....	6
1.1. Классификация антенн.....	9
1.2. Диапазоны радиочастот.....	13
1.3. Необходимые понятия из электродинамики.....	14
1.4. Определение поля излучения антенны.....	19
1.5. Векторная комплексная характеристика направленности.....	24
1.6. Амплитудная характеристика направленности (ХН).....	26
1.7. Диаграмма направленности.....	28
1.8. Фазовая характеристика направленности.....	32
1.9. Поляризационная характеристика направленности.....	33
1.10. Коэффициент направленного действия.....	34
1.11. Коэффициент полезного действия и коэффициент усиления.....	37
1.12. Излучаемая мощность.....	38
1.13. Сопротивление излучения.....	38
1.14. Входное сопротивление.....	38
1.15. Рабочий диапазон частот антенны.....	39
1.16. Теорема перемножения.....	40
1.17. Принцип электродинамического подобия.....	41
1.18. Измерение характеристик антенн.....	42
Глава 2. Теория приемных антенн.....	48
2.1. Уравнение идеальной радиопередачи.....	52
Глава 3. Линейные излучающие системы.....	54
3.1. Множитель направленности линейного излучателя.....	55
3.2. Влияние амплитудного распределения на параметры ДН.....	62
3.3. Влияние фазовых искажений на параметры ДН.....	64
3.4. Линейная дискретная система.....	70
Глава 4. Апертурные антенны.....	75
4.1. Плоские излучающие раскрыты и решетки.....	75
4.2. Рупорные антенны.....	81
4.3. Линзовые антенны.....	87
4.4. Зеркальные антенны.....	91
Глава 5. Сканирующие антенны.....	99
Глава 6. Линии передачи СВЧ.....	104
6.1. Волновое сопротивление.....	107
6.2. Дисперсия, критическая длина волны.....	108

6.3. Двухпроводная линия передачи.....	109
6.4. Коаксиальная линия передачи.....	110
6.5. Коаксиальные соединители (разъемы).....	113
6.6. Полосковые линии передачи.....	116
6.7. Волноводные линии передачи, типы, использование.....	117
6.8. Прямоугольный волновод.....	120
6.9. Режимы работы линий передачи.....	122
6.10. Входное сопротивление нагруженного отрезка линии передачи.....	125
6.11. Круговая диаграмма полных сопротивлений.....	128
Глава 7. Матричная теория многополюсников СВЧ.....	132
7.1. Матрица рассеяния.....	134
7.2. Свойства матрицы рассеяния.....	136
Глава 8. Элементы и узлы СВЧ-устройств.....	138
8.1. Классификация.....	138
8.2. Общие принципы согласования нагрузки с линией передачи.....	141
Глава 9. Фильтры СВЧ.....	157
9.1. Нормализация сопротивлений фильтра.....	162
9.2. Нормализация частоты.....	163
9.3. Нормализация полосы пропускания.....	163
9.4. Фильтр-прототип.....	165
Заключение.....	173
Задачи для самостоятельного решения.....	174
Библиографический список.....	178

Введение

Настоящее учебное пособие предназначено для изучения теоретического материала по дисциплине «Устройства сверхвысокой частоты (СВЧ) и антенны» студентами радиотехнического направления. Изложение материала ведется с учетом того, что студент владеет необходимым материалом из высшей математики и физики в объеме курсов технических университетов, изучил такие дисциплины, как основы теории цепей, радиотехнические цепи и сигналы, электродинамика и распространение радиоволн.

Разделы пособия основаны на знаниях, полученных студентом в курсе «Электродинамика и распространение радиоволн» или подобном.

Пособие посвящено изучению антенн и устройств СВЧ-диапазона, т. е. предназначенных для частот выше 300 МГц и ниже 3 ТГц. Поскольку курс рассчитан на радиоинженеров различных специализаций, в курсе рассмотрены расчет и измерение основных характеристик антенн, формы их представления. Теория приемных антенн описана в объеме, позволяющем также понять основные параметры антенн в режиме приема, связать между собой параметры антенн в режимах передачи и приема.

Основное внимание в теории расчета параметров антенн уделяется непрерывным и дискретным линейным излучающим системам. Предполагается, что знание этого раздела позволит студенту при необходимости самостоятельно изучить разделы, связанные с особенностями расчета конкретного типа антенны.

Рассматриваются различные типы линий передачи, являющихся основой для создания устройств СВЧ, большое внимание уделяется волновой матрице рассеяния, ее свойствам, физическому смыслу ее элементов, методам измерения параметров. Матрица рассеяния позволяет с единых позиций подходить к изучению свойств устройств СВЧ различного назначения.

Глава 1

Общая теория антенных устройств

К радиоволнам относят электромагнитные колебания от частот 3 Гц до $3 \cdot 10^{12}$ Гц. Условно их разделяют на диапазоны по десятичному принципу от декаметровых до субмиллиметровых волн. Диапазон от $3 \cdot 10^7$ Гц до $3 \cdot 10^{12}$ Гц относят к ультракоротким волнам. Внутри этого диапазона область от 300 МГц до 3 ТГц относят к СВЧ-диапазону. Этот участок диапазона радиоволн и рассматривается в курсе «Устройства СВЧ и антенны».

При определении характеристик антенн и устройств СВЧ необходимо знать структуру электромагнитного поля в рассматриваемом объеме пространства. Для расчета электромагнитного поля в каждом конкретном случае решается соответствующая электродинамическая задача.

Можно выделить два класса задач электродинамики, которые называются прямыми и обратными. Прямые задачи электродинамики, называемые задачами анализа, состоят в определении электромагнитного поля, которое создается в рассматриваемом объеме под воздействием известных (заданных) источников. Обратные задачи электродинамики, называемые задачами синтеза, состоят в определении источников поля, которые создают заданное электромагнитное поле, имеющее необходимую структуру.

Любую задачу электродинамики можно решить, задав граничные условия на поверхностях структур, входящих в рассматриваемую систему (включая граничные условия на бесконечности), используя уравнения Максвелла в той или иной форме. Однако найти такое решение достаточно сложно. Строгие аналитические решения известны только для нескольких достаточно простых структур (тонкий симметричный вибратор, излучение круглых волноводов, поле бесконечного параболоида вращения). С другой стороны, результаты, осно-

ванные на численных методах решения уравнений Максвелла, могут использоваться на практике уже достаточно образованным специалистом в этой области, поскольку связь между особенностями решаемой задачи и результатами расчетов, как правило, не очевидна.

В связи с тем, что строгое аналитическое решение найти трудно, порой и невозможно, а численные решения, особенно при изучении антенн и устройств СВЧ, мало информативны, задача о нахождении поля излучения антенны разбивается на две самостоятельные задачи – внутреннюю и внешнюю задачи электродинамики. Причем это относится как к прямым, так и обратным задачам электродинамики, т. е. к задачам анализа и синтеза.

Внутренняя задача электродинамики состоит в определении амплитуд и фаз токов в антенне либо амплитуд и фаз поля на замкнутой поверхности, охватывающей антенну (объем, в котором находятся источники поля).

Внешняя задача электродинамики состоит в определении поля излучения антенны по заданному амплитудно-фазовому распределению токов или полей в антенне (найденных в результате решения внутренней задачи электродинамики).

Возможность разбиения общей задачи электродинамики на две самостоятельные (внутреннюю и внешнюю) основана на том, что влияние излучаемого антенной электромагнитного поля на распределение токов и полей в самой антенне невелико. Это и дает возможность пренебречь указанным влиянием и разбить единую задачу на две. В строгом же смысле необходимо решать так называемую самосогласованную задачу, в которой учитывается влияние поля, создаваемого антенной, на ток или поле в ней самой.

Как правило, внутренняя задача электродинамики решается приближенно, для каждого класса антенн по-своему на основании достаточно большого опыта, существующего в настоящее время. Единого подхода к решению этого класса задач нет. Даже численные методы зависят от типа (формы) анализируемых антенн, поскольку в них используются различные системы координат и координатных поверхностей для упрощения получающихся уравнений, что, в конечном счете, приводит к увеличению скорости вычислений, а значит и к возможности рассмотрения более сложных антенн.

Радиолиния любого назначения состоит, как правило, из двух устройств – передающего и приёмного, связь между которыми осуществляется при помощи электромагнитных волн, распространяющихся в свободном пространстве.

Структурная схема простейшей радиолинии показана на рис. 1.

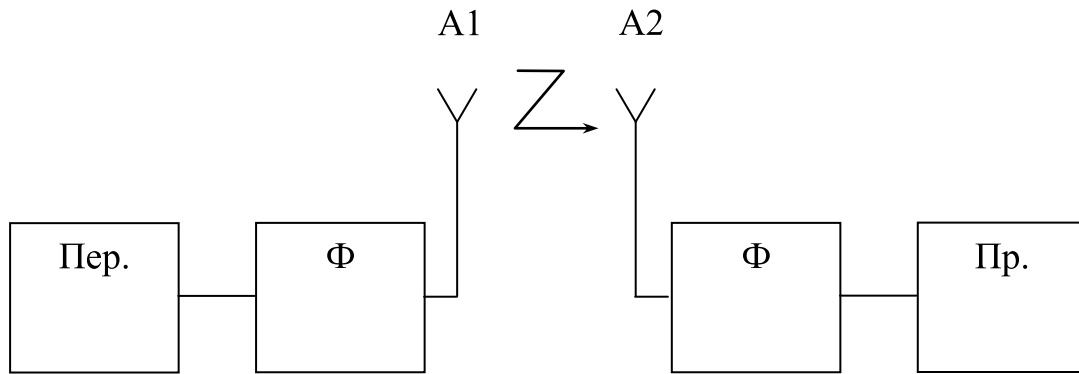


Рис. 1. Структурная схема линии радиосвязи: Пер. – передатчик, Ф – фидерный тракт, A1 – передающая антенна, A2 – приёмная антенна, Пр. – приёмник

Передатчик генерирует электромагнитные колебания, распространяющиеся в фидерном тракте, при помощи которого они передаются в устройство A1, называемое передающей антенной. Антенна преобразует токи, протекающие в ней, в энергию электромагнитных колебаний, распространяющихся в свободном пространстве. Эти электромагнитные колебания достигают устройства A2, называемого приёмной антенной, в которой происходит обратное преобразование энергии свободно распространяющихся электромагнитных колебаний в энергию токов, протекающих в фидерном тракте (линии передачи), при помощи которого они поступают в приёмное устройство.

Таким образом, антенну можно рассматривать как некий трансформатор, либо преобразующий направляемые линией передачи электромагнитные колебания в свободно распространяющиеся электромагнитные волны, либо выполняющий обратное преобразование свободно распространяющихся электромагнитных колебаний в волны (токи), передаваемые линией передачи.

В большинстве антенн эти функции обратимы, т. е. одна антенна может работать как на приём, так и на передачу. Такие антенны называют приёмно-передающими.

Преобразование энергии токов высокой или сверхвысокой частоты в режиме передачи или обратное преобразование в режиме приёма является первой функцией антенны.

В настоящее время существует множество различных типов антенн. Каждая антенна может характеризоваться определенным набором параметров. Значение этих параметров определяется при элек-

тродинамическом анализе антенны либо при экспериментальном её исследовании. Эти параметры должны позволять качественно и количественно оценивать свойства антенн, сопоставлять различные типы антенн между собой, производить выбор необходимой антенны из множества существующих.

1.1. Классификация антенн

Классификация антенн возможна:

- по функциональному назначению. Например, приемные, передающие, связные, телевизионные, радиолокационные, бортовые и т. д;
- по конструкторско-технологическим признакам. Например, рупорные, спиральные, печатные, зеркальные, щелевые, линзовые, вибраторные и т. д.;
- по электродинамическим или электрическим свойствам и параметрам.

Здесь также возможны различные классификации. Например, по диапазону длин волн: антенны ДВ, СВ, КВ, УКВ, СВЧ; по относительной ширине полосы пропускания – широкополосные, сверхширокополосные, диапазонные, узкополосные, резонансные. Антенны могут различаться своими направленными свойствами (направленные, слабонаправленные, ненаправленные) или по поляризационному признаку (антенны круговой, эллиптической, линейной, вертикальной, горизонтальной поляризации). Это перечисление можно было бы продолжать, настолько богат мир антенн.

Однако, несмотря на такое многообразие, все антенны по принципу формирования диаграммы направленности можно разделить на три больших класса:

- линейные,
- апертурные,
- антенные решетки.

Линейные антенны

К линейным антеннам (ЛА) относят любые излучающие системы, малых по сравнению с длиной волны поперечных размеров, в которых направление протекания тока совпадает с осью системы (рис. 2). В простейшем случае представляют собой тонкий металлический проводник, по которому протекает переменный во времени электрический ток, или узкую щель в металлическом экране, между краями

которой приложено переменное напряжение. К линейным антеннам относят не только прямолинейные, но также искривленные или изогнутые проводники и щели, если их поперечные размеры много меньше длины волны. В более широком смысле к линейным можно отнести некоторые типы антенн, поперечные размеры которых сравнимы с длиной волны (например, утолщенные вибраторные, спиральные, диэлектрические стержневые).

Линейные антенны могут быть антеннами стоячих волн (АСВ) и бегущих волн (АБВ) с различными амплитудно-фазовыми распределениями (АФР) вдоль них. В АБВ режим бегущей волны реализуется посредством возбуждения антенны с одного конца и включением поглощающей нагрузки на противоположном конце или за счет спадающего амплитудного распределения, например вследствие непрерывного излучения бегущей волны тока. К АСВ относятся симметричные и несимметричные вибраторы, щелевые антенны, рамочные антенны. К АБВ можно отнести спиральные, диэлектрические стержневые, антенны поверхностных волн. Отличительной особенностью линейных антенн является последовательная схема питания (возбуждения) элементов антенны и, как следствие, возможность зависимости характеристик излучения от длины антенны или от её частоты.



Рис. 2. Линейные антенны: штыревая, петлевой вибратор, директорная, логопериодическая

Апертурные антенны

Характеризуются тем, что у них можно выделить некоторую ограниченную поверхность, как правило плоскую, через которую проходит весь поток излучаемой или принимаемой мощности. Эта поверхность называется апертурой или раскрывом, размеры которых обычно много больше длины волны. К апертурным антеннам (АА) относятся рупорные, зеркальные, линзовые антенны, открытые концы

волноводов (рис. 3). Принципы формирования диаграммы направленности у них подобны оптическим. Отличительной особенностью этого класса антенн является параллельная схема возбуждения элементов апертуры посредством системы независимых лучей и, как следствие, независимость формы диаграммы направленности от размеров апертуры или от частоты.

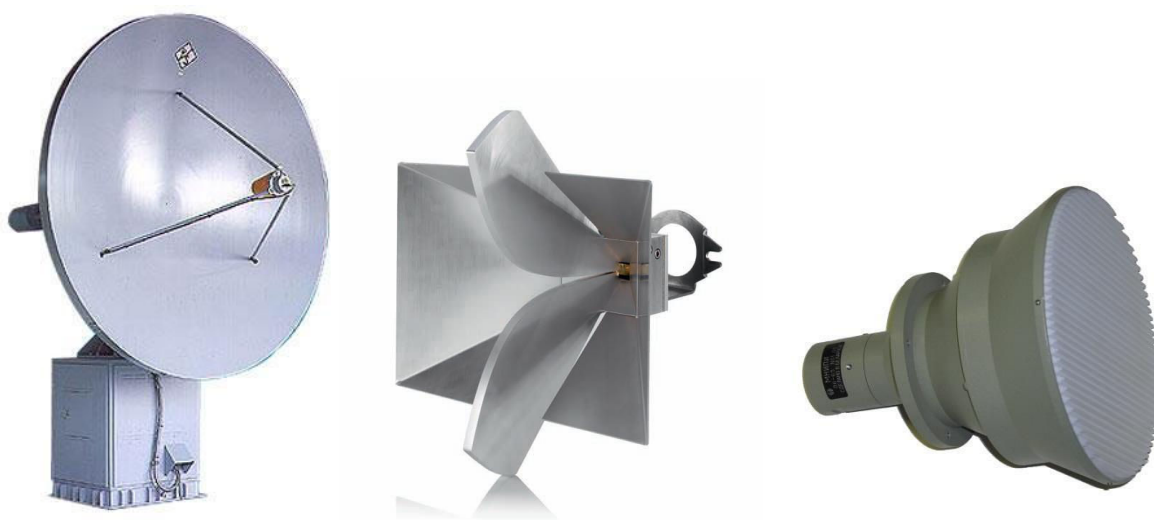


Рис. 3. Апертурные антенны: зеркальная, рупорная, линзовая

Антенные решетки

Это системы однотипных излучателей, расположенных в пространстве по определённому закону и конкретным образом возбуждаемых (рис. 4). Антенные решетки (АР) могут быть одномерными (или линейными) и двумерными (или поверхностными). Примерами линейных решеток являются директорная антенна и система щелей, прорезанных в стенках волновода (волноводно-щелевая решетка).



Рис. 4. Антенные решетки: волноводно-щелевая, микрополосковая

Таблица 1

Диапазоны радиочастот

Диапазон частот	Наименование диапазона частот	Диапазон длин волн	Наименование диапазона длин волн
3–30 Гц	КНЧ – крайне низкие	100 000–10 000 км	СДВ – сверхдлинные (мираметровые)
30–300 Гц	СНЧ – сверхнизкие	10 000–1000 км	
300–3000 Гц	ИНЧ – инфранизкие	1000–100 км	
3–30 кГц	ОНЧ – очень низкие VLF – very low	100–10 км	
30–300 кГц	НЧ – низкие LF – low	10–1 км	ДВ – длинные (километровые)
300–3000 кГц	СЧ – средние MF – middle	1000–100 м	СВ – средние (гектометровые)
3–30 МГц	ВЧ – высокие HF – high	100–10 м	КВ – короткие (декаметровые)
30–300 МГц	ОВЧ – очень высокие VHF – very high	10–1 м	УКВ – ультракороткие (метровые)
300–3000 МГц	УВЧ – ультравысокие UHF – ultra-high	100–10 см	УКВ – ультракороткие (дециметровые)
3–30 ГГц	СВЧ – сверхвысокие SHF – super high	10–1 см	сантиметровые
30–300 ГГц	КВЧ – крайне высокие EHF – extra high	10–1 мм	миллиметровые
300–3000 ГГц	ГВЧ – гипервысокие NHF – hyper high	1–0,1 мм	субмиллиметровые

Из совокупности одномерных решеток можно составить двумерную решетку. Излучатели в решетках могут располагаться на плоских поверхностях или на поверхностях с криволинейной образующей. Схема питания элементов решеток может быть как последовательной, так и параллельной, а также комбинированной. Важное место в классе антенных решеток занимают фазированные антенные решетки (ФАР) с независимой регулировкой амплитудно-фазовых распределений на элементах.

1.2. Диапазоны радиочастот

Диапазоны радиочастот принято классифицировать по десятичному принципу: границы поддиапазонов отличаются по величине в десять раз. В табл. 1 приведены диапазоны частот и длин волн.

В литературе встречается и иное деление на диапазоны. Диапазон МВ называется УКВ – ультракороткими волнами; часто сверхвысокими частотами (СВЧ) называют интервал от 300 МГц до 30 ГГц, в англоязычной литературе используют термин «микроволны» (microwaves). Диапазон от 30 до 100 ГГц относят к крайне высоким частотам (КВЧ), а от 100 до 1000 ГГц – к гипервысоким частотам (ГВЧ). Весь диапазон КВЧ обычно делят на три интервала: 30–100 ГГц, 100–200 ГГц и более 200 ГГц. Гипервысокие частоты называют субмиллиметровыми.

СВЧ-диапазон дополнительно подразделяется на поддиапазоны, обозначаемые латинскими буквами (табл. 2).

Таблица 2

Поддиапазоны СВЧ

L	S	C	X	Ku	K	Ka
1–2	2–4	4–8	8–12	12–18	18–26,5	26,5–40
Q	U	V	E	W	F	D
30–50	40–60	50–75	60–90	75–110	90–140	110–170

Децимальные приставки

Как правило, в диапазоне частот СВЧ типовые значения индуктивностей и емкостей измеряются в мкГн, пФ, длин волн – мм, см, а частоты – в МГц и ГГц. Таким образом, на практике часто прихо-

дится сталкиваться с необходимостью перевода одних десятичных множителей в другие, для напоминания они приведены в табл. 3.

Таблица 3

Десятичные множители

10^1	дека	10^{-1}	деци
10^2	гекто	10^{-2}	санци
10^3	кило	10^{-3}	милли
10^6	мега	10^{-6}	микро
10^9	гига	10^{-9}	нано
10^{12}	тера	10^{-12}	пико
10^{15}	пета	10^{-15}	фемто

Кроме того, весьма часто приходится определять длину волны по известной частоте и наоборот. Эти две величины связаны простейшим соотношением:

$f = \frac{c}{\lambda}$, где $c = 3 \cdot 10^8$ м – скорость света в вакууме.

«Расположение» переменных в формуле легко запомнить, если обратиться к единицам измерения соответствующих величин: частота измеряется в Гц, т. е. 1/с, длина волн – в м, скорость света – в м/с. Соответственно, чтобы получить, например, метры (длину волны) – нужно м/с

(скорость света) поделить на 1/с (частоту), т. е. $\lambda = \frac{c}{f}$.

Полезно запомнить два характерных значения частоты и соответствующие им длины волны: $f = 300$ МГц: $\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \cdot 10^8}{300 \cdot 10^6} = 1$ м и $f = 1$ ГГц: $\lambda = 30$ см.

1.3. Необходимые понятия из электродинамики

Векторы электромагнитного поля

Радиоволны представляют собой колебания, возникающие в электромагнитном поле. Электромагнитное поле – совокупность двух полей: электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} . Электрическое поле воздействует на заряженные частицы, магнитное поле – на проводники с током.

Электрическое и магнитное поле – векторные величины, т. е. величины, имеющие направление. Они изображаются в виде стрелок,

причем длина стрелки соответствует напряженности поля, а её направление указывает направление поля (рис. 5).

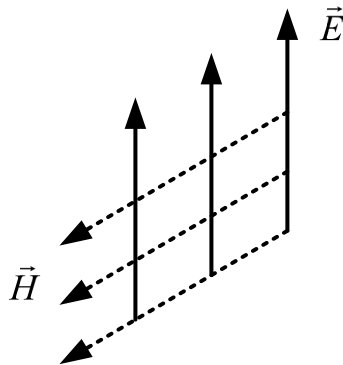


Рис. 5. Векторы электромагнитного поля

В электродинамике исследуются законы, устанавливающие взаимосвязь между током, возбуждающим электромагнитное поле, векторами поля и параметрами вещества, в котором поле существует. Эти законы называются уравнениями Максвелла.

Основными следствиями из уравнений Максвелла являются следующие:

- переменный ток порождает переменное электромагнитное поле;
- векторы электрического \vec{E} и магнитного \vec{H} полей всегда перпендикулярны;
- линии вектора \vec{H} всегда замкнуты и охватывают линии тока, который их породил.

В случае если электрическое и магнитное поля начинают изменяться во времени и пространстве по периодическому закону, говорят о распространении электромагнитной волны. Тогда закон изменения амплитуды поля можно записать в виде:

$$E(z, t) = E_0 \sin(\omega t + kz),$$

где $\omega = 2\pi f$ – круговая частота, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число. Аргумент синуса $\omega t + kz$ называют полной фазой колебания. График этой функции приведен на рис. 6.

Расстояние между одинаковыми точками на этом графике называется длиной волны и обозначается λ . Если рассмотреть процесс

во времени, то показанная на рисунке синусоида будет распространяться вдоль оси z со скоростью V_ϕ , которая называется фазовой скоростью. В свободном пространстве фазовая скорость по-другому называется скоростью света и имеет величину $c = 3 \cdot 10^8$ м/с. В векторном виде изменение распределения поля показано на рис. 7.

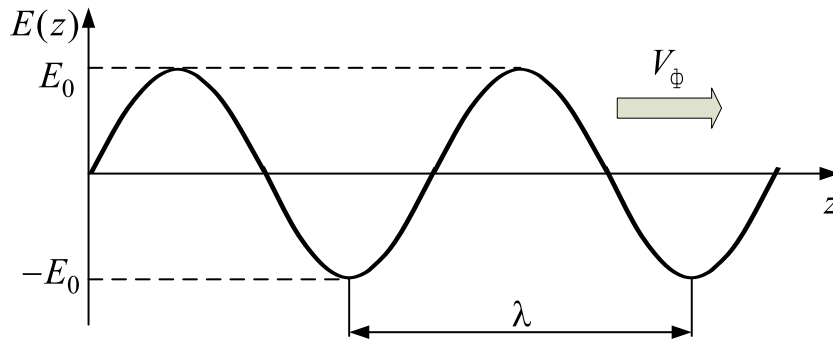


Рис. 6. Электромагнитная волна

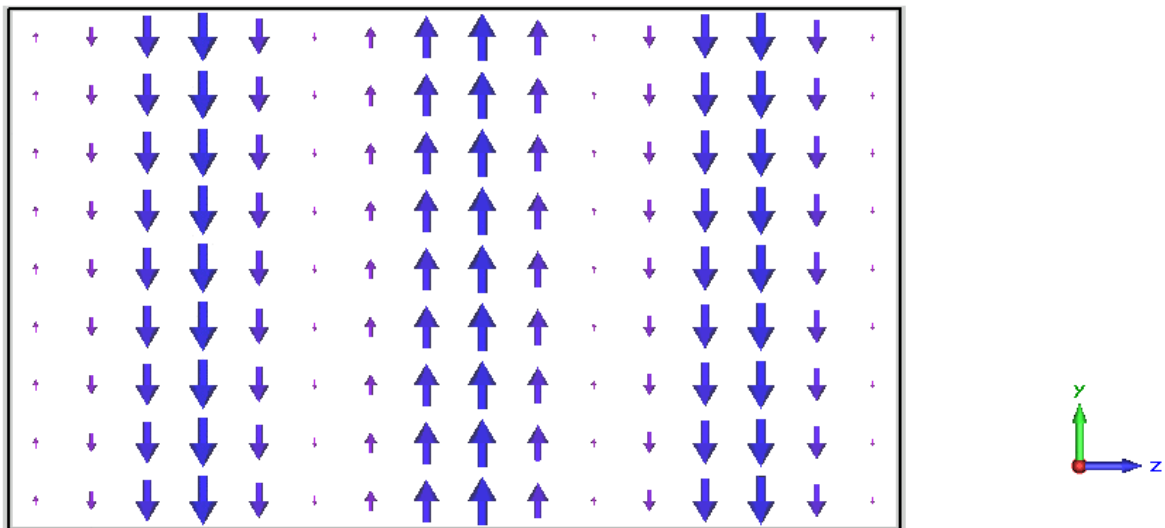


Рис. 7. Распределение поля в пространстве

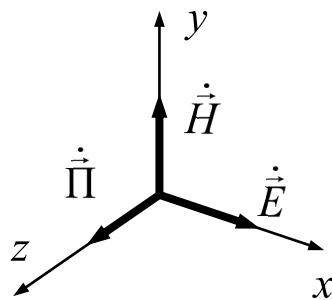


Рис. 8. Вектор Пойнтинга

Направление распространения волны указывается третьим вектором, называемым вектором Пойнтинга (рис. 8). Этот вектор вычисляется как векторное произведение:

$$\vec{\Pi} = [\vec{E}, \vec{H}].$$

Для определения направления результирующего вектора $\vec{\Pi}$ в данном векторном произведении (и любом другом) можно использовать два мнемоправила:

1. Правило буравчика (штопора) – направление результирующего вектора $\vec{\Pi}$ совпадает с направлением осевого движения штопора при его вкручивании по направлению от первого вектора \vec{E} ко второму вектору \vec{H} .

2. Правило правой руки: большой палец – направление вектора \vec{E} , указательный – вектор \vec{H} , результат $\vec{\Pi}$ – средний палец, согнутый перпендикулярно ладони.

Когда переменный ток протекает по проводнику (проводу), вокруг проводника возникают переменное электрическое и магнитное поля. Если длина проводника очень мала по сравнению с длиной волны, то электромагнитное поле будет быстро затухать на расстоянии 1–2 длины волны от проводника. Однако если удлинить проводник, то напряженность поля увеличится, и некоторое количество энергии будет уходить в окружающее пространство: возникнет электромагнитная волна. Когда длина проводника достигает половины длины волны частоты тока, приложенного к проводнику, основная часть энергии этого тока будет превращаться в электромагнитную волну. Таким образом, для организации радиосвязи нужны следующие условия: переменный ток, подаваемый от передатчика, проводник, по которому этот ток протекает, и возникновение электрического и магнитного полей вокруг проводника.

Поляризация

Поляризация – это направление вектора электрического поля в электромагнитной волне. Если линии электрического поля \vec{E} направлены перпендикулярно земной поверхности, то волну называют вертикально поляризованной (рис. 9). Если линии \vec{E} горизонтальны, то волна горизонтально поляризованная.

Когда однопроводная антенна излучает или принимает энергию радиоволны, то максимальная напряженность создается (принимает-

ся), если антенна ориентирована параллельно направлению электрического поля. Другими словами, вертикальная антенна принимает вертикально поляризованную волну, горизонтальная антенна – горизонтально поляризованную.

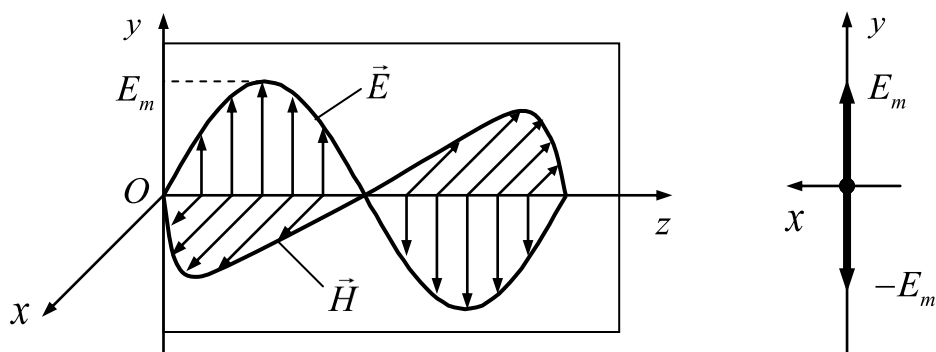


Рис. 9. Линейная поляризация

Возможна также так называемая эллиптическая поляризация. В этом случае у вектора \vec{E} присутствуют как горизонтальная, так и вертикальная составляющие, и с течением времени вектор вращается, описывая эллипс (рис. 10).

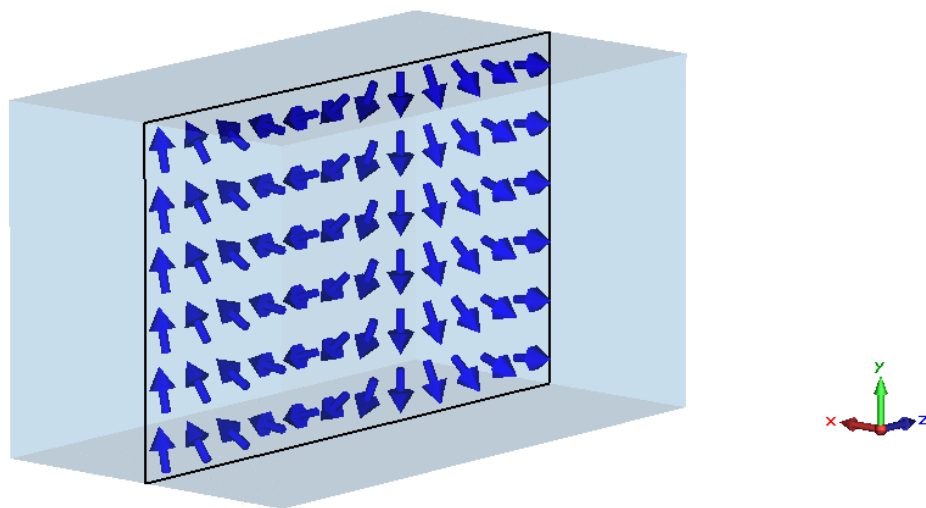


Рис. 10. Эллиптическая поляризация

На низких и средних частотах используется радиосвязь земной волной, и необходимо применять вертикальную поляризацию. Линии вектора \vec{E} перпендикулярны земной поверхности, и радиоволна может распространяться на большие расстояния без существенного ослабления. Так как в этом диапазоне частот земная поверхность близка

по свойствам к хорошему проводнику, то горизонтальные линии вектора \vec{E} быстро затухают.

На высоких частотах, при распространении ионосферной волны, нет большой разницы между горизонтальной и вертикальной поляризациями, так как после отражения от ионосферы радиоволна приобретает эллиптическую поляризацию. Поэтому могут использоваться как горизонтальные, так и вертикальные антенны.

В спутниковой связи используется преимущественно круговая поляризация.

1.4. Определение поля излучения антенны

В большинстве антенн эти функции приема и передачи обратимы, то есть одна антенна может работать как на приём, так и на передачу. Такие антенны называют приёмно-передающими. Как будет показано далее, параметры антенны в режиме приёма можно, в соответствии с теоремой взаимности, найти по параметрам её в режиме передачи. Поскольку с математической точки зрения рассмотрение параметров антенны в режиме передачи более простое, то, как правило, в этом режиме и выполняется определение характеристик антенн.

Поле произвольной антенны с заданными токами (внешняя задача электродинамики) можно определить, используя принцип суперпозиции, вытекающий из линейности уравнений Максвелла.

Предположим, что в некотором объеме V задано произвольное распределение токов $\vec{I}(x, y, z)$ (рис. 11).

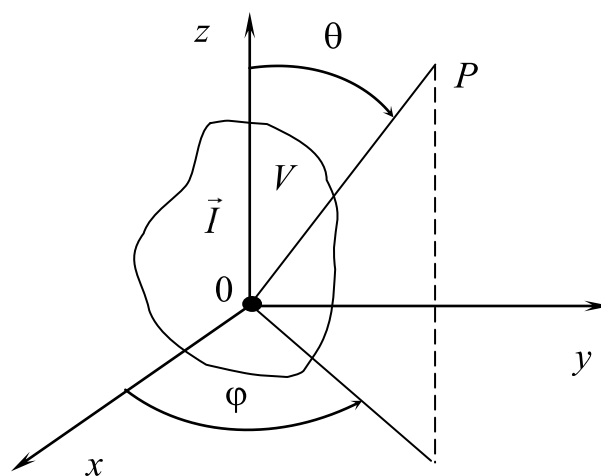


Рис. 11. Токи \vec{I} в произвольном объеме V : P – точка наблюдения поля; θ, ϕ – координаты точки наблюдения сферической системы координат

Разделим каждый из участков тока, протекающего в объеме V , на короткие по сравнению с длиной волны участки. Каждый из этих участков можно рассматривать как элементарный электрический вибратор с известными ориентацией в пространстве и значением тока. Общее поле антенны находится при помощи принципа суперпозиции, согласно которому поле сколь угодно сложной системы токов может быть определено в виде суммы полей отдельных источников, входящих в эту сложную систему. Таким образом, поле находится в виде суммы полей, создаваемых всеми элементарными электрическими вибраторами:

$$\vec{E} = \sum_n \vec{E}_n, \quad (1)$$

где \vec{E}_n – поле n -го элементарного электрического диполя.

Как известно из курса электродинамики, на различных расстояниях от источника поле имеет неодинаковый характер зависимости от расстояния. В курсе антенн, как правило, интересуются электромагнитным полем антенны в так называемой дальней зоне, где амплитуда поля обратно пропорциональна расстоянию от источника поля.

Поле произвольного элементарного электрического излучателя в дальней (волновой) зоне можно записать в следующем виде:

$$\vec{E}_n = i \frac{60\pi \dot{I}_n \Delta l_n}{\lambda r_n} \sin \theta_n e^{i(\omega t - kr_n)} \vec{e}_{\theta_n}, \quad (2)$$

где \dot{I}_n – комплексная амплитуда тока n -го излучателя; Δl_n – длина n -го излучателя; λ – длина волны; k – волновое число свободного пространства; r_n – расстояние от излучателя до точки наблюдения P (рис. 11).

Выражение (2) записано для произвольной ориентации электромагнитных излучателей. Любой ток произвольного направления может быть представлен в виде суммы трех составляющих, направленных по осям декартовой системы координат. Поэтому можно рассмотреть отдельно поля, создаваемые отдельными составляющими тока, а затем просуммировать их. Таким образом, без потери общности можно рассмотреть поля излучателей, направленных вдоль оси OZ , для которых выражение (2) может быть записано в следующем виде:

$$\vec{E}_n = i \frac{60\pi \dot{I}_n \Delta l_n}{\lambda} \sin \theta_0 \frac{e^{i(\omega t - kr_n)}}{r_n}, \quad (3)$$

где \vec{e}_θ – орт сферической системы координат.

Как видно из выражения (3), зависимость поля от времени принята здесь в виде $e^{i\omega t}$, что обусловило отрицательный знак перед слагаемым kr_n . Временной множитель можно из рассмотрения в дальнейшем опустить, если не интересоваться изменением поля во времени.

Таким образом, без временного множителя $e^{i\omega t}$ поле элементарного электрического излучателя – диполя Герца может быть записано в виде:

$$\vec{E}_0 = i \frac{60\pi \dot{I}_0 \Delta l_0}{\lambda} \sin \theta \vec{e}_\theta \frac{e^{-ikr_0}}{r_0}. \quad (4)$$

Как и в большинстве радиотехнических курсов, в курсе «Устройства СВЧ и антенны» рассматриваются монохроматические поля. При необходимости изучения широкополосных сигналов используют преобразования Фурье, предварительно определив параметры устройств и антенн в монохроматическом режиме для всей рассматриваемой полосы частот.

Выражение (1), учитывая (4), можно записать в следующем виде:

$$\vec{E} = i \frac{60\pi \dot{I}_0}{\lambda} \sin \theta \vec{e}_\theta \sum_n \frac{\dot{I}_n}{\dot{I}_0} l_n \frac{e^{-ikr_n}}{r_n}, \quad (5)$$

где \dot{I}_0 – значение тока в какой-либо точке антенны, а временной множитель $e^{i\omega t}$ опущен.

Длины элементарных излучателей (Δl_n), входящих в систему, выбираются с целью наиболее точного представления реального распределения тока в антенне. Не умаляя точности, можно выбрать длины всех излучателей равными длине самого короткого из излучателей, что позволит переписать выражение (5) в виде:

$$\vec{E} = i \frac{60\pi \dot{I}_0 \Delta l_0}{\lambda} \sin \theta \vec{e}_\theta \sum_n \frac{\dot{I}_n}{\dot{I}_0} \frac{e^{-ikr_n}}{r_n}. \quad (6)$$

Если точка наблюдения (P) находится достаточно далеко от антенны, то радиус-векторы от каждой точки антенны в точку наблюдения можно считать коллинеарными, т. е. лучи, идущие из любых точек антенны в точку P , можно считать параллельными. Область пространства, в которой лучи, идущие из любой точки антенны в точку

наблюдения, можно считать параллельными, называется дальней, или фраунгоферовой, зоной антенны.

Определим расстояние до дальней зоны антенны, имеющей максимальный линейный размер L . Найдем критерий, при выполнении которого лучи, проведенные из крайних точек антенны в точку P , будут параллельны (рис. 12).

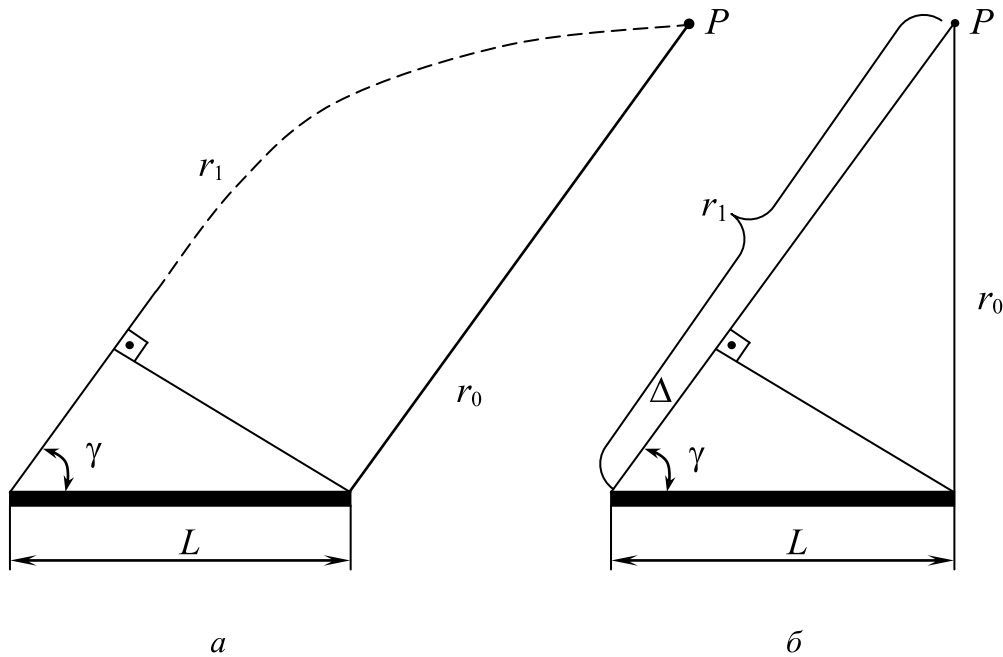


Рис. 12. Определение критерия дальней зоны:
 а – идеальный случай дальней зоны; б – реальная ситуация

Если радиус-векторы (r_0 и r_1), соединяющие крайние точки антенны с точкой наблюдения P , параллельны, то разность этих радиус-векторов будет равна:

$$\Delta r = r_1 - r_0 = L \cos(\gamma), \quad (7)$$

где γ – угол между нормалью к антенне и радиус-вектором в точку наблюдения P .

Истинная разность радиус-векторов r_0 и r_1 будет равна (рис. 12, б):

$$\Delta r = \sqrt{r_0^2 - L^2 \sin^2(\gamma)} + L \cos(\gamma) - r_0. \quad (8)$$

Учитывая, что размер антенны $L \ll r_0$, выражение (8) можно записать в виде:

$$\Delta r \cong r_0 \left(1 - \frac{L^2 \sin^2(\gamma)}{2r_0^2} \right) + L \cos(\gamma) - r_0,$$

или

$$\Delta r \cong L \cos(\gamma) - \frac{L^2 \sin^2(\gamma)}{2r_0}. \quad (9)$$

Выражение (8) может быть заменено выражением (7) при условии, что разность этих выражений, определяющая разность фаз колебаний, достигающих точку наблюдения, должна быть много меньше $\lambda/2$. Таким образом, должно выполняться условие:

$$\frac{L^2 \sin^2(\gamma)}{2r_0} \ll \frac{\lambda}{2}.$$

Поскольку $|\sin(\gamma) \leq 1|$, то, заменяя синус угла единицей, получим следующий критерий, определяющий границу дальней зоны:

$$r_0 \gg \frac{L^2}{\lambda}. \quad (10)$$

Рассмотрим теперь выражение (6), считая, что точка наблюдения находится в дальней зоне, что даст нам возможность записать:

$$r_n = r_0 + \rho_n \cos(\gamma_n), \quad (11)$$

где ρ_n – значение радиус-вектора n -го элементарного диполя, γ_n – угол между радиус-вектором $\vec{\rho}_n$ и радиус-вектором, направленным в точку наблюдения (P).

Значение $\rho_n \ll r_0$, поэтому в амплитудном множителе под знаком суммы выражения (5) значением $\rho_n \cos(\gamma_n)$ можно пренебречь и окончательно записать:

$$\vec{E} = \frac{i60\pi \dot{I}_0 \Delta l_0}{\lambda} \sin \theta \vec{e}_\theta \frac{e^{-ikr_0}}{r_0} \sum_n \frac{\dot{I}_n}{\dot{I}_0} e^{-ik\rho_n \cos(\gamma_n)}. \quad (12)$$

В выражении (12), как и ранее в выражении для поля диполя Герца (4), присутствует множитель вида $\frac{e^{-ikr_0}}{r_0}$, который называется

множителем сферической волны. Из выражения (12) следует, что поле сколько угодно сложной антенной системы будет представлять собою в дальней зоне, как и поле элементарного диполя, сферическую волну. Это дает основание при рассмотрении характеристик антенны опускать множитель сферической волны (как ранее был опущен временной множитель). Этот множитель необходимо всегда дописывать в окончательное выражение, если будет нужна зависимость поля от расстояния r .

1.5. Векторная комплексная характеристика направленности

Из выражений (4) и (12) следует, что поле излучения любой антенны в дальней зоне можно представить в виде:

$$\vec{E} = \vec{f}(\theta, \varphi) \frac{e^{-ikr_0}}{r_0}, \quad (13)$$

где $\vec{f}(\theta, \varphi)$ – векторная комплексная функция, вид которой зависит от антенной системы.

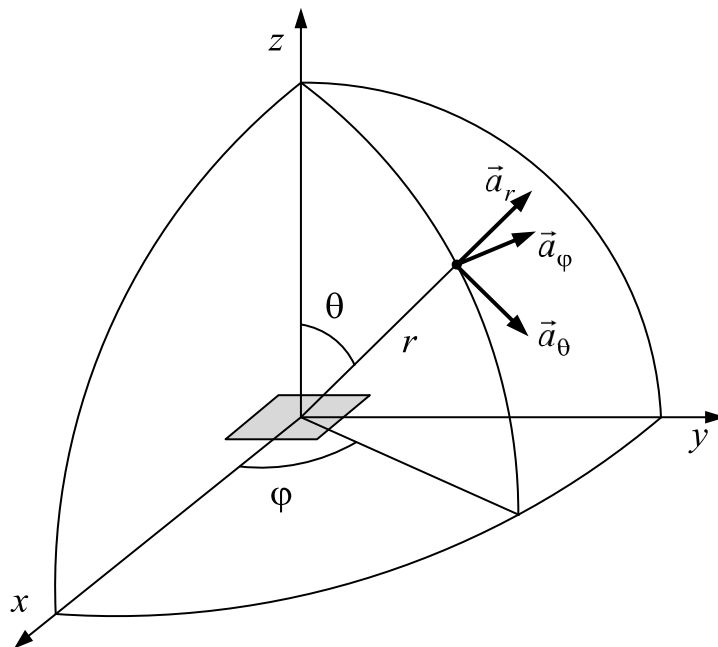


Рис. 13. Сферическая система координат для анализа антенн

Функция представляется в сферической системе координат, так как такая система наиболее удобна для описания направленных свойств. Переменными этой системы являются азимутальный угол φ и угломестный угол (зенитный) θ (рис. 13).

Функция $\vec{f}(\theta, \varphi)$ определяет зависимость поля от углов сферической системы координат при фиксированном значении расстояния до антенны r_0 , т. е. на сфере радиуса r_0 . Эта функция носит название векторной комплексной характеристики направленности. Она зависит от абсолютного значения тока, протекающего в антенне, другими словами – от мощности, проводимой к антенне, что не всегда удобно на практике. Поэтому эту функцию, как правило, нормируют относительно максимального её значения:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \frac{\vec{E}(\theta, \varphi)}{\left| \vec{E}_{\max}(\theta_m, \varphi_m) \right|}. \quad (14)$$

Функцию $\vec{F}(\theta, \varphi)$ называют векторной комплексной нормированной характеристикой направленности антенны. Она является наиболее полной характеристикой антенны. Функция $\vec{F}(\theta, \varphi)$ является векторной, т. е. может иметь по крайней мере две составляющих, каждая из которых будет иметь свою амплитуду и фазу, а также будет зависеть от двух параметров θ и φ . Такую функцию сложно представить. Поэтому для упрощения и наглядности $\vec{F}(\theta, \varphi)$ представляют в следующем виде:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \left| \vec{F}(\theta, \varphi) \right| \times \vec{P}(\theta, \varphi) e^{i\Phi(\theta, \varphi)}, \quad (15)$$

где $\left| \vec{F}(\theta, \varphi) \right|$ – амплитудная характеристика направленности; $\vec{P}(\theta, \varphi)$ – поляризационная характеристика направленности; $\Phi(\theta, \varphi)$ – фазовая характеристика направленности.

Ниже мы рассмотрим три этих составляющих подробнее.

1.6. Амплитудная характеристика направленности (ХН)

Амплитудная характеристика направленности $|\vec{F}(\theta, \varphi)|$ характеризует возможность антенны концентрировать энергию в заданном секторе углов в пространстве. Изображение амплитудной ХН имеет вид замкнутой поверхности (рис. 14) – графика функции двух переменных θ и φ .

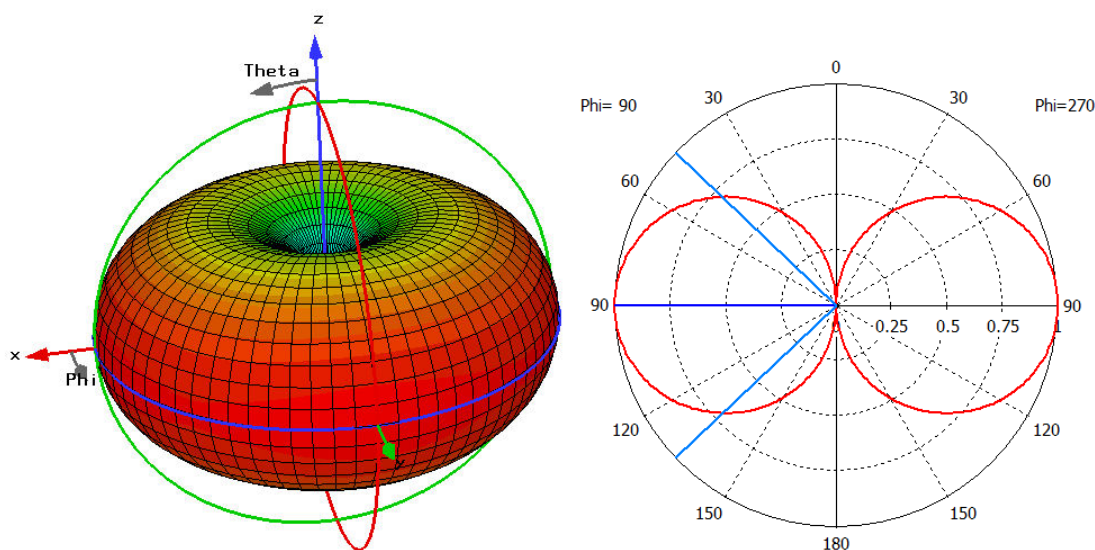


Рис. 14. Амплитудная характеристика направленности диполя Герца

Типы амплитудных ХН

Назначение антенны во многом определяет требования к форме ее амплитудной характеристики направленности. В зависимости от вида ХН все антенны можно разделить на три класса.

1. Изотропная антенна. Ее ХН имеет вид сферы единичного радиуса (рис. 15). Она формируется так называемым изотропным излучателем, т. е. излучателем, создающим одинаковую амплитуду поля во всех направлениях. Физически такое устройство не реализуемо, но его часто используют для сравнения с реальными антеннами.

2. Направленная антенна – антенна, излучающая или принимающая электромагнитную энергию в одних направлениях более эффективно, чем в других. Этот термин обычно применяется к антеннам, у которых направленные свойства существенно больше, чем у элементарного вибратора. В зависимости от формы ХН среди направленных антенн выделяют антенны с игольчатой, веерной, косекансной ХН (рис. 16, 17).

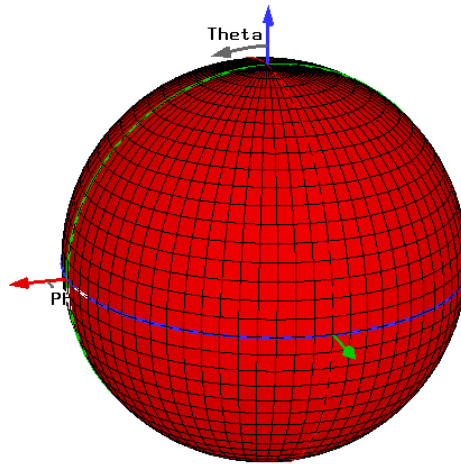


Рис. 15. Изотропная ДН

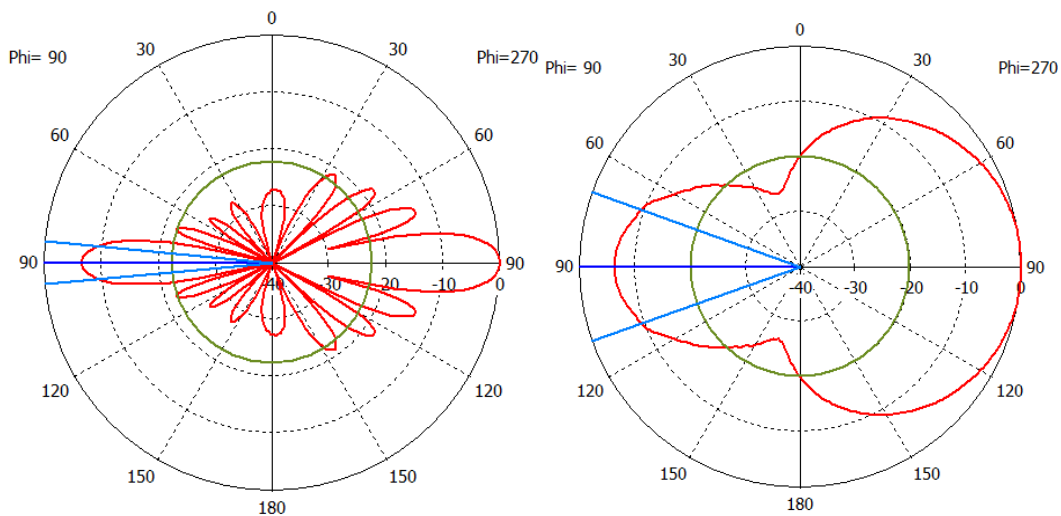
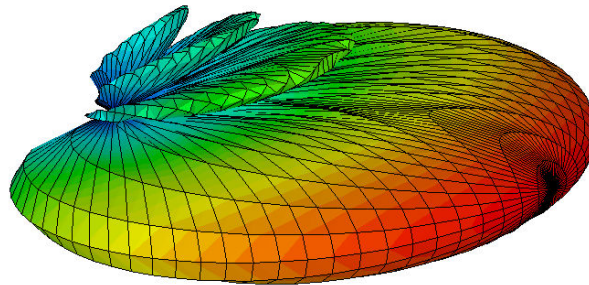


Рис. 16. Верная ДН

3. Всенаправленная антенна. Частным случаем направленных антенн являются всенаправленные антенны (рис. 18), имеющие ненаправленную ХН в одной плоскости (как правило, азимутальной) и направленную в другой (меридиональной). В англоязычной литературе такие антенны обозначаются термином *omnidirectional*, или просто *omni*.

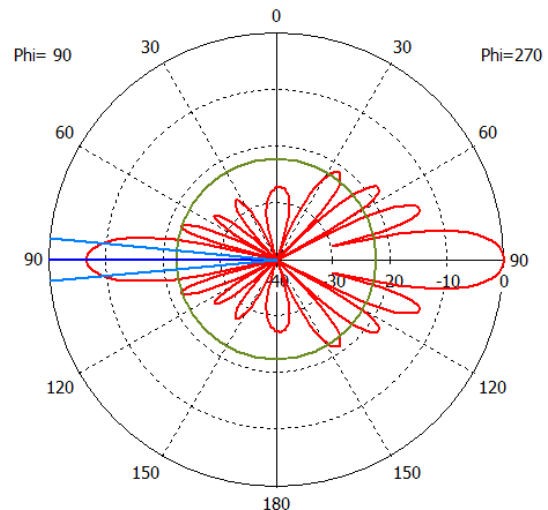
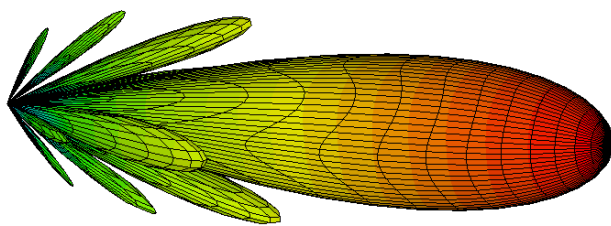


Рис. 17. Игольчатая ХН

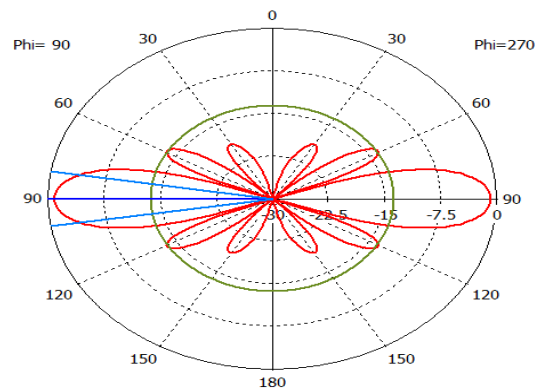
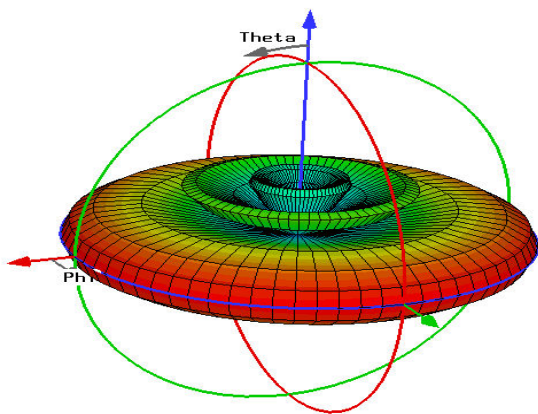


Рис. 18. Всенаправленная ХН

1.7. Диаграмма направленности

Трёхмерное изображение ХН является наглядным, но практически бесполезным при попытке извлечь из неё числовую информацию. Поэтому на практике почти всегда используют сечения этой характеристики направленности (фигура объёмная) какой-либо плоскостью. Получившиеся графики называют диаграммой направленности (ДН), и это уже двумерная фигура, которую можно изобразить на бумаге и считать с неё необходимую информацию. Часто используют сечения двумя ортогональными плоскостями $\theta = \text{const}$ и $\varphi = \text{const}$, проходящими через направления максимумов излучения. Эти сечения можно провести так, чтобы вектор электрического либо магнитного поля лежал в этих плоскостях. Тогда говорят о ДН в E -плоскости или H -плоскости.

ДН изображают в полярной или декартовой системах координат. Для слабонаправленных антенн чаще применяются полярные координаты, дающие представление о форме ДН в целом (рис. 19).

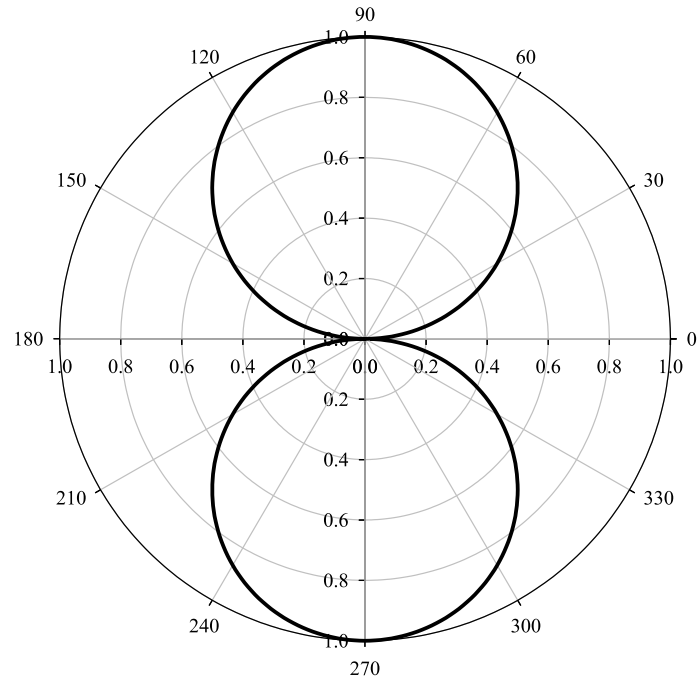


Рис. 19. ДН диполя Герца в плоскости E

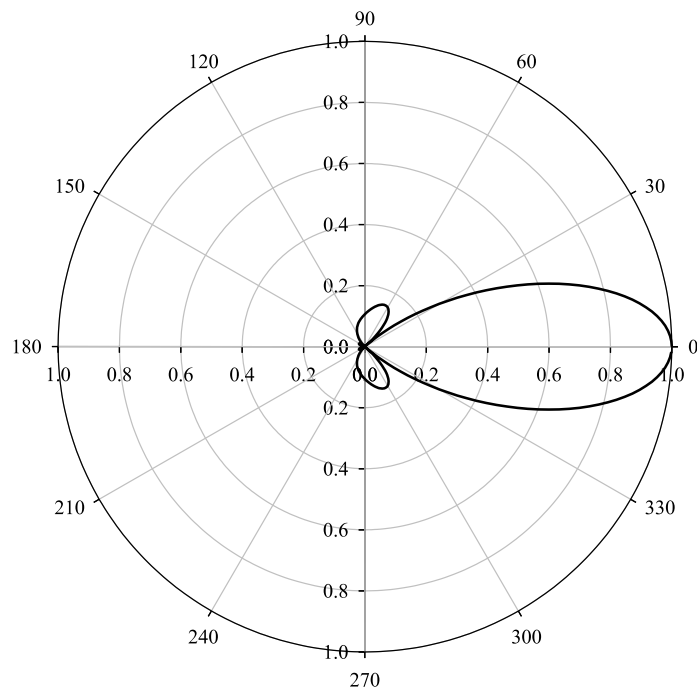


Рис. 20. ДН антенны в полярной системе координат, относительный масштаб по радиусу

Логарифмический масштаб используется, если необходимо изучение ДН при малых её уровнях. Для этого значения ДН пересчитывают из линейного масштаба по формуле

$$F_{\text{дБ}}(\theta, \varphi) = 20 \lg(F(\theta, \varphi)).$$

В результате в максимуме ДН будет иметь величину 0 дБ, во всех остальных отсчетах – отрицательное значение в дБ (например, –3 дБ, –10 дБ и т. д.). На рис. 21 показана ДН, ранее изображенная на рис. 20. Из сравнения рисунков видно, что во втором случае (рис. 21) можно получить более детальное представление о структуре бокового и основного лепестков при их небольшом значении.

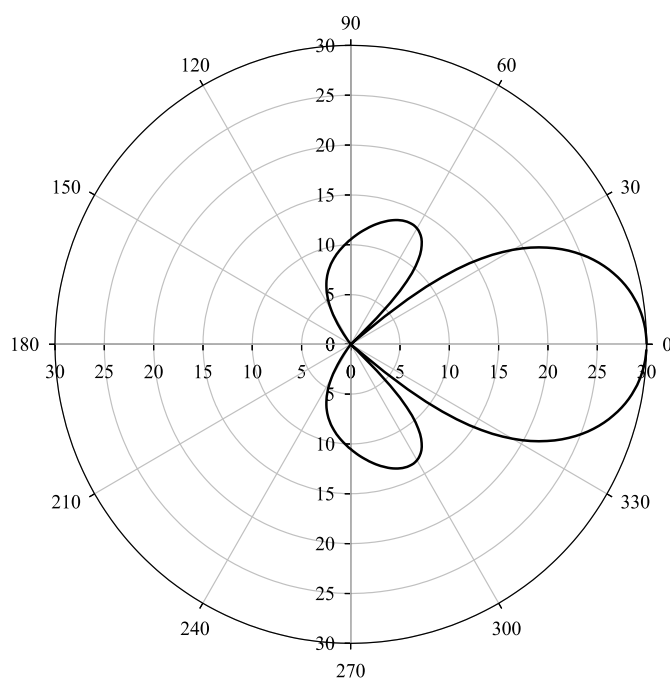


Рис. 21. ДН той же антенны в полярной системе координат, логарифмический масштаб по радиусу

В случае остронаправленных антенн удобнее применять декартовую систему координат.

На рис. 22 изображена та же ДН в декартовой системе координат, масштаб по ординате логарифмический. Структура основного и боковых лепестков здесь наиболее информативна.

Различные части ДН называют лепестками (рис. 23). Среди них выделяют главный лепесток, боковые и задние лепестки. Основная часть излучения антенны сконцентрирована в главном лепестке.

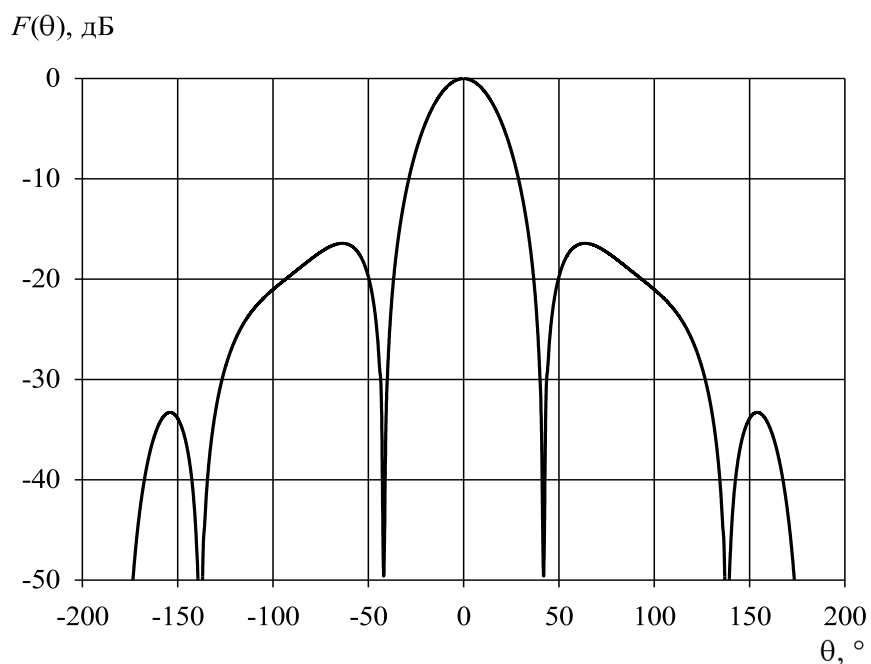


Рис. 22. ДН в декартовой системе координат, логарифмический масштаб по ординате

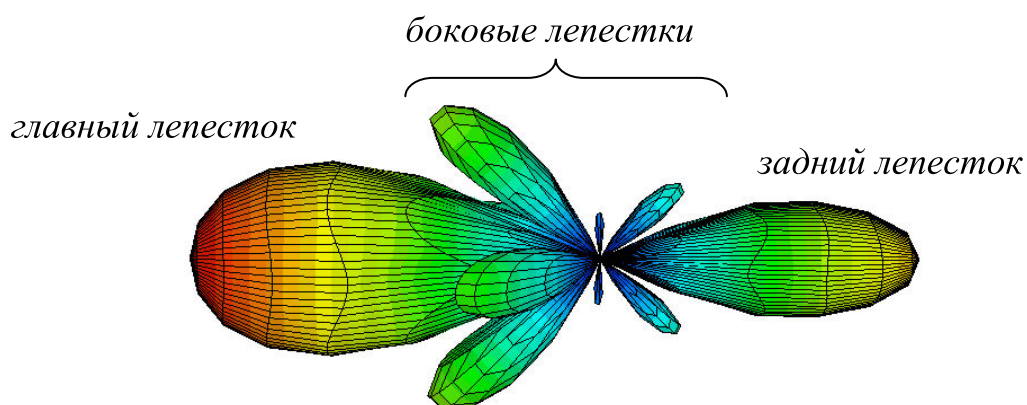


Рис. 23. Амплитудная характеристика направленности

Боковые лепестки обычно производят излучение в нежелательных направлениях, поэтому их уровень обычно стремятся уменьшить. Уровень боковых лепестков выражается в децибелах по отношению к главному лепестку.

Направленные свойства антенны характеризуют параметром, который называется шириной главного лепестка ДН (ШДН). Обычно ее определяют на уровне 0,5 или -3 дБ по мощности, или 0,707 по напряженности поля, и обозначают $2\Delta\theta_{0,5}$ или $\Delta\theta_{0,5}$ (рис. 24). Иногда ШДН определяют по первым нулям ДН и обозначают $\Delta\theta_0$.

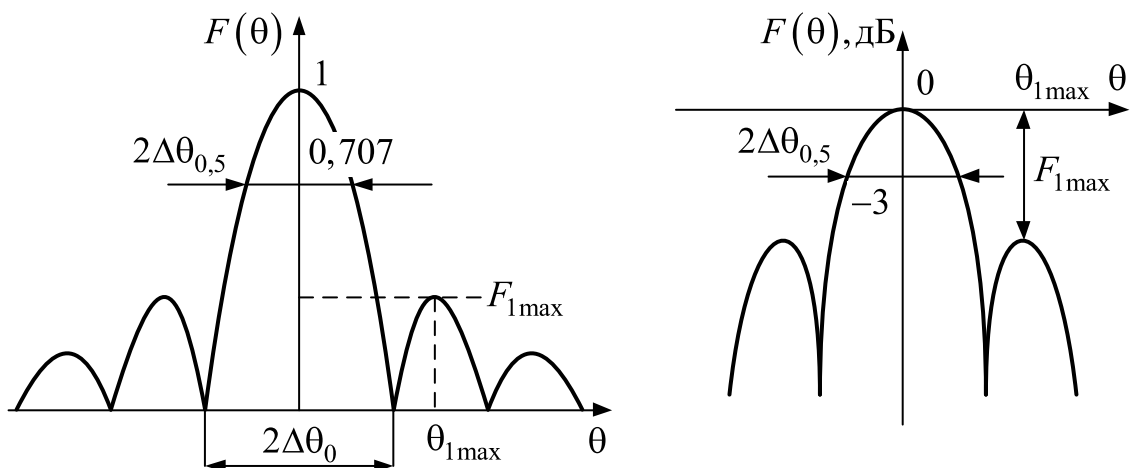


Рис. 24. Диаграмма направленности и ее параметры

1.8. Фазовая характеристика направленности

Под фазовой характеристикой направленности $\Phi(\theta, \varphi)$ понимают зависимость от угловых координат фазы поля в дальней зоне на поверхности сферы радиуса $r = \text{const}$. Существует и второе равнозначное определение: фазовой диаграммой называют угловую зависимость расстояния $r(\theta, \varphi)$ от фазового центра до точек на эквифазной поверхности. Таким образом, фазовая ХН характеризует фронт волны, который является поверхностью равных фаз и определяется уравнением

$$kr(\theta, \varphi) = \Phi_0 - \Phi(\theta, \varphi),$$

где $\Phi_0 = \text{const}$. Если $r(\theta, \varphi) = \text{const}$, то и $\Phi(\theta, \varphi) = \text{const}$, т. е. поверхность равных фаз является поверхностью сферы, а антенна является источником сферических волн с точечным фазовым центром, совпадающим с ее геометрическим центром, находящимся в начале координат. Если $\Phi(\theta, \varphi) \neq \text{const}$, т. е. поверхность равных фаз не является сферической, то фазовый центр у антенны может или отсутствовать, или не быть точечным. Поэтому вводят понятие центра излучения, относительно которого поверхность равных фаз в заданном угловом секторе пространства менее всего отличается от сферической. Обычно достаточно знания фазовой ХН в пределах главного лепестка или в угловом секторе, равном ширине ДН антенны. Знание положения фазового центра необходимо, например, при проектировании антен-

ных решеток, облучателей зеркальных или линзовых антенн, систем фазовой пеленгации.

1.9. Поляризационная характеристика направленности

В общем случае поле антенны поляризовано эллиптически – конец вектора напряженности электрического поля описывает за период высокой частоты эллипс, лежащий в плоскости, перпендикулярной направлению распространения (картинной плоскости).

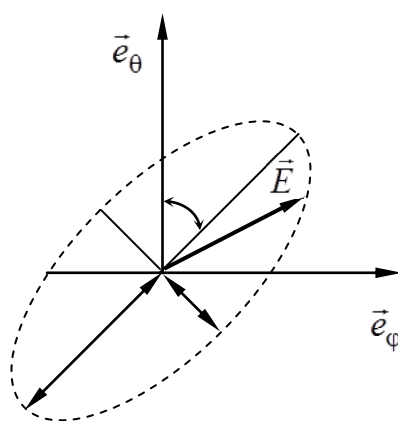


Рис. 25. Поляризационный эллипс

Поляризационный эллипс (рис. 25) определяется следующими параметрами:

- коэффициентом равномерности (эллиптичности, поляризации) :

$$P = \frac{a}{b} \leq 1;$$

- углом наклона большой полуоси эллипса β ;
- направлением вращения вектора \vec{E} (если смотреть вслед уходящей волне и видеть при этом вектор \vec{E} вращающимся по часовой стрелке, то поле будет иметь эллиптическую поляризацию правого вращения).

При переходе от одной точки пространства к другой параметры поляризационного эллипса изменяются. Зависимость коэффициента равномерности поляризационного эллипса от пространственных углов θ и ϕ называют поляризационной диаграммой антенны.

Для антенн с эллиптической поляризацией амплитудные и фазовые ДН строятся отдельно для каждой из составляющих E_θ и E_ϕ . Для ДН по мощности учитываются обе составляющие поля.

1.10. Коэффициент направленного действия

Знание амплитудной и поляризационной диаграмм позволяет определить коэффициент направленного действия (КНД). Он характеризует способность антенны концентрировать излучение в определенном направлении и дает возможность сравнивать антенны с некоторой эталонной, направленные свойства которой известны. В качестве эталона обычно берут абсолютно ненаправленный (изотропный) излучатель, имеющий амплитудную ХН в виде сферы. Реально таких излучателей не существует, это только удобная модель.

Для заданного направления КНД – это число, показывающее, во сколько раз нужно увеличить мощность излучения эталонной антенны P_Σ по сравнению с мощностью излучения рассматриваемой антенны P_Σ , чтобы в заданной точке пространства, находящейся в дальней зоне, получить одинаковые напряженности поля (рис. 26).

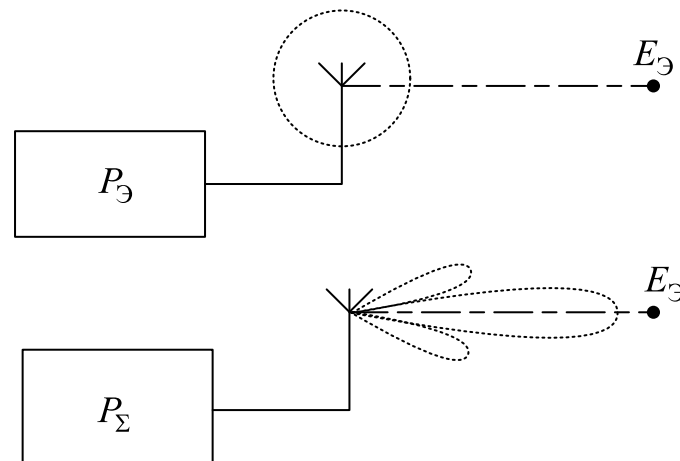


Рис. 26. К определению КНД – предполагается, что вся мощность передатчиков полностью расходуется на излучение

$$D(\theta, \varphi) = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma} \quad \text{при} \quad E(\theta, \varphi) = E_\Sigma.$$

При этом предполагается, что обе антенны потерь не имеют. КНД зависит от угловых координат через нормированную ДН по мощности

$$D(\theta, \varphi) = D_0 F^2(\theta, \varphi),$$

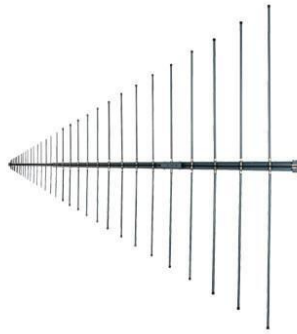
где D_0 – КНД в направлении максимума излучения.

Таблица 4

КНД антенн Rohde&Schwarz



HK014
вертикальный вибратор
D = 2 дБи



HL033
вибраторная
логопериодическая
D = 6,5 дБи



HL050
печатная
логопериодическая
D = 8,5 дБи



HF907
рупорная
D = 5–14 дБи



AC300
зеркальная параболическая
D = 26–51 дБи

Когда сравнивают антенны по КНД, то обычно имеют в виду КНД в направлении максимума излучения. Чем больше КНД, тем большую концентрацию электромагнитной энергии обеспечивает антенна.

Для определения КНД по известной амплитудной характеристике направленности используется формула

$$D(\theta, \varphi) = \frac{4\pi F^2(\theta, \varphi)}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (16)$$

Максимальное значение КНД будет равно:

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} F^2(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (17)$$

Часто КНД выражают в децибелах:

$$D_{\text{дБ}} = 10 \lg(D),$$

в этом случае единицей измерения является дБи (*dBi*) – т. е. децибел по отношению к изотропному излучателю.

Как видно из (17), значение КНД целиком определяется формой амплитудной характеристики направленности. Для изотропной антенны $D = 1$. Элементарный электрический вибратор имеет небольшую направленность и КНД $D = 1,5$. Для направленных антенн значения КНД могут составлять от нескольких десятков (единицы дБ) до сотен и тысяч (30–40 дБ). В табл. 4 приведены сравнительные значения КНД для некоторых антенн Rohde&Schwarz.

Для инженерных расчетов, вместо использования точного выражения (17), удобно пользоваться приближением. При этом считается, что ДН имеет только один главный лепесток, а в остальных направлениях излучения нет, т. е.

$$F(\theta, \varphi) = \begin{cases} 1 & \text{в пределах угла } \Omega; \\ 0 & \text{вне угла } \Omega, \end{cases}$$

где Ω – телесный угол, занимаемый ДН. Выполнив интегрирование в (17), получим

$$D_{\max} = \frac{4\pi}{\Omega}.$$

Телесный угол Ω , занимаемый главным лепестком ДН, выражается через ширину лепестка по половинной мощности в двух плоскостях (рис. 27):

$$\Omega = 2\Delta\theta_1 \cdot 2\Delta\theta_2,$$

ШДН выражены в радианах. Переходя к градусам, получим:

$$D \approx \frac{41200}{2\Delta\theta_{1\text{гр}} \cdot 2\Delta\theta_{2\text{гр}}}.$$

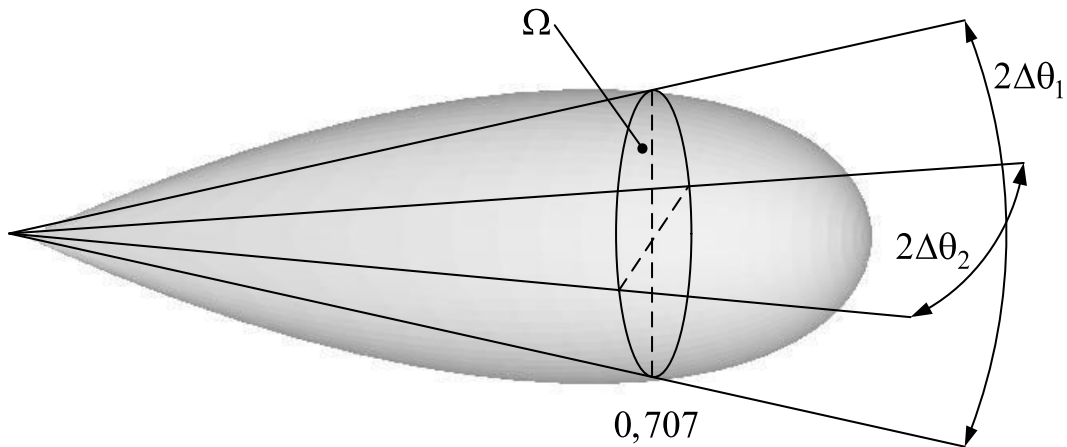


Рис. 27. Определение КНД по ширине главного лепестка

1.11. Коэффициент полезного действия и коэффициент усиления

Для антенн используется также понятие коэффициента усиления:

$$G(\theta, \varphi) = D(\theta, \varphi) \eta,$$

где η – КПД антенны:

$$\eta = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\text{вх}}} = \frac{P_{\Sigma}}{P_{\Sigma} + P_{\text{пот}}}.$$

Здесь P_{Σ} – мощность излучения, $P_{\text{вх}}$ – мощность на входе антенны, $P_{\text{пот}}$ – мощность потерь в антенне. Таким образом, $\text{КПД} < 1$. Потери в антенне складываются из потерь в металлических конструкциях, диэлектрике и изоляторах. Кроме того, если антенна не согласована с фидером, то добавляются потери, связанные с отражением от входа антенны части подводимой к ней мощности.

1.12. Излучаемая мощность

Мощность излучения антенны P_{Σ} может быть определена как интеграл от радиальной составляющей вектора Пойнтинга по сферической поверхности $r = \text{const}$, находящейся в дальней зоне, где \vec{P} является величиной вещественной:

$$P_{\Sigma} = \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} \frac{I^2 f^2(\theta, \varphi)}{240\pi} \sin\theta d\theta d\varphi = \frac{I^2}{2} \frac{1}{120\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} f^2(\theta, \varphi) \sin\theta d\theta d\varphi.$$

Таким образом, для нахождения мощности излучения необходимо знать функцию нормированной ДН и значение напряженности электрического поля в максимуме ДН.

1.13. Сопротивление излучения

Обычно вводится для проволочных антенн сопротивление излучения R_{Σ} – это коэффициент, с помощью которого, зная ток в антенне, можно определить излучаемую мощность P_{Σ} по обычной формуле теории цепей:

$$P_{\Sigma} = \frac{I^2 R_{\Sigma}}{2}.$$

1.14. Входное сопротивление

Входное сопротивление – это сопротивление, измеренное на входе антенны. Если известны комплексные амплитуды тока и напряжения, то можно записать

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_{\text{вх}}}{\dot{I}_{\text{вх}}},$$

где активная часть входного сопротивления складывается из сопротивления излучения и сопротивления потерь $R_{\text{вх}} = R_{\Sigma} + R_{\text{пот}}$ (рис. 28).

Входное сопротивление является важным параметром антенны, определяющим ее согласование с фидерным трактом.

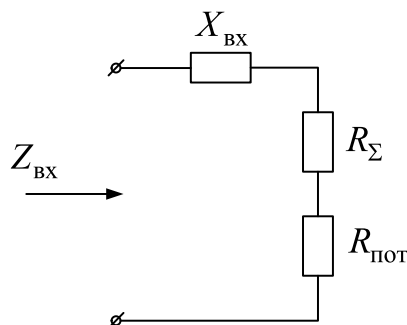


Рис. 28. Входное сопротивление антенны

1.15. Рабочий диапазон частот антенны

Интервал частот Δf , в котором параметры антенны не выходят из определённых границ, называется рабочим диапазоном частот антенны (полосой пропускания). Полоса частот антенны может вычисляться, исходя из различных параметров антенны: КСВ; КНД; $2\Delta\theta_{0,5}$, УБЛ; коэффициента эллиптичности (для антенн с эллиптической поляризацией). Примеры определения рабочего диапазона частот по критерию минимального КНД и максимального КСВ приведены на рис. 29.

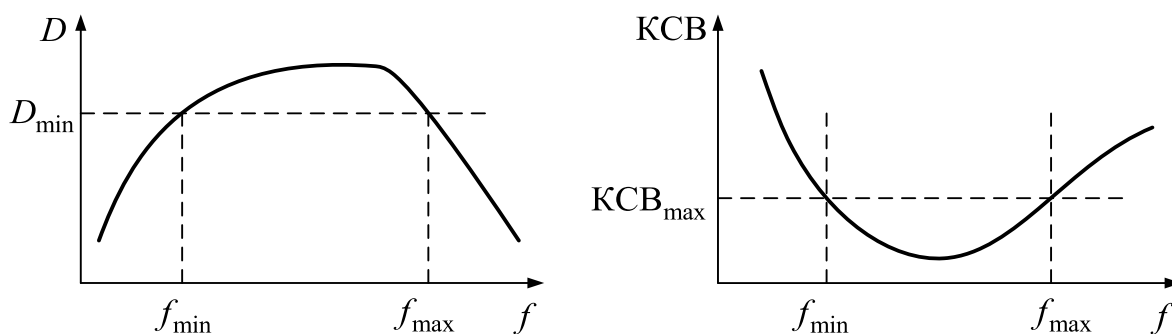


Рис. 29. Рабочий диапазон частот

Диапазон частот определяют в безразмерных единицах либо процентах:

$$\frac{\Delta f}{f_0} = 2 \left(\frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}} \right) \cdot 100\% .$$

Широкополосные свойства антенны характеризуются также коэффициентом перекрытия по частоте:

$$K_{\Pi} = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}.$$

В зависимости от ширины рабочего диапазона частот различают несколько типов антенн:

$$\frac{\Delta f}{f_0} < 0,1 \text{ – узкополосные антенны;}$$

$$0,1 < \frac{\Delta f}{f_0} < 0,5 \text{ – широкополосные антенны;}$$

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} > 2 \text{ – диапазонные антенны;}$$

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} > 5 \text{ – частотно-независимые антенны.}$$

1.16. Теорема перемножения

Электромагнитное поле системы излучателей представляет собой сумму полей ее отдельных элементов. Если все эти элементы одинаковы по размерам, имеют одинаковые амплитудно-фазовые распределения и ориентированы в пространстве одинаковым образом, то суммарная характеристика направленности такой системы может быть записана в виде:

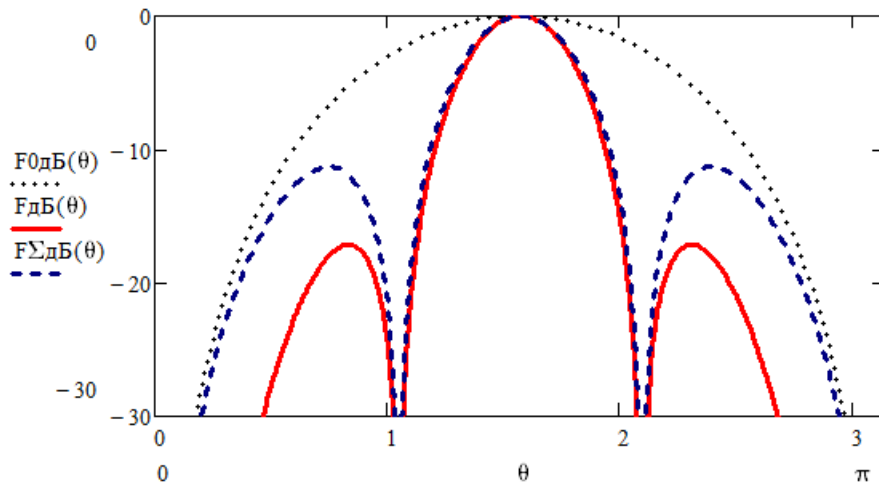
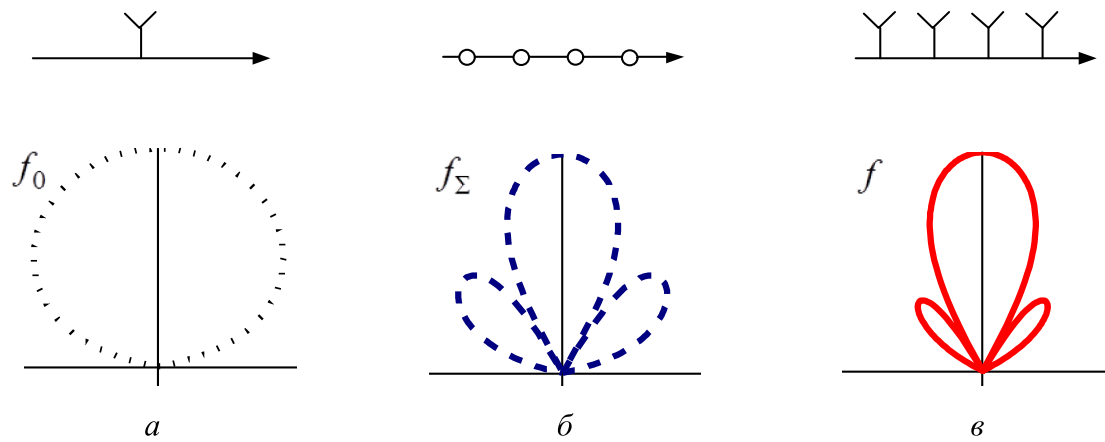
$$\vec{f}(\theta, \varphi) = \vec{f}_0(\theta, \varphi) f_{\Sigma}(\theta, \varphi),$$

где $\vec{f}_0(\theta, \varphi)$ – векторная комплексная характеристика направленности одного излучателя, а функция $f_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ носит название множителя направленности, ее вид зависит от расположения излучателей.

Другими словами – характеристика направленности системы одинаковых излучателей может быть представлена в виде произведения характеристики направленности отдельного излучателя на множитель системы. Это заключение называется теоремой перемножения и является одним из важных положений теории антенн. Теорему применяют для нахождения ДН любых типов антенных систем, которые можно представить в виде совокупности однотипных излучателей.

На рис. 30 показаны: а) одиночный излучатель и его ДН; б) система из четырех изотропных излучателей и ее множитель направлен-

ности; в) система из четырех излучателей пункта а) и ее суммарная ДН; з) все три характеристики в декартовой системе координат.



з

Рис. 30. Теорема перемножения

1.17. Принцип электродинамического подобия

В применении к антеннам он формулируется следующим образом: антенна, работающая на частоте f_1 , не изменит своих характеристик при переходе к другой частоте, равной $f_2 = nf_1$, если все размеры

антенны будут изменены в $\frac{1}{n}$ раз, электрическая проводимость материала антенны увеличена:

$\sigma_2 = n\sigma_1$, а электрическая и магнитная проницаемости останутся без изменений (рис. 31). Принцип используется, например, в моделировании при пересчете характеристик и параметров антенн с одной частоты на другую.

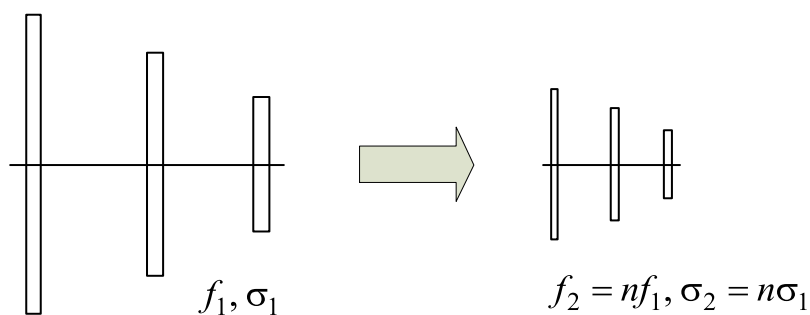


Рис. 31. Принцип электродинамического подобия

1.18. Измерение характеристик антенн

Измерение диаграмм направленности

В соответствии с принципом взаимности характеристика направленности антенны не меняется при ее работе в режиме приема или передачи. Это позволяет снимать диаграммы направленности антенны в режиме передачи или приема в зависимости от того, что более удобно.

Исследуемую антенну ориентируют по максимальному показанию измерительного прибора. Соответствующее угловое положение антенны принимают в дальнейшем за нулевое и записывают показания прибора в подготовленную таблицу.

Прежде чем приступить к записи всей диаграммы направленности, необходимо установить ее характер. Для этого, вращая антенну, найти положение первого минимума диаграммы направленности сначала справа, затем слева от максимума. Диапазон углов между этими минимумами соответствует главному лепестку диаграммы. Зная ширину главного лепестка диаграммы направленности, можно определить, через какое количество градусов следует измерить главный лепесток. Для того чтобы правильно охарактеризовать форму основного лепестка, необходимо измерить в пределах ширины главного лепестка, определенного по нулям, интенсивность сигнала в трех (пяти) точках с каждой стороны от максимума.

Для ДН наиболее важной характеристикой является форма и ширина основного лепестка, а также величины и направления ближайших к нему боковых лепестков. Поэтому при измерении боковых лепестков достаточно зафиксировать угловое положение и величину максимумов и минимумов.

Подробно процесс измерения диаграмм направленности описан в литературе, например в [8].

Измерение поляризационных характеристик антенны

Под поляризацией антенны понимается поляризация электромагнитных волн, излучаемых антенной при ее работе на передачу.

Поляризацию антенны чаще всего характеризуют двумя параметрами: углом ориентации большой оси эллипса поляризации излучаемых волн θ и коэффициентом эллиптичности K – отношением малой полуоси эллипса поляризации к большой (рис. 32, б). Принято приписывать коэффициенту эллиптичности знак «плюс» при вращении электрического вектора излучаемой волны по часовой стрелке (правое вращение) и знак «минус» при его вращении против часовой стрелки (левое вращение). При $K = \pm 1$ антенна имеет круговую, при $K = 0$ – линейную, при остальных значениях K – эллиптическую поляризацию.

Для измерения поляризационной характеристики антенны требуется измерительная антенна с линейной поляризацией (ИАЛП).

Рассмотрим порядок измерения для случая, когда ИАЛП работает в режиме приема.

1. Исследуемую антенну подключают к генератору и направляют на ИАЛП, добиваясь максимальных показаний измерительного прибора.

2. Вращая ИАЛП вокруг линии прихода волны, соединяющей обе антенны, добиваются максимальных показаний измерительного прибора. Если показания измерительного прибора не зависят от угла поворота ИАЛП, то поляризация круговая.

3. Полученное угловое положение ИАЛП принимают в дальнейшем за нулевое $\theta = 0^\circ$. Вращая ИАЛП вокруг линии, соединяющей обе антенны, измеряют интенсивность сигнала через каждые $5\text{--}15^\circ$. Полученная зависимость называется поляризационной диаграммой (по мощности).

4. Измеренную поляризационную характеристику строят в полярной системе координат в нормированном виде.

Измеренная поляризационная диаграмма не будет совпадать с эллипсом поляризации всюду, кроме точек, лежащих на концах большой и малой осей эллипса. Зная, однако, положение этих точек на полученной поляризационной диаграмме, нетрудно провести большую и малую оси эллипса поляризации и определить величину угла наклона большой оси поляризационного эллипса, как показано на рис. 32, б.

Измерение коэффициента усиления антенн

Коэффициент усиления измеряют следующими методами: сравнение с эталонной антенной, двух идентичных антенн, зеркального

изображения и трех антенн. Перечисленные методы подразделяются на абсолютные и относительные.

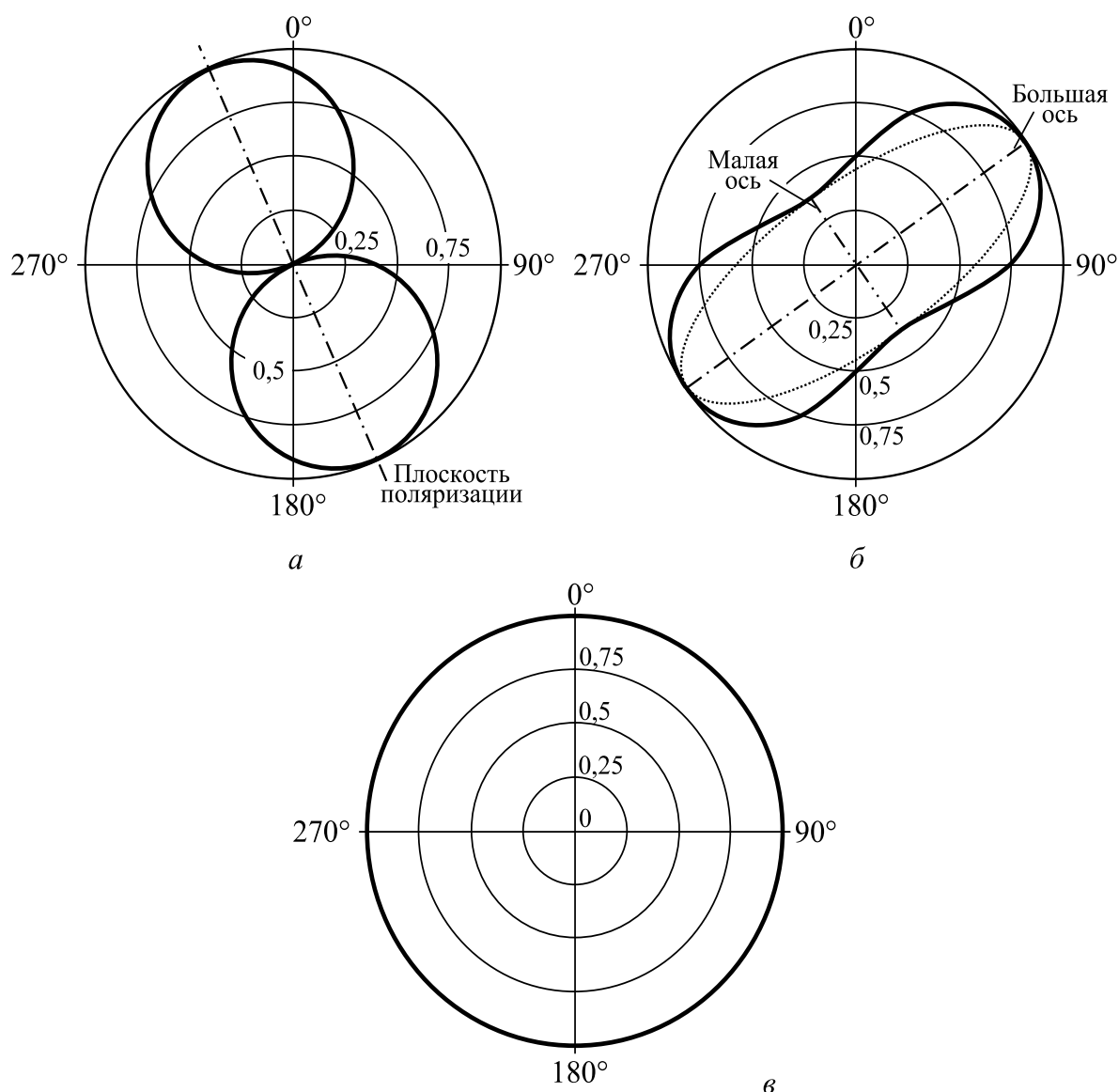


Рис. 32. Поляризационные характеристики антенн:
а – линейная; *б* – эллиптическая; *в* – круговая

Суть абсолютных методов измерения заключается в непосредственном определении величины коэффициента усиления в соответствующих единицах (в безразмерных единицах или в децибелах). К этим методам относятся метод двух идентичных антенн, зеркального изображения и трех антенн.

Метод двух идентичных антенн. Принцип измерения с помощью этого метода состоит в следующем. В качестве приемной и передающей антенн используются две одинаковые антенны, располо-

женные на расстоянии r друг от друга. Плотность потока мощности S , создаваемого у приемной антенны, запишем в виде:

$$S_{\text{пр}} = \xi \frac{PG}{4\pi r^2},$$

где P – мощность, подведенная к передающей антенне; G – коэффициент усиления передающей антенны; ξ – коэффициент согласования передающей антенны с питающим фидером, определяемый по формуле $\xi = 1 - |\Gamma|^2$, где Γ – коэффициент отражения на входе антенны.

Мощность в нагрузке приемной антенны равна:

$$P_{\text{пр}} = S_{\text{пр}} A \xi_{\text{пр}},$$

где A – эффективная поверхность антенны, определяемая по формуле

$A = \frac{G_{\text{пр}} \lambda^2}{4\pi}$; $\xi_{\text{пр}}$ – коэффициент согласования приемной антенны.

С учетом выражения для $S_{\text{пр}}$:

$$P_{\text{пр}} = \xi \xi_{\text{пр}} \frac{\lambda^2 G_{\text{пр}} G_{\text{пер}} P}{(4\pi r)^2}.$$

При условии, что исследуются две идентичные антенны, т. е. $G_{\text{пр}} = G$, $\xi = \xi_{\text{пр}}$, предыдущее выражение можно упростить:

$$P_{\text{пр}} = \xi^2 \frac{\lambda^2 G^2 P}{(4\pi r)^2}.$$

Определим отсюда коэффициент усиления:

$$G = \frac{4\pi r}{\lambda} \cdot \frac{1}{\xi} \sqrt{\frac{P_{\text{пр}}}{P}},$$

или

$$G[\text{дБ}] = 10 \cdot \lg \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right) \cdot \frac{1}{2} \left(\frac{P_{\text{пр}}}{P} \right).$$

Отношение мощностей $P_{\text{пр}}/P$ определяют из эксперимента. Для этого подключают измерительный прибор вместо передающей антенны к генератору СВЧ через градуированный аттенюатор. Атте-

нуатором вводят ослабление, добиваясь таких же показаний измерительного прибора, что и при его подключении непосредственно к приемной антенне. Величина введенного ослабления N (в дБ) определяет отношение мощностей: $N = \left(P_{\text{пр}} / P \right)_{\text{дБ}}$.

Метод трех антенн. Здесь используются три антенны с коэффициентами усиления G_1 , G_2 и G_3 . Сначала эти антенны попарно сравнивают и записывают систему уравнений для определения коэффициента усиления:

$$\begin{cases} G_1 G_2 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{P_{\text{пр}1,2}}{P} \cdot \frac{1}{\xi_1 \xi_2}; \\ G_2 G_3 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{P_{\text{пр}2,3}}{P} \cdot \frac{1}{\xi_2 \xi_3}; \\ G_3 G_1 = \left(\frac{4\pi r}{\lambda} \right)^2 \cdot \frac{P_{\text{пр}3,1}}{P} \cdot \frac{1}{\xi_3 \xi_1}, \end{cases}$$

где $P_{\text{пр}1,2}$, $P_{\text{пр}2,3}$, $P_{\text{пр}3,1}$ – мощности в нагрузке приемной антенны при использовании соответствующей пары антенн; P – мощность, поступающая в передающую антенну.

Далее определяют КУ каждой из антенн, например:

$$G_1 = \frac{4\pi r}{\lambda} \cdot \frac{1}{\xi_1} \sqrt{\frac{P_{\text{пр}3,1}}{P_{\text{пр}2,3}} \cdot \frac{P_{\text{пр}1,2}}{P}}}$$

Остальные значения коэффициентов усиления G_2 и G_3 находят, пользуясь круговой подстановкой индексов, учитывая, что

$$P_{\text{пр}i,j} = P_{\text{пр}j,i}; \quad i, j = 1, 2, 3.$$

Отношения $P_{\text{пр}i,j} / P$ измеряют, как и в первом методе, с помощью аттенюатора.

Относительный метод измерения коэффициента усиления. К относительным относится лишь метод сравнения с эталонной антенной. Принцип измерения коэффициента усиления здесь заключается в следующем. Испытываемую и эталонную антенны, коэффициенты усиления которых известны, по очереди подключают к генератору. Регулируя на входе антенн градуированным аттенюатором мощность, подводимую к антенне, добиваются одинаковой напря-

женности поля в точке приема, что фиксируется с помощью индикатора вспомогательной приемной антенны.

Плотности потока мощности в точке приема на расстоянии r от эталонной и исследуемой антенн определяются формулами:

$$S_{\text{эт}} = \xi_{\text{эт}} \frac{P_{\text{эт}} G_{\text{эт}}}{4\pi r^2},$$

$$S_{\text{иссл}} = \xi_{\text{иссл}} \frac{PG}{4\pi r^2},$$

где $P_{\text{эт}}$ – мощность, подводимая к эталонной антенне; P – мощность, подводимая к исследуемой антенне; $G_{\text{эт}}$, G – коэффициенты усиления эталонной и исследуемой антенн; $\xi_{\text{эт}} = 1 - |\Gamma_{\text{эт}}|^2$, $\xi_{\text{иссл}} = 1 - |\Gamma_{\text{н}}|^2$, где $|\Gamma_{\text{эт}}|$, $|\Gamma_{\text{н}}|$ – коэффициенты отражения в волноводах на входе эталонной и испытываемой антенн. Равенство плотностей потоков мощности позволяет определить коэффициент усиления испытываемой антенны:

$$G = G_{\text{эт}} \frac{\xi_{\text{эт}}}{\xi} \cdot \frac{P_{\text{эт}}}{P}.$$

Отношение мощностей $P_{\text{эт}}/P$ определяется как разность показаний градуированного аттенюатора при подключении к нему эталонной и исследуемой антенн.

Глава 2

Теория приемных антенн

Процесс приема заключается в преобразовании радиоволн, принятых антенной, в направляемые волны фидерного тракта, поступающие затем на вход приемника. По теореме взаимности приемную антенну характеризуют те же параметры, что и передающую, однако для приемных антенн существуют специфические параметры.

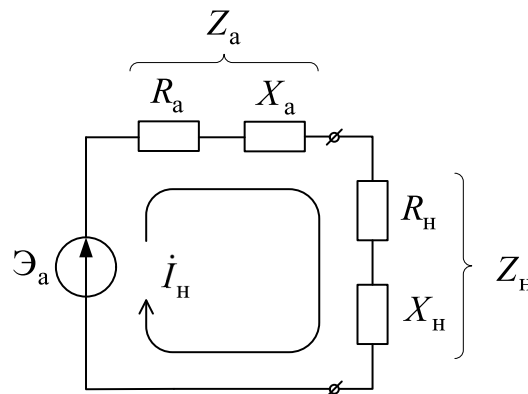


Рис. 33. Эквивалентная схема приемной антенны

Эквивалентная схема приемной антенны, подключенной к приемнику, приведена на рис. 33. На схеме $Z_a = R_a + jX_a$ – внутреннее сопротивление антенны; $Z_n = R_n + jX_n$ – сопротивление приемника. Сопротивление R_a характеризует принятую антенной активную мощность и мощность суммарных потерь в антенне, а мнимая часть X_a связана с реактивной мощностью. Внутреннее сопротивление антенны определяется только ее конструкцией. По отношению к приемнику антенна является генератором с сопротивлением Z_a и ЭДС \mathcal{E}_a , которая определяется напряженностью поля и поляризацией па-

дающей волны в месте расположения приемной антенны. Комплексная амплитуда тока в цепи равна

$$\dot{I} = \frac{\dot{\mathcal{E}}_a}{\dot{Z}_h + \dot{Z}_a}.$$

ЭДС (в вольтах), возбуждаемая в приемной антенне, определяется по формуле Неймана

$$\mathcal{E}_a = \frac{E\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{GR_a}{120}} F(\theta, \varphi) \cos \mu,$$

где E – модуль напряженности поля волны, действующей на антенну, В/м; λ – длина волны, м; G – КУ антенны; R_a – активная составляющая входного сопротивления антенны, Ом; $F(\theta, \varphi)$ – нормированная амплитудная ДН антенны; μ – угол между плоскостями поляризации приемной антенны и проходящей волны, рад.

Максимальная ЭДС в приемной антенне достигается, когда плоскости поляризации приемной антенны и проходящей волны совпадают, т. е. $\mu = 0$, и антенна ориентирована максимумом диаграммы направленности в направлении прихода волны, $F(\theta, \varphi) = 1$:

$$\mathcal{E}_{a \max} = E l_d = \frac{E\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{GR_a}{120}},$$

где l_d – действующая длина антенны, м.

Эффективная (действующая) длина линейной антенны с неравномерным распределением тока – это длина такой линейной антенны с синфазным равноамплитудным распределением тока, которая при одинаковых токах в одних и тех же сечениях отсчета, например на входе, создает в свободном пространстве такую же напряженность поля в направлении максимума излучения, что и искомая антенна.

Для прямолинейной антенны длиной L с синфазным распределением тока $I(z)$, если ось z совпадает с осью антенны, имеем

$$l_d = \frac{1}{I_0} \int_0^L I(z) dz,$$

где $I_0 = \text{const}$. Обычно I_0 равно амплитуде тока на входе антенны или в максимуме распределения $I(z)$.

Геометрический смысл интеграла – площадь, ограниченная координатной осью и графиком функции (рис. 34). Заштрихованы «площади токов», которые в данном случае должны быть равны между собой. Поэтому всегда $l_{\text{д}} \leq L$. Для эффективной длины антенны известна также формула

$$l_{\text{д}} = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{D_0 R_{\Sigma}}{120}} = \frac{\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{G_0 R_{\text{а}}}{120}}.$$

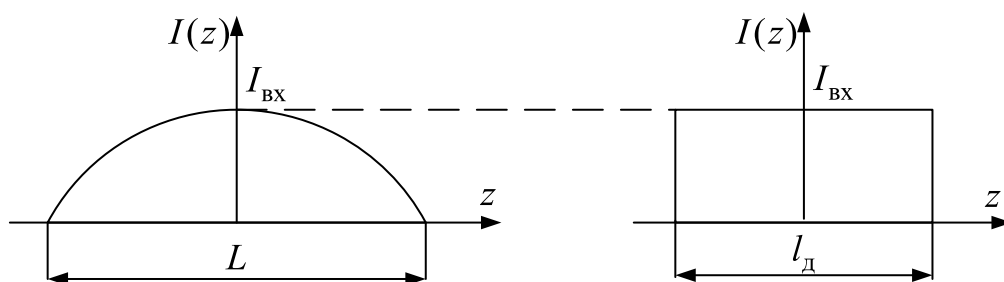


Рис. 34. Действующая длина антенны.
Заштрихованные области одинаковы по площади

Определим теперь мощность, поступающую на вход нагрузки (приемника). Как указано выше, для ее увеличения необходимо антенну сориентировать максимумом ДН в направлении прихода волны и совместить их плоскости поляризации. Сначала рассмотрим случай, когда приемник подключен непосредственно к антенне, т. е. фидер учитывать не будем.

Принимаемая приемником мощность равна

$$P_{\text{н}} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{\text{н}},$$

а, учитывая выражение для тока в цепи приемной антенны,

$$P_{\text{н}} = \frac{\mathcal{E}_{\text{а}}^2 R_{\text{н}} / 2}{(R_{\text{а}} + R_{\text{н}})^2 + (X_{\text{а}} + X_{\text{н}})^2}.$$

Максимально возможная мощность (в ваттах), отдаваемая приемной антенной в нагрузку, непосредственно подключенную к антенне, имеет место при согласованной нагрузке: $R_{\text{н}} = R_{\text{а}}$, $X_{\text{н}} = -X_{\text{а}}$, и определяется по формуле

$$P_{\max} = \frac{\mathcal{E}_{a\max}^2}{8R_a} = \frac{G}{960} \left(\frac{E\lambda}{\pi} \right)^2.$$

При работе на несогласованную нагрузку ($R_a \neq R_H$, $X_a \neq -X_H$) отдаваемая антенной мощность рассчитывается по формуле

$$P_H = \chi P_{\max} = \frac{4R_a R_H}{(R_a + R_H)^2 + (X_a + X_H)^2} P_{\max},$$

где $\chi = \frac{P_H}{P_{\max}}$ – коэффициент согласования антенны с нагрузкой.

Рассмотрим теперь случай, когда длиной фидерного тракта пренебречь нельзя. Пусть приемник согласован с фидером, а антенна нет. Такая ситуация возникает при работе в широкой полосе частот. В этом случае $R_H = W$ и можно воспользоваться предыдущей формулой. Если наоборот, антенна согласована с фидером ($R_a = W$, $X_a = 0$), а приемник нет, то часть энергии отразится от входа приемника и переизлучится антенной, поскольку она согласована с фидером (рис. 35).

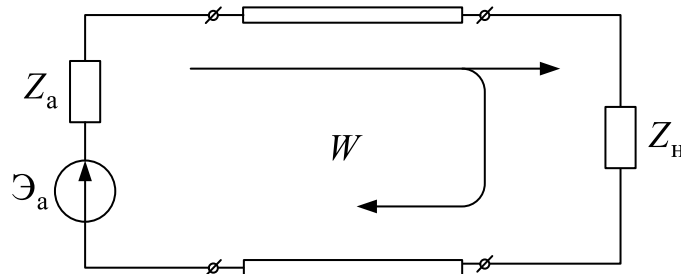


Рис. 35. Антенна, подключенная к фидерной линии

Доля отраженной от приемника энергии определяется квадратом модуля коэффициента отражения по напряжению Γ на входе приемника.

Тогда

$$P_H = P_{\max} (1 - |\Gamma|^2).$$

На практике чаще известен не коэффициент отражения, а коэффициент стоячей или бегущей волны. С учетом его определения

$\text{КБВ} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|}$, а также принимая во внимание потери в тракте, выра-

женные в его КПД $\eta_{\text{АФУ}}$, можно записать

$$P = \frac{4\text{КБВ}}{(1 + \text{КБВ})^2} \eta_{\text{АФУ}} P_{\text{max}}.$$

2.1. Уравнение идеальной радиопередачи

Рассмотрим вопрос о передаче мощности между двумя антеннами – приемной (А1) и передающей (А2), рис. 36.

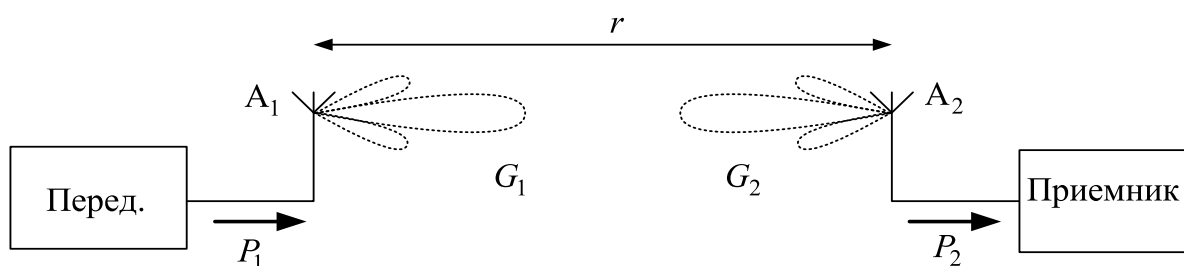


Рис. 36. Передача мощности между двумя антеннами

Мощность P_2 , поступающую в нагрузку оказываемой приемной антенны (приемник), можно определить по так называемой формуле идеальной радиопередачи:

$$P_2 = P_1 G_1 G_2 \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2,$$

где P_1 – мощность на входе передающей антенны, G_1 и G_2 – коэффициенты усиления приемной и передающей антенн, r – расстояние между антеннами, λ – рабочая длина волны. Предполагается, что антенны ориентированы максимумами ДН друг на друга и согласованы по поляризации.

Это выражение можно записать в следующем виде:

$$P_n = \Pi A_{\text{эф}}(\theta, \varphi),$$

где Π – плотность потока мощности сигнала; $A_{\text{эф}} = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \varphi)$. $A_{\text{эф}}$ имеет размерность площади и называется эффективной поверхностью антенны. Можно ввести понятие коэффициента использования поверхности (КИП) антенны:

$$\text{КИП} = \frac{A_{\text{эф max}}}{A_{\text{геом}}},$$

где $A_{\text{геом}}$ – площадь поверхности антенны. Как правило, $\text{КИП} < 1$ и может составлять 0,5–0,8.

Эффективная площадь антенны представляет собою такую площадку, которая, будучи умноженной на плотность потока мощности приходящей волны, дает мощность, отдаваемую антенной согласованной нагрузке при условии, что поляризации антенны и падающей волны совпадают.

Соотношение

$$A_{\text{эф}}(\theta, \varphi) = \frac{\lambda^2}{4\pi} G(\theta, \varphi)$$

является одним из важнейших в теории антенн. Оно связывает эффективную площадь – параметр, удобный в режиме приёма, с коэффициентом усиления – параметром, использование которого естественно в режиме передачи.

Следует отметить, что величина $A_{\text{эф}}$ определяется только величиной коэффициента усиления. Обычно, когда говорят об $A_{\text{эф}}$ антенны, то имеют в виду значение $A_{\text{эф max}}$ – соответствующее её направлению главного максимума.

Глава 3

Линейные излучающие системы

Изучение остронаправленных антенн, имеющих узкую ДН, начнем с рассмотрения простейших остронаправленных систем – линейных излучателей. Говоря о линейном излучателе, мы будем иметь в виду непрерывное или дискретное распределение одинаковых источников электромагнитного излучения вдоль отрезка заданной прямой. Причем для остронаправленных антенн длина этого отрезка, как правило, много больше длины волны, а поперечные размеры меньше или соизмеримы с длиной волны.

Понятие о линейных излучающих системах имеет фундаментальный характер. На примере этих антенн изучаются основные свойства излучающих систем, особенности формирования ДН антенн различными амплитудно-фазовыми распределениями, влияние размеров антенны на её параметры.

Многое из теории линейных антенн можно применить для анализа или синтеза плоских излучающих систем, используя метод эквивалентного линейного излучателя.

При анализе линейных излучающих систем будем предполагать известными:

- комплексную векторную нормированную характеристику направленности отдельных излучателей, причем эта характеристика будет считаться одинаковой для всех элементов $\vec{f}_e(\theta, \varphi)$;
- место расположения излучателей вдоль отрезка прямой;
- закон распределения комплексных коэффициентов возбуждения отдельных излучателей. Поскольку коэффициенты комплексные, то будут известны их амплитуда и фаза. Поэтому это распределение называется амплитудно-фазовым (АФР).

3.1. Множитель направленности линейного излучателя

Из теоремы перемножения следует, что ХН линейной излучающей системы может быть представлена в виде:

$$\vec{f}(\theta, \varphi) = \vec{f}_e(\theta, \varphi) f_\Sigma(\theta, \varphi),$$

где $f_\Sigma(\theta, \varphi)$ – множитель системы. Так как ДН одиночного излучателя $\vec{f}_e(\theta, \varphi)$ полагается известной, то для определения ХН системы нужно найти множитель направленности.

На рис. 37 изображена система дискретных излучателей, расположенных вдоль отрезка прямой линии. Такая система называется линейной антенной решеткой (АР).

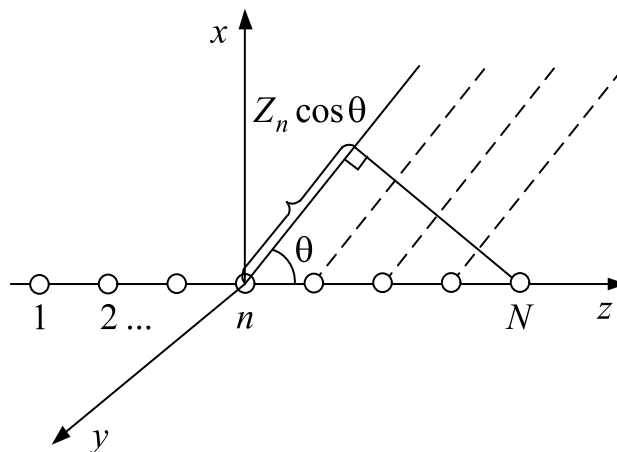


Рис. 37. Линейная дискретная излучающая система

Множитель системы такой антенны может быть представлен в следующем виде:

$$f_\Sigma(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{ikZ_n \cos \theta}, \quad (18)$$

где

$$\dot{I}_n = |I_n| e^{i\varphi_n}$$

описывает амплитуду $|I_n|$ и фазу φ_n каждого n -го излучателя и называется амплитудно-фазовым распределением. Z_n – положение излучателя с номером n вдоль оси Z , θ – направление в точку наблюдения.

Непрерывная линейная излучающая система, или, для краткости, просто линейный излучатель (рис. 38), может рассматриваться как предельный случай линейной антенной решетки с числом элементов на интервале от $-L/2$ до $L/2$, стремящимся к бесконечности.

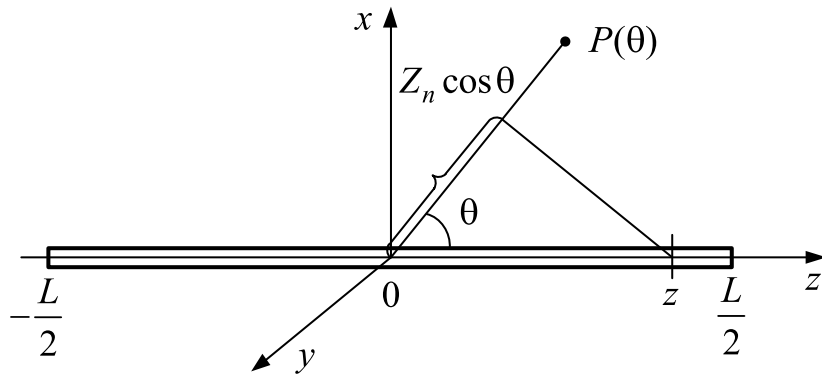


Рис. 38. Линейный излучатель

Тогда суммирование в (18) заменяется интегрированием, количество элементов в АР $N \rightarrow \infty$, расстояние между соседними элементами $(Z_{n+1} - Z_n) \rightarrow 0$, и дискретная излучающая система переходит в непрерывную линейную излучающую систему. При этом множитель системы будет иметь вид:

$$f_{\Sigma}(\theta) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} \dot{I}(z) e^{jkz \cos \theta} dz, \quad (19)$$

$$\dot{I}(z) = |I(z)| e^{j\varphi(z)} - \text{АФР},$$

где L – длина антенны; $|I(z)|$ – амплитудное распределение; $\varphi(z)$ – фазовое распределение; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ – волновое число.

Иногда в литературе угол θ отсчитывается не от оси излучателя, а от нормали к нему, в этом случае вместо $\cos \theta$ в выражение входит $\sin \theta$.

В физическом смысле множители направленности (18) и (19) описывают сложение сферических волн, возбуждаемых отдельными элементами системы. При создании остронаправленных антенн обычно стремятся, чтобы в заданном направлении излучаемые поля отдельных элементов складывались синфазно или почти синфазно,

а в других направлениях эти поля должны в возможно большей степени компенсировать друг друга.

Множители направленности линейной непрерывной и дискретной системы не зависят от азимутальной координаты и обладают осевой симметрией. Простейшей реализацией непрерывного излучателя является прямолинейный провод с бегущей вдоль него волной электрического тока. Распределение тока описывается функцией АФР.

При рассмотрении линейных излучателей основное внимание уделяется свойствам множителя решетки, так как обычно ДН одного элемента широкая и не оказывает влияния на ДН всей системы. Рассмотрение множителя решетки начнем с непрерывного линейного распределения, так как свойства множителя направленности при этом оказываются более простыми.

Будем считать, что АФР описывается выражением вида:

$$\dot{I}(z) = I_0 e^{-jk\xi z}, \quad (20)$$

где I_0 – амплитудное распределение, $k\xi z$ – фазовое распределение.

То есть используем равномерное амплитудное распределение и линейное фазовое распределение. В соответствии с законом (20) амплитуда возбуждения в пределах длины излучателя L не зависит от продольной координаты z и равна постоянной величине (рис. 39). Фаза возбуждения меняется вдоль излучателя по линейному закону (рис. 40), характерному для бегущей волны, распространяющейся в положительном направлении оси z . Значение константы ξ называется коэффициентом замедления. Он определяет наклон линии фазового распределения и соответствует разным фазовым скоростям бегущей волны тока:

$$\xi = \frac{c}{v_\phi}:$$

- $\xi = 0$: фаза возбуждения постоянна вдоль длины антенны, что соответствует бесконечной скорости распространения возбуждения, и мы имеем случай так называемого идеального синфазного излучателя.
- $|\xi| < 1$ – фазовая скорость возбуждения превышает скорость света в окружающем антенну пространстве;
- $|\xi| = 1$ – фазовая скорость возбуждения точно равна фазовой скорости света;
- $|\xi| > 1$ – возбуждение идеального линейного источника замедленной бегущей волной.

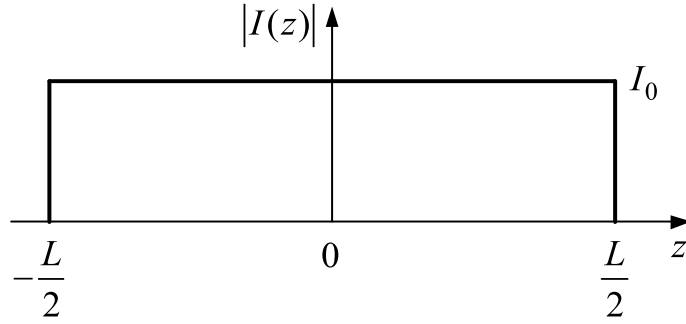


Рис. 39. Равномерное амплитудное распределение

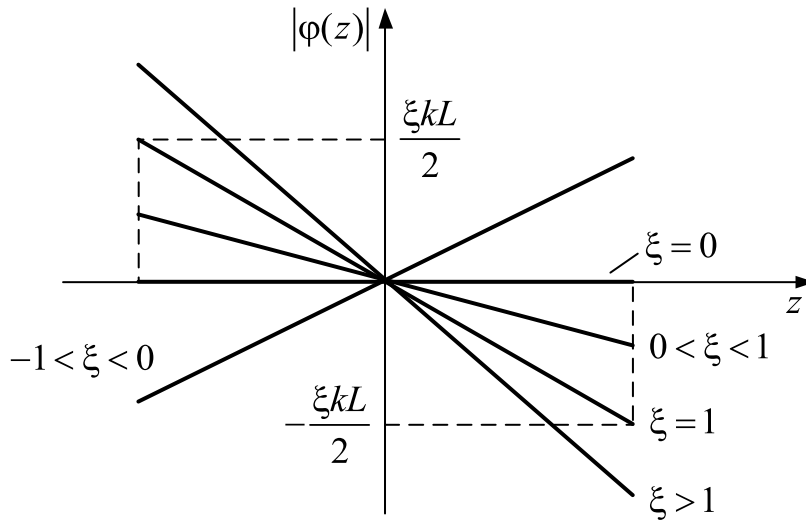


Рис. 40. Линейное фазовое распределение

Во всех случаях положительной величине ξ соответствует движение волны возбуждения в сторону положительных значений z , а отрицательной величине ξ – движение в сторону отрицательных z .

Линейный излучатель с описанным распределением возбуждения может быть назван идеальным линейным излучателем. Такой источник электромагнитных волн является своеобразным эталоном, относительно которого в теории антенн оцениваются свойства и параметры линейных излучателей с другими видами амплитудно-фазового распределения.

Определим множитель направленности такого излучателя. Подставляя (20) в (19) и выполняя интегрирование, получим:

$$f_{\Sigma}(\theta) = I_0 L \frac{\sin \left[\frac{kL}{2} (\cos \theta - \xi) \right]}{\frac{kL}{2} (\cos \theta - \xi)}. \quad (21)$$

Нас будет интересовать нормированная ХН, поэтому можно записать:

$$F_{\Sigma}(U) = \frac{\sin U}{U}, \quad (22)$$

где $U = \frac{kL}{2}(\cos\theta - \xi)$ и носит название обобщенной угловой переменной (координаты).

Множитель направленности идеального линейного излучателя (21) представляет собой вещественную функцию и, следовательно, поверхности равных фаз в дальней зоне имеют вид сфер с центром в начале координат, т. е. в средней точке антенны. Таким образом, линейный излучатель с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением независимо от величины коэффициента замедления фазовой скорости имеет фазовый центр, совпадающий с серединой излучателя.

Проведем анализ функции (22). На рис. 41 показан ее модуль (так как нас интересует амплитуда излучения).

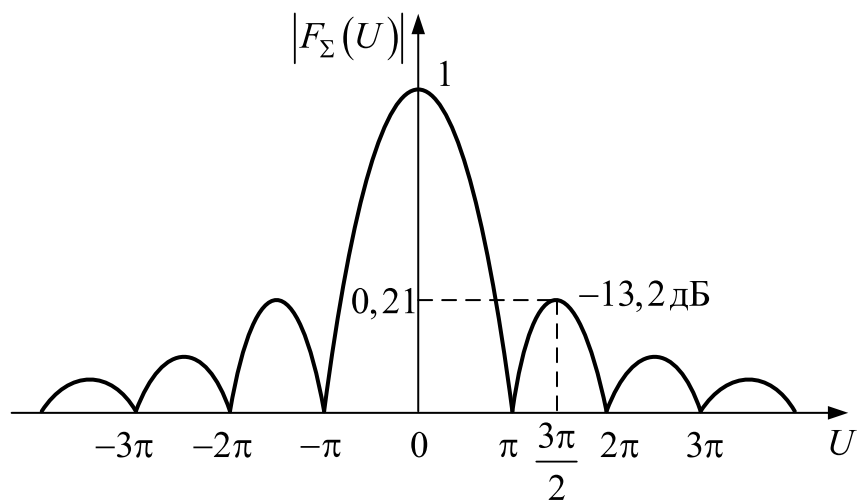


Рис. 41. Множитель направленности непрерывного линейного излучателя

Основные свойства этой функции:

- главный лепесток имеет максимум в направлении $U = 0$, его ширина по нулям равна 2π . Величина максимума равна 1 (первый замечательный предел: $\lim_{x \rightarrow 0} \frac{\sin x}{x} = 1$);

- боковые лепестки симметричны, их ширина по нулям равна π , нули располагаются в точках $U = n\pi$, $n = \pm 1, \pm 2, \dots$;
- положение максимумов боковых лепестков приближенно определяется по формуле $U = n\pi + \frac{\pi}{2}$;
- уровень боковых лепестков по напряженности поля относительно главного составляет $УБЛ_n = \frac{1}{n\pi + \frac{\pi}{2}} = \frac{2}{(2n+1)\pi}$;
- уровень первого бокового лепестка $УБЛ_1 \approx 0,21$ или $-13,2$ дБ;
- направление главного лепестка зависит от коэффициента замедления и определяется по формуле $\theta_0 = \arccos \xi$, $|\xi| \leq 1$.

В зависимости от значения ξ можно различить три режима работы линейного излучателя:

1. Режим поперечного излучения. Возбуждение синфазное $|\xi| = 0$, угловое положение главного максимума $\theta_0 = \frac{\pi}{2}$ (рис. 42), т. е. он направлен перпендикулярно оси антенны.

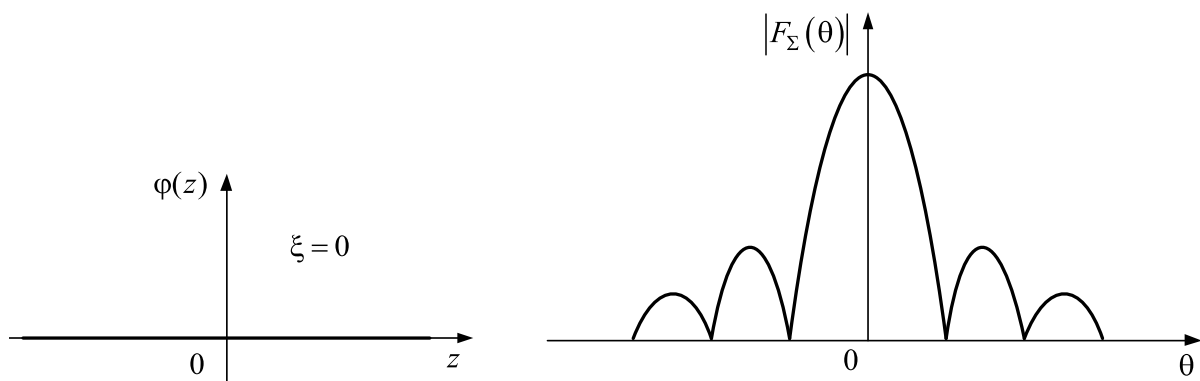


Рис. 42. Режим поперечного излучения

2. Режим наклонного излучения: $0 < |\xi| < 1$. Главный лепесток отклоняется от нормали к оси антенны в сторону движения волны возбуждения. При изменении коэффициента замедления в пределах интервала $(-1, 1)$ направление максимума главного лепестка множителя направленности линейного излучателя изменяется в пределах $180^\circ > \theta_0 > 0^\circ$ (рис. 43).

3. Режим осевого излучения: $\xi = 1$, $\theta_0 = 90^\circ$ (рис. 44). Главный максимум характеристики направленности оказывается ориентиро-

ванным точно в направлении оси антенны. Это режим осевого излучения, наблюдаемый при фазовой скорости возбуждения, равной скорости света в окружающем антенну пространстве.

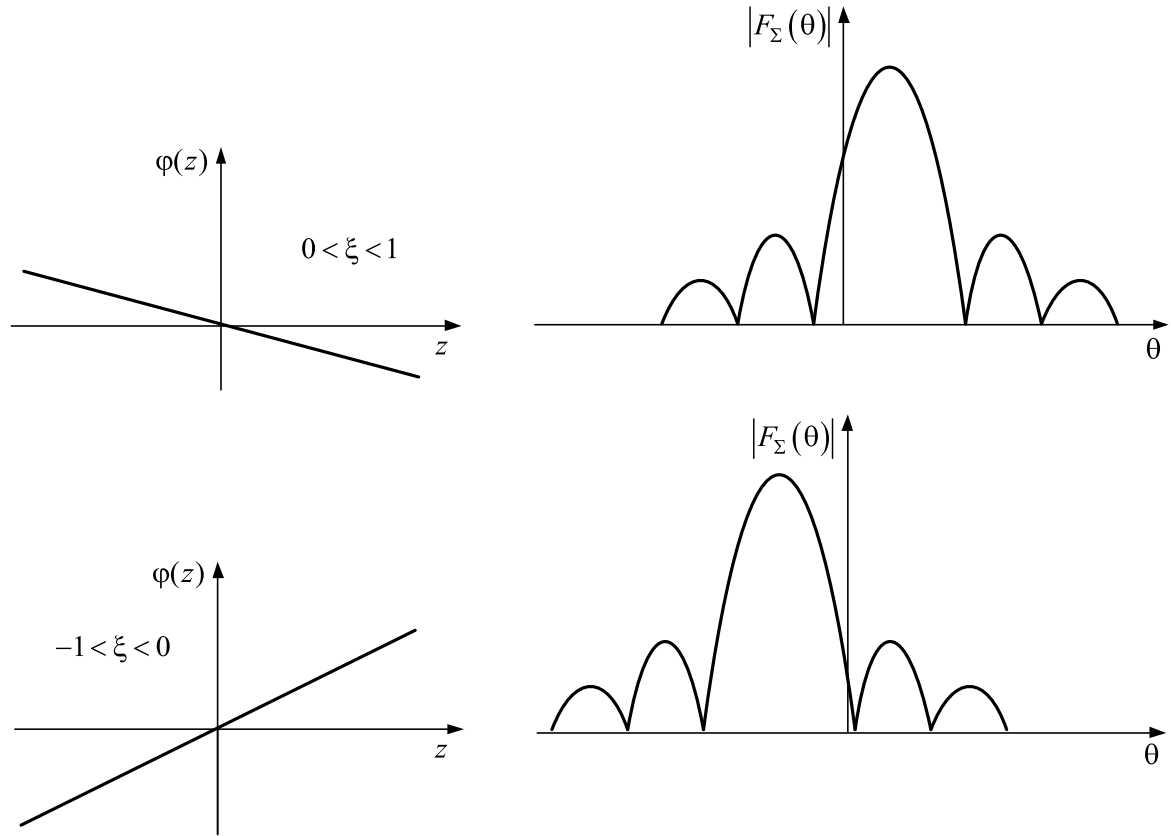


Рис. 43. Режим наклонного излучения при разных коэффициентах замедления

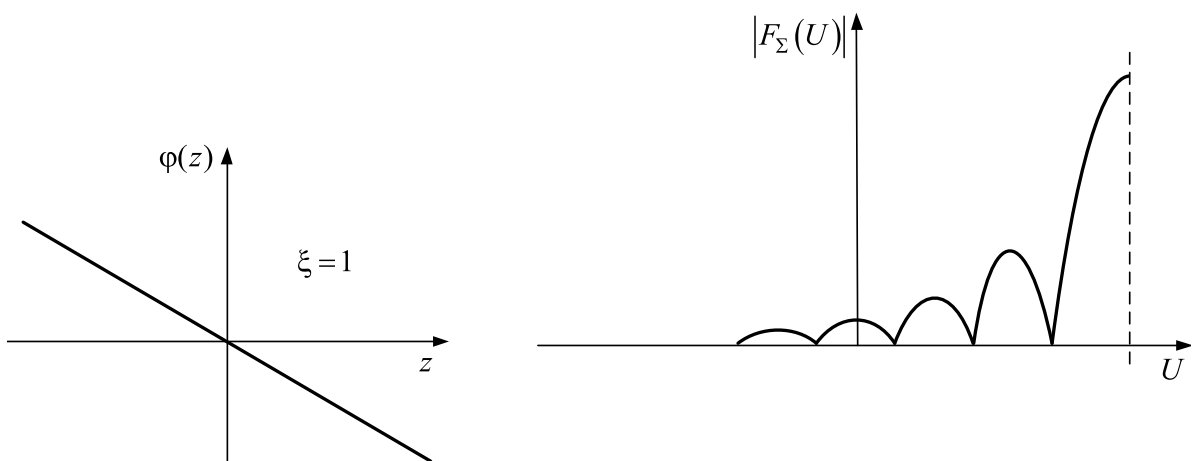


Рис. 44. Режим осевого излучения

4. При дальнейшем увеличении ξ главный максимум постепенно исчезает.

Мы видим, что изменением ξ можно получить различное положение максимума ДН в пространстве. Изменение положения главного лепестка ДН в пространстве называют сканированием.

Приведем асимптотические выражения для параметров, характеризующих ДН длинных ($L \gg \lambda$) линейных излучателей. Ширина главного лепестка в градусах для режима наклонного излучения равна

$$2\Delta\theta_{0,5} \approx \frac{50,7^\circ}{\pi \sin \theta_0} \frac{\lambda}{L}.$$

Ширина ДН тем уже, чем больше волновые размеры антенны (L/λ) и чем ближе излучение к поперечному направлению ($\theta_0 = \pi/2$).

В режиме осевого излучения главный лепесток ДН шире:

$$2\Delta\theta_{0,5} = 108^\circ \sqrt{\frac{\lambda}{L}}, \quad |\xi| = 1.$$

Для оценки КНД в различных режимах имеем: для наклонного излучения $D = \frac{2L}{\lambda}$, для осевого $D = \frac{4L}{\lambda}$.

3.2. Влияние амплитудного распределения на параметры ДН

Как было определено ранее, излучатель с равномерным амплитудным распределением имеет уровень боковых лепестков УБЛ примерно $-13,2$ дБ. Для большинства практических применений такой уровень боковых лепестков оказывается неприемлемо большим. Он может привести к проблемам по обеспечению электромагнитной совместимости различной радиоэлектронной аппаратуры. С целью уменьшения уровня боковых лепестков переходят к неравномерному амплитудному распределению, максимальному в центре и симметрично спадающему к краям.

Рассмотрим синфазное амплитудное распределение следующего вида:

$$I(z) = 1 - \Delta + \Delta \cos \frac{\pi z}{L},$$

где $-\frac{L}{2} < z < \frac{L}{2}$, величина Δ определяет относительное уменьшение амплитуды тока на концах излучателя, т. е. ее неравномерную составляющую.

Это амплитудное распределение носит название «косинус на пьедестале». Форма амплитудного распределения зависит от величины «пьедестала» Δ . При $\Delta = 0$ будем иметь равномерное амплитудное распределение, а при $\Delta = 1$ – косинусоидальное амплитудное распределение.

Множитель направленности для такого амплитудного распределения определяется методом парциальных ДН и записывается в виде

$$f(\theta) = \frac{\sin U}{U} + \frac{\Delta}{2} \frac{\sin(U - \pi)}{U - \pi} + \frac{\Delta}{2} \frac{\sin(U + \pi)}{U + \pi},$$

где $U = \frac{kL}{2} \cos \theta$. Таким образом, суммарная ДН состоит из трех парциальных. Добавление к основной ДН вида $\frac{\sin U}{U}$ двух сдвинутых на $\pm \pi$ поправочных ДН с амплитудой $\frac{\Delta}{2}$ приводит к резкому снижению уровня боковых лепестков, сопровождающемуся некоторым расширением главного лепестка. Изменяя значение Δ , можно снизить уровень наибольшего бокового лепестка до значений -23 дБ.

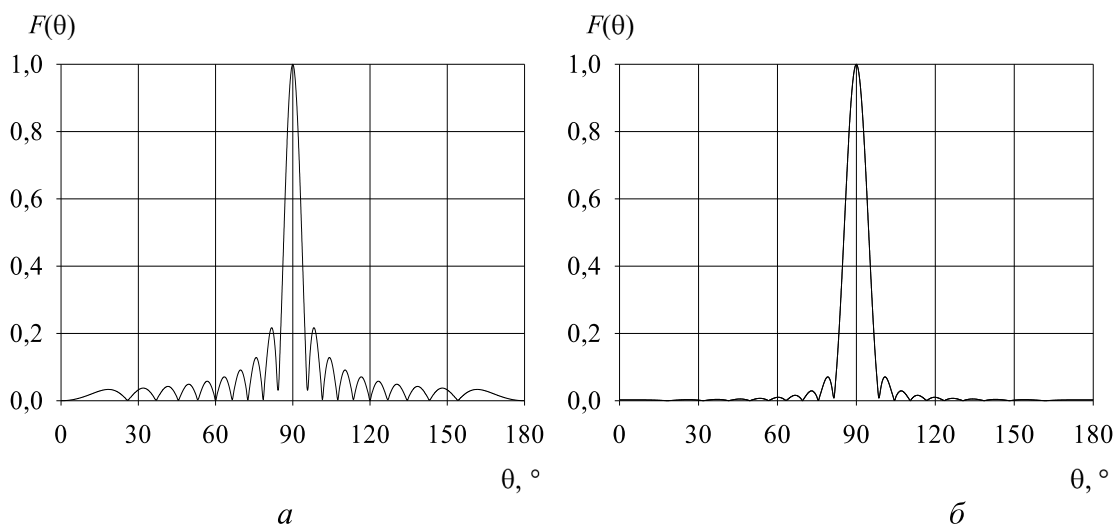


Рис. 45. Вид ДН для амплитудного распределения «косинус на пьедестале»: а – $\Delta = 0$ (равномерное распределение); б – $\Delta = 1$ (косинусоидальное распределение)

На рис. 45 показаны ДН амплитудного распределения типа «косинус на пьедестале» для двух предельных случаев параметров, входящих в это амплитудное распределение. Видно, что переход от равномерного амплитудного распределения к косинусоидальному приводит к уменьшению уровня боковых лепестков (от $-13,2$ дБ до -23 дБ в логарифмическом масштабе). Одновременно значительно уменьшается уровень дальних боковых лепестков.

Платой за уменьшение уровня боковых лепестков является увеличение ширины ДН. Для получения прежней ширины ДН необходимо увеличить размеры антенны.

Значение ширины ДН по уровню половинной мощности для косинусоидального амплитудного распределения определяется из выражения:

$$2\Delta\theta_{0,5} \approx \frac{68,4^\circ\lambda}{\pi L \sin\theta_0}.$$

3.3. Влияние фазовых искажений на параметры ДН

Рассматривая влияние фазовых распределений на параметры ДН, как правило, говорят о фазовых искажениях, в отличие от рассмотрения влияния амплитудных распределений на параметры ДН. Связано это с тем, что, как правило, на практике используются только линейные фазовые распределения. При рассмотрении же амплитудных распределений применяют очень широкий класс распределений.

Как правило, фазовые искажения вызваны неточностью изготовления или установки антенных систем или их отдельных элементов. Они могут быть следствием нарушения технологии изготовления антенн или различия условий в окружающей среде: температурных колебаний, наличия или отсутствия осадков и пр.

Запишем амплитудно-фазовое распределение в следующем виде:

$$\dot{I}(z) = |I(z)|e^{j[\Phi(z)-k\xi z]}, \quad (23)$$

где функция $\Phi(z)$ представляет собой фазовые искажения. Она описывает отличие фазового распределения в раскрыве антенны от линейного фазового распределения.

Фазовые искажения удобно записать в следующем виде:

$$\Phi(z) = \Phi_1 \left(\frac{2z}{L} \right) + \Phi_2 \left(\frac{2z}{L} \right)^2 + \Phi_3 \left(\frac{2z}{L} \right)^3 + \dots \quad (24)$$

В этом случае величины Φ_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) представляют собой максимальные значения фазовой ошибки степени i на краю антенного раскрыва, т. е. при $z = \frac{L}{2}$. Если $\Phi(z) = 0$, то искажения отсутствуют. Рассмотрим различные варианты фазовых ошибок.

Линейные фазовые искажения

Пусть только $\Phi_1(z) \neq 0$. Подставив в (23) первый член разложения (24), затем в (19), и выполнив интегрирование, для нормированного множителя направленности получим

$$f(\theta) = \frac{\sin(U + \Phi_1)}{U + \Phi_1}, \quad (25)$$

где $U = \frac{kL}{2}(\cos\theta - \xi)$.

Таким образом, как видно из (25), форма ДН остается неизменной, а максимум излучения отклоняется от нормали (к оси системы) на величину Φ_1 . В технике антенн управляемое отклонение главного лепестка ДН от нормали за счет создания линейного фазового распределения используется для сканирования, т. е. обзора пространства посредством качания ДН.

Квадратичные фазовые искажения

Квадратичные фазовые изменения $\Phi_2 \neq 0$ при $\Phi_2 < \pi$ не вызывают смещение максимума ДН, однако приводят к снижению КНД и КИП.

На рис. 46 и 47 показаны рассчитанные ДН при квадратичных фазовых распределениях для двух типов амплитудных распределений. На этих рисунках ДН нормированы относительно ДН антенн с синфазным раскрывом для сравнения значений КНД.

Характеристика направленности при квадратичных фазовых искажениях рассчитывается по формуле:

$$f(\theta) = \int_{-\frac{L}{2}}^{\frac{L}{2}} |\dot{i}(z)| e^{i \left[kz(\cos\theta - \xi) + \Phi_2 \left(\frac{2z}{L} \right)^2 \right]} dz.$$

Это выражение не может быть записано в элементарных функциях и поэтому анализируется численными методами.

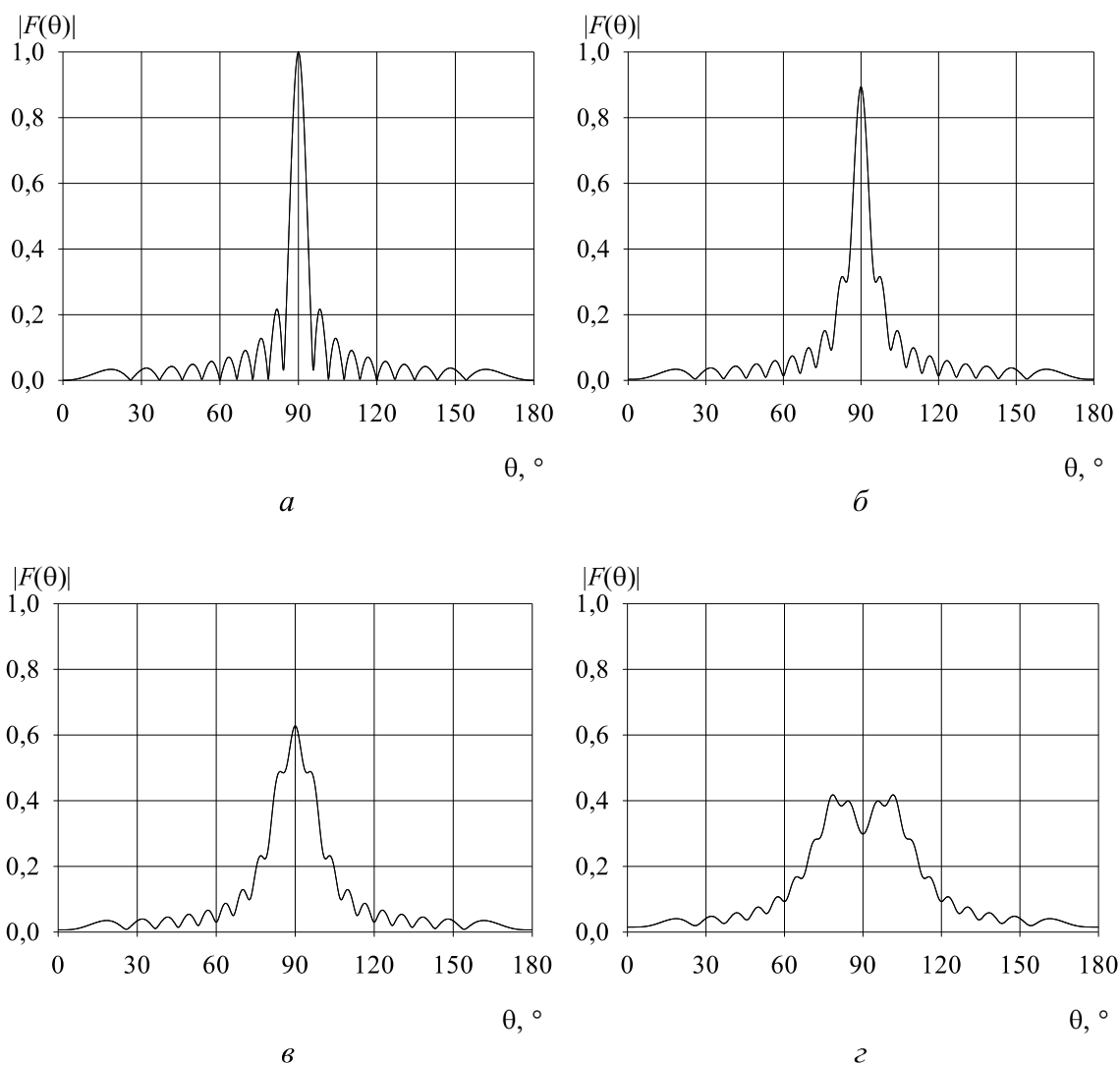


Рис. 46. Влияние квадратичных фазовых искажений на ДН:

а – $\Phi_2 = 0$; б – $\Phi_2 = \pi/2$; в – $\Phi_2 = \pi$; г – $\Phi_2 = 2\pi$.

Амплитудное распределение равномерное

Из рис. 46 видно, что квадратичные фазовые искажения приводят к расширению ДН, увеличению уровня боковых лепестков, «заплыванию» нулей ДН, снижению КНД. При больших фазовых искажениях ДН «разваливается» (рис. 46, г).

Из сравнения рис. 46 и 47 видно, что фазовые искажения при косинусоидальном амплитудном распределении оказывают меньше влияния на ДН. Объясняется это тем, что в зоне наибольших фазовых искажений значение амплитуды тока минимальное, а значит и влияние этого участка антенны на ДН уменьшается.

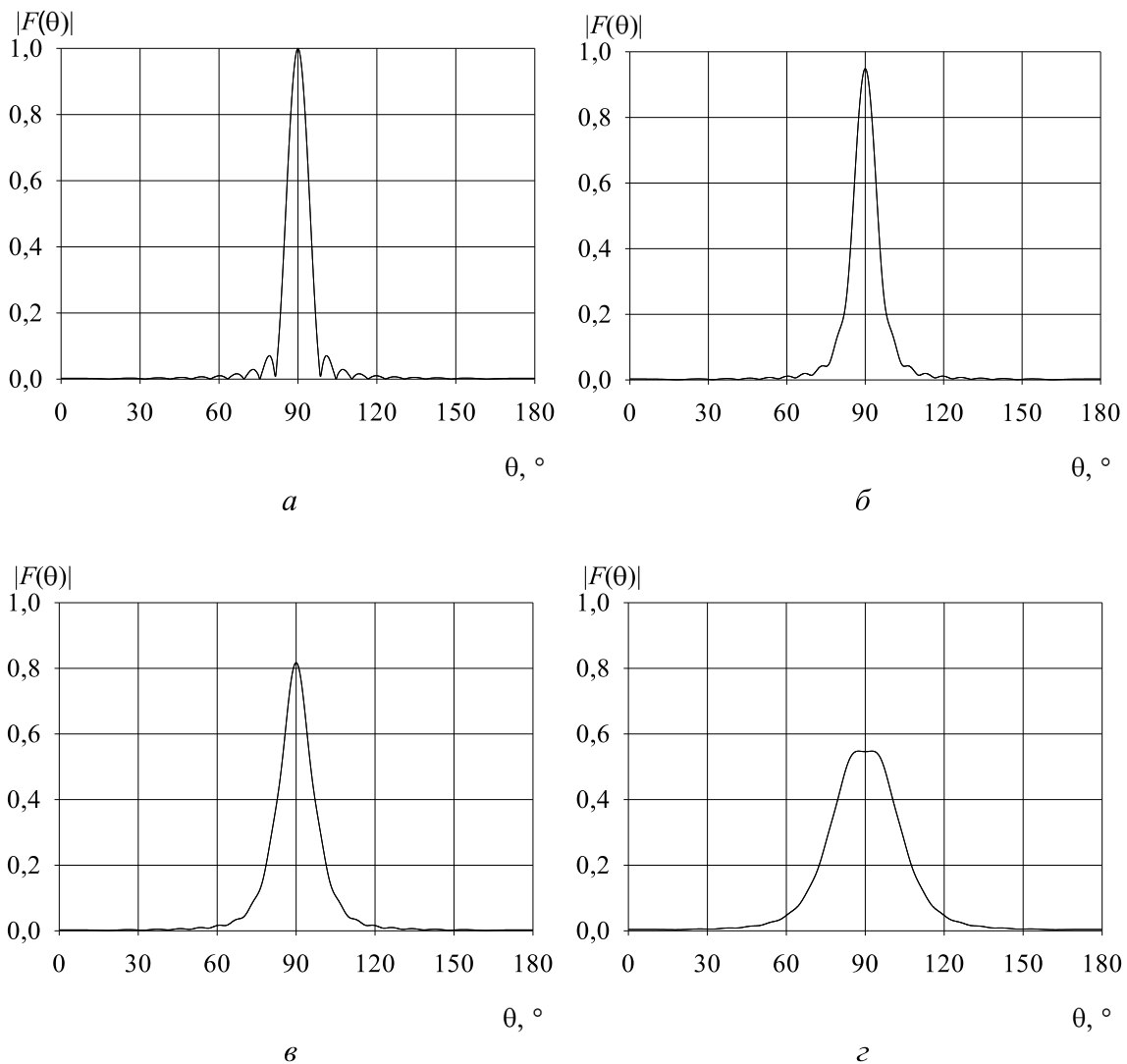


Рис. 47. Влияние квадратичных фазовых искажений на ДН:
 а – $\Phi_2 = 0$, б – $\Phi_2 = \pi / 2$, в – $\Phi_2 = \pi$, г – $\Phi_2 = 2 \pi$.
 Амплитудное распределение косинусоидальное

Квадратичные фазовые искажения чаще всего встречаются в коротких рупорных антеннах и в параболических зеркальных антеннах при осевом смещении облучателя из фокуса зеркала.

Кубичные фазовые искажения

Кубичные фазовые искажения описываются параметром $\Phi_3 \neq 0$. При небольших значениях Φ_3 эти фазовые искажения мало отличаются от линейных.

Кубические искажения приводят к отклонению максимума излучения и искажению ДН, которое заключается в появлении асимметрии главного лепестка и в уровнях боковых лепестков; причем увеличение уровня последних происходит с той стороны, в которую

отклоняется максимум ДН (см. рис. 48). Происходит также расширение главного лепестка, снижение КНД и КИП. Эти искажения встречаются, например, у параболических зеркальных антенн при смещении облучателя из фокуса в поперечном направлении.

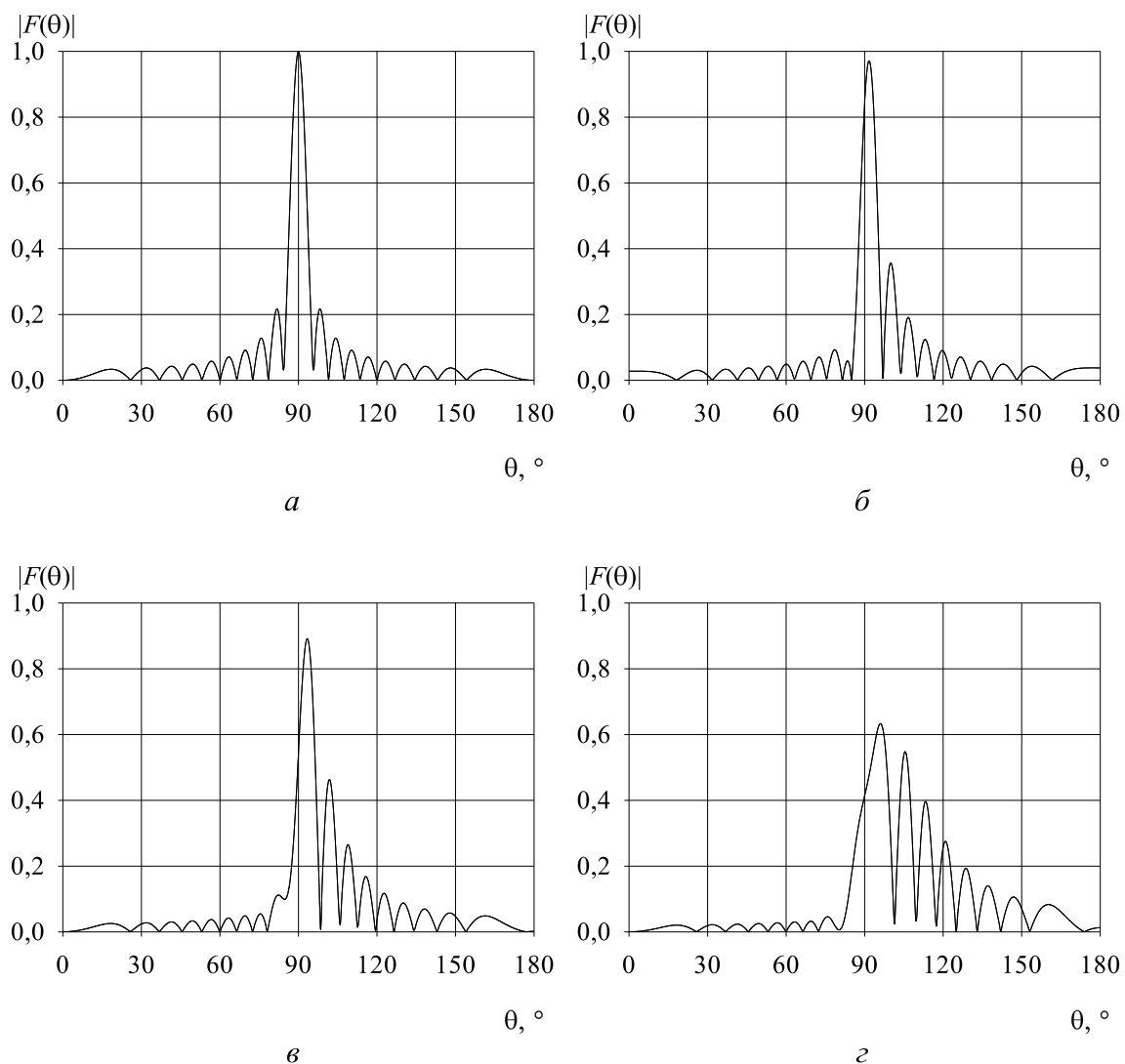


Рис. 48. Влияние кубических фазовых искажений на ДН при различных значениях Φ_2 :
 а – $\Phi_3 = 0$, б – $\Phi_3 = \pi/2$, в – $\Phi_3 = \pi$, г – $\Phi_3 = 2\pi$.
 Амплитудное распределение равномерное

На рис. 48 и 49 показаны рассчитанные численно ДН линейного излучателя при кубических фазовых искажениях. При расчете ДН на рис. 48 использовалось равномерное амплитудное распределение, а на рис. 49 – косинусоидальное. ДН также нормированы относительно ДН антенн, имеющих синфазное распределение.

Как видно из рисунков, кубические фазовые искажения также приводят к расширению ДН, увеличению уровня боковых лепестков, снижению КНД. Менее отчетливо проявляется «заплывание» нулей ДН. Дополнительно появляется смещение максимума ДН, что вызвано несимметричностью фазовой характеристики. Причем при небольших величинах искажений (рис. 48, б) смещение ДН не сопровождается снижением КНД и ростом боковых лепестков и может быть использовано для сканирования ДН.

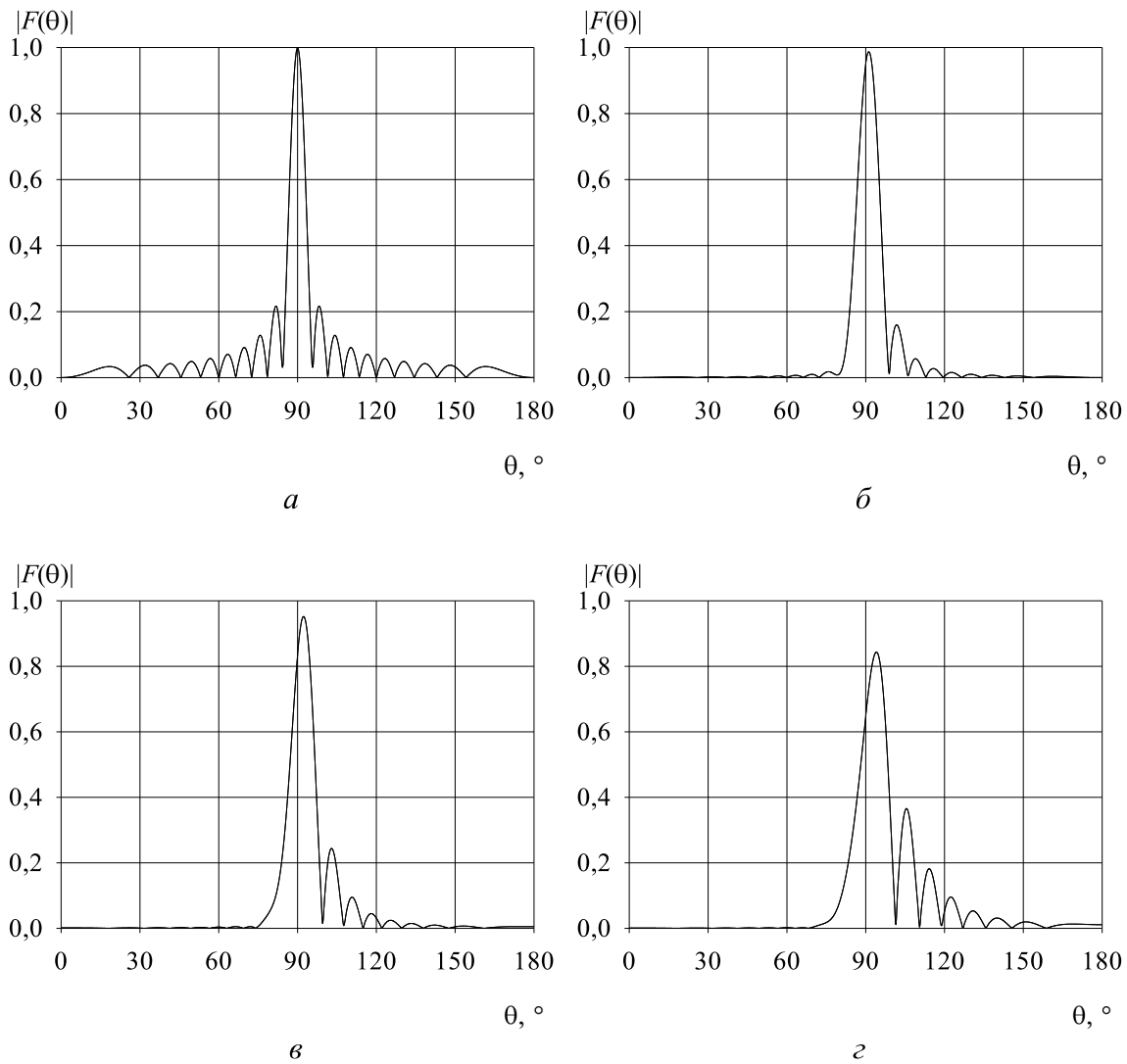


Рис. 49. Влияние кубических фазовых искажений при различных значениях Φ_3 :
 а – $\Phi_3 = 0$, б – $\Phi_3 = \pi/2$, в – $\Phi_3 = \pi$, г – $\Phi_3 = 2\pi$.
 Амплитудное распределение косинусоидальное

3.4. Линейная дискретная система

Для получения высокой направленности излучения в ряде случаев более целесообразно вместо непрерывного линейного излучателя применение линейных дискретных систем или антенных решеток (АР). Парциальные ДН или ДН элементов системы часто предполагаются одинаковыми, что эквивалентно предположению об одинаковом законе распределения тока на каждом элементе. Излучение АР в этом случае полностью определяется законом размещения центров излучателей вдоль оси системы и законом распределения комплексных амплитуд токов на отдельных элементах, т. е. амплитудно-фазовым распределением (АФР). В качестве элементов АР обычно используются слабонаправленные излучатели (вибратор с рефлектором, щелевые, печатные антенны и др.), поэтому результирующая ДН АР близка по форме к множителю направленности системы.

Для линейной АР, состоящей из N излучающих элементов (рис. 50), множитель направленности равен

$$f_{\Sigma}(\theta) = \sum_{n=1}^N \dot{I}_n e^{-jkz_n \cos \theta}, \quad (26)$$

где угол θ отсчитывается от положительного направления оси z ; z_n – координаты элементов; $\dot{I}_n = I_n e^{j\phi_n}$ – комплексная амплитуда тока в излучателе с номером n ; $z_n \cos \theta$ – разность в точке наблюдения хода лучей, проведенных из геометрического центра системы и из центра отдельного излучателя.

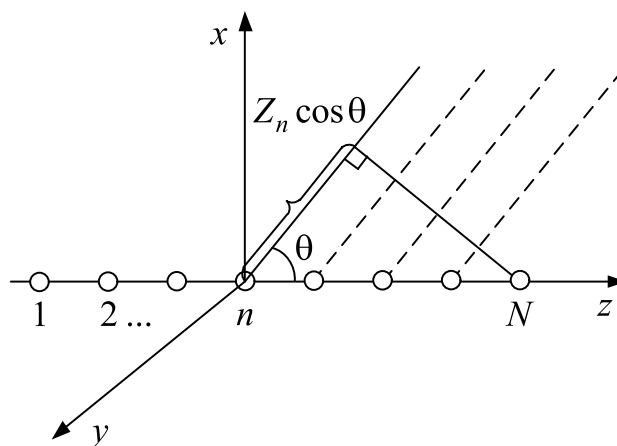


Рис. 50. Линейная АР

Рассмотрим эквидистантную решетку, в которой одинаковые излучатели располагаются с постоянным шагом d в точках $z_n = (n-1)d$, n – номер излучателя. Эти точки называются узлами решетки. Пусть элементы возбуждаются токами равной амплитуды с линейно нарастающим вдоль решетки фазовым сдвигом

$$\dot{I}_n = I_0 e^{-j(n-1)\Delta\Phi}, \quad (27)$$

где $\Delta\Phi = \xi kd$ – разность фаз между двумя соседними излучателями; $n = 1, 2, \dots, N$.

Случай $\xi = 0$ или $\Delta\Phi = 0$ соответствует синфазному возбуждению.

Подставив (27) в (26), для нормированного множителя направленности решетки получим выражение

$$f_{\Sigma}(\theta) = \frac{\sin U}{N \sin \frac{U}{N}}; \quad (28)$$

$$U = \frac{Nkd}{2}(\cos\theta - \xi) = \frac{kL}{2}(\cos\theta - \xi),$$

где $L = Nd$ называется эквивалентной длиной решетки.

Если длину решетки зафиксировать, то при $N \rightarrow \infty$ можно совершить предельный переход к линейному непрерывному излучателю, и выражение (28) совпадет с (21). Таким образом, для большого числа излучателей характеристики излучения дискретной и непрерывной систем также будут близки, и для расчета главного лепестка ДН дискретной АР можно пользоваться ранее записанными формулами для непрерывного излучателя.

Однако для дискретных систем функция $f_{\Sigma}(\theta)$ имеет свои особенности, а именно является периодической функцией и при значениях $U_m = mN\pi$ имеет максимумы, повторяющиеся по форме (рис. 51).

Они называются дифракционными или побочными главными максимумами. У основного главного максимума направление остается прежним, находится из условия $U_0 = 0$ и равно $\theta_0 = \arccos \xi$. В видимую область, границы которой определяются неравенством $-\frac{Nkd}{2}(1+\xi) \leq U \leq \frac{Nkd}{2}(1-\xi)$, попадают также дифракционные максимумы, что приводит к падению КНД и ухудшению помехозащищен-

ности системы. Число дифракционных максимумов зависит от эквивалентной длины решетки: чем длиннее решетка, тем больше у нее дифракционных максимумов.

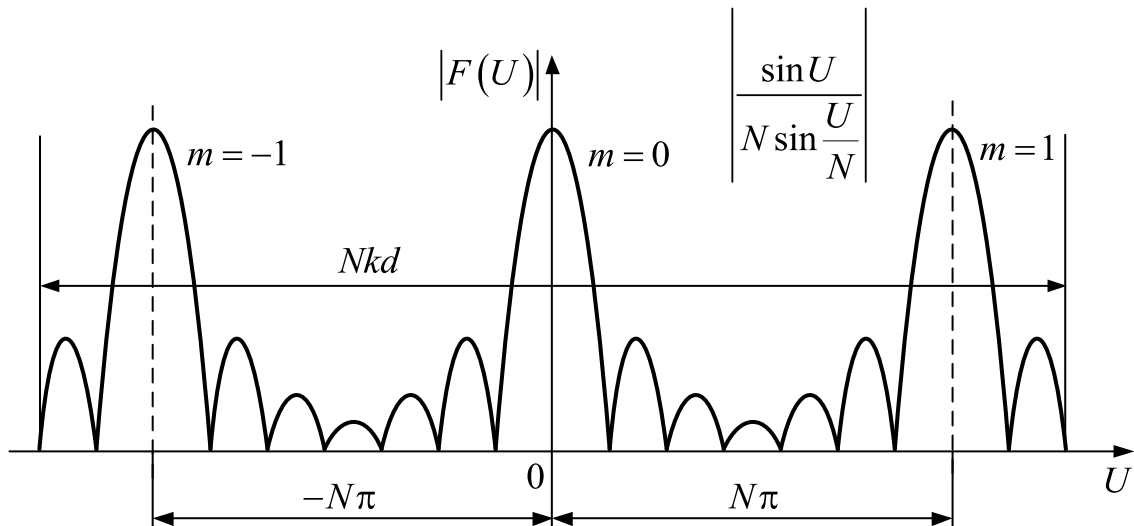


Рис. 51. Множитель направленности линейной дискретной системы излучателей

Поэтому их стараются устранить, используя следующие основные способы: ограничение шага решетки, применение направленных элементов, неэквидистантное расположение излучателей.

Если шаг решетки ограничить неравенством

$$\frac{d}{\lambda} \leq \frac{1}{1+\xi} \frac{N-1}{N}, \quad 0 \leq \xi \leq 1, \quad (29)$$

то дифракционные максимумы полностью уйдут в область мнимых углов. Для этого в режиме поперечного излучения ($\xi = 0$) элементы должны быть расположены на расстоянии $d < \lambda$, а в режиме осевого излучения ($\xi = 1$) – на расстоянии $d < \frac{\lambda}{2}$. Если в требованиях

на проектирование есть ограничения на боковые лепестки, которые при удалении от главного должны быть убывающими по амплитуде, то вместо (29) необходимо поставить более жесткое условие

$$\frac{d}{\lambda} < \frac{1}{2(1+\xi)} \frac{N-1}{N}. \quad (30)$$

Таким образом, при выполнении условий (29), (30) ДН непрерывной и дискретной систем могут отличаться лишь боковыми лепестками, имея одинаковые главные лепестки. Эти свойства сохраняются и при других амплитудно-фазовых распределениях. КНД линейной антенной решетки с ограниченным шагом рассчитывается по формулам для КНД линейного непрерывного излучателя, в которых необходимо считать $L = Nd$.

Второй способ подавления дифракционных максимумов – это применение в качестве излучателей АР направленных элементов.

Действительно, при получении выражения для характеристики направленности (28) предполагалось, что излучатели АР имеют изотропную ДН $F_0(\theta) = 1$. Реально же ДН АР в соответствии с теоремой перемножения должна быть помножена на ДН отдельного элемента $f_e(\theta)$. Получающаяся при этом ДН уже не будет содержать дифракционных максимумов в зоне видимости (рис. 52).

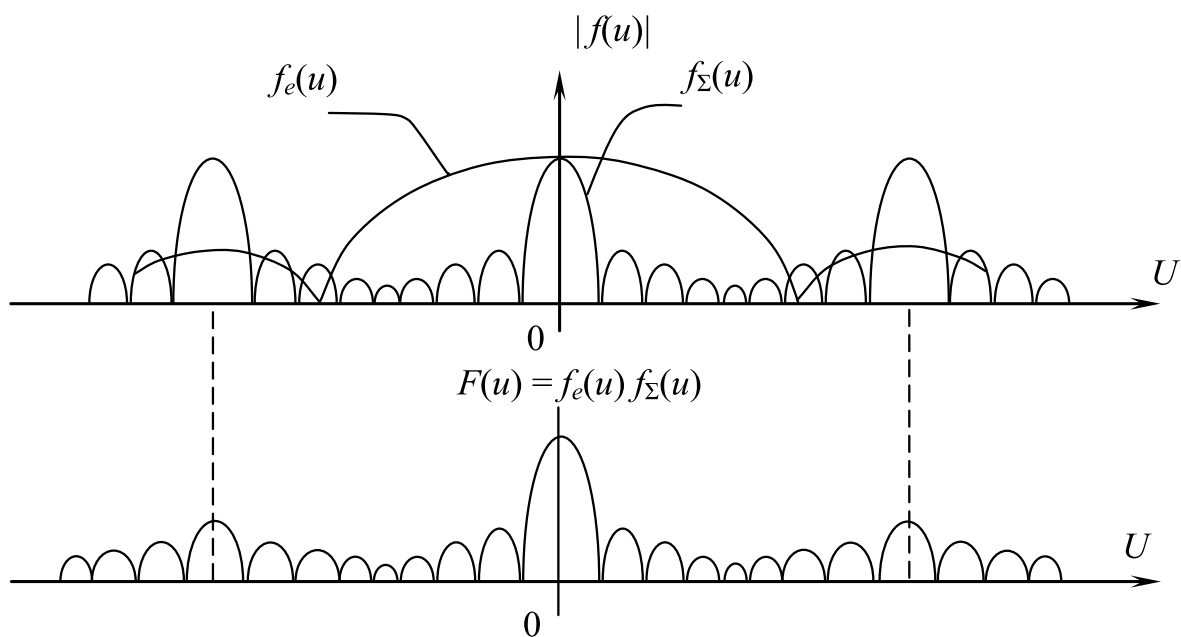


Рис. 52. Подавление дифракционных лепестков при помощи использования узконаправленных излучающих элементов в составе АР

Совершенно очевидно, что чем уже ДН отдельного элемента, тем на большее расстояние можно разнести элементы АР. Следует отметить, что применение направленных элементов ограничивает сектор сканирования антенны, поскольку при сканировании происходит падение КНД.

Третий способ подавления дифракционных максимумов – это неэквидистантное расположение излучающих элементов в АР.

Появление побочных максимумов в АР объясняется тем, что существует несколько направлений, сигнал с которых после приёма излучателями складывается в фазе. Эти направления можно определить следующим образом:

$$\frac{Nkd}{2}(\sin \theta_M - \xi) = NM\pi,$$

откуда получим выражение для определения направлений максимумов излучения θ_M :

$$\sin \theta_M = \frac{M\lambda}{d} + \xi.$$

Видно, что направление главного максимума ($M = 0$) зависит от ξ и не зависит от d . Направления же побочных максимумов зависят от расстояния между элементами. Если выбрать d различным для каждой пары смежных излучателей, тогда направление побочного максимума для каждой пары излучателей окажется различным, что приведет к размыванию общего дифракционного лепестка. Мы получим так называемую неэквидистантную линейную АР.

Глава 4

Апертурные антенны

4.1. Плоские излучающие раскрывы и решетки

Линейные излучающие системы формируют остронаправленное излучение и обеспечивают сканирование только в плоскости, проходящей через ось системы. Для сужения ДН в другой плоскости необходимо увеличить и другой размер излучающей системы, т. е. перейти к двумерным (поверхностным) излучающим системам или раскрывам. Большинство антенных устройств СВЧ-диапазона (рупорные, линзовые, зеркальные) излучают из раскрывов (апертур) плоской формы. Для получения высокой направленности размеры раскрыва обычно выбирают значительно больше длины волны (поперечный размер $L \gg \lambda$, площадь $S \gg \lambda^2$). Самые распространенные формы раскрывов – прямоугольная и круглая.

Распределение источников в раскрыве может быть как непрерывным, так и дискретным. В декартовой системе координат рассмотрим дискретную систему, образованную N излучателями, расположенными в одной плоскости (рис. 53).

Плоскость раскрыва совпадает с плоскостью xOy , а ось z перпендикулярна этой плоскости. Предполагается, что излучатели (элементы) подобны и имеют одинаковые ДН, а амплитудно-фазовое распределение возбуждения на раскрыве известно. Чтобы воспользоваться теоремой о перемножении диаграмм направленности, нам необходимо найти множитель направленности системы. Для множителя направленности дискретной системы из N изотропных излучателей, расположенных в точках x_n, y_n плоского раскрыва, можно записать

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jk\Delta r_n},$$

где $\dot{I}_n = |I_n|e^{j\Phi_n}$ – комплексная амплитуда возбуждения элемента, $\Delta r_n = x_n \sin \theta \cos \varphi + y_n \sin \theta \sin \varphi$ – разность хода в точку наблюдения между лучами, выходящими из центра общей сферической системы координат и из центров излучающих элементов. Если элементы в раскрыве расположены непрерывно, то суммирование заменяется интегрированием:

$$f(\theta, \varphi) = \int_S \dot{I}(x, y) e^{jk(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)} dx dy,$$

где $\dot{I}(x, y) = |I(x, y)|e^{j\Phi(x, y)}$ – амплитудно-фазовое распределение возбуждения, S – область, занимаемая раскрывом.

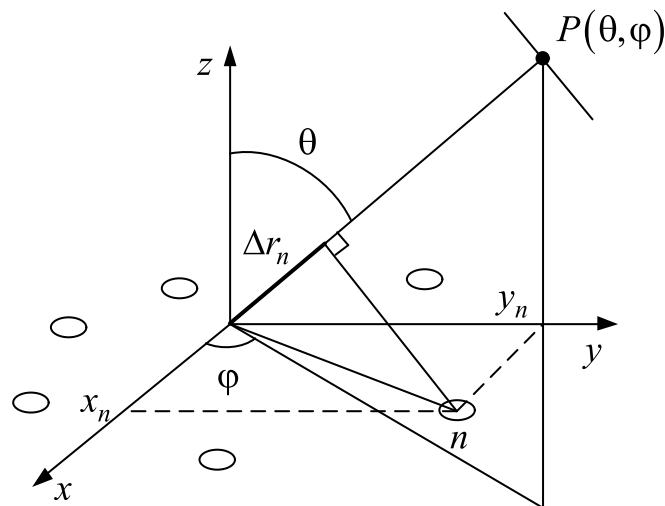


Рис. 53. К расчету множителя направленности плоского раскрыва

В случае прямоугольной площадки размерами $a \times b$ (рис. 54) выражение для комплексной характеристики направленности может быть представлено в виде:

$$f(\theta, \varphi) = \int_{-\frac{a}{2}}^{\frac{a}{2}} \int_{-\frac{b}{2}}^{\frac{b}{2}} \dot{I}(x, y) e^{ik \sin \theta (x \cos \varphi + y \sin \varphi)} dy dx.$$

Как указывалось выше, обычно пользуются представлением ХН в виде двух взаимно перпендикулярных сечений – ДН. Для равномерного амплитудного распределения $\dot{I}(x, y) = I_0$ получим ДН в нормированном виде в двух плоскостях $\varphi = 0, \varphi = \frac{\pi}{2}$:

$$f(\theta, 0) = \frac{\sin\left(\frac{ak}{2} \sin \theta\right)}{\frac{ak}{2} \sin \theta},$$

$$f\left(\theta, \frac{\pi}{2}\right) = \frac{\sin\left(\frac{bk}{2} \sin \theta\right)}{\frac{bk}{2} \sin \theta}.$$

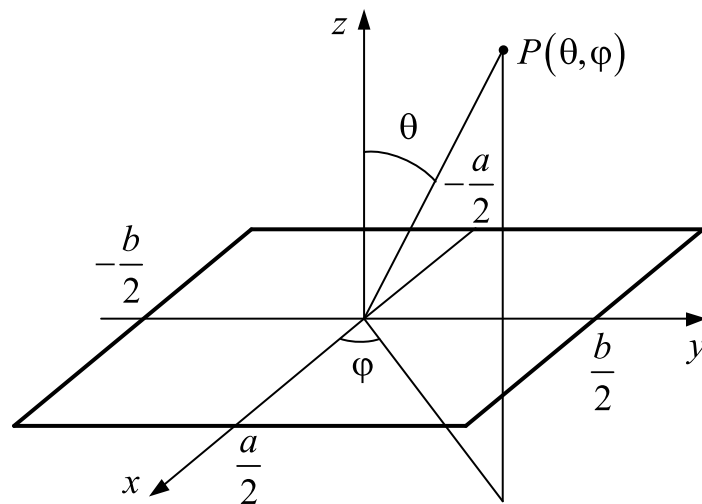


Рис. 54. Прямоугольный раскрыв

Эти выражения полностью совпадают с ранее полученным выражением для ДН линейного излучателя с равномерным синфазным распределением. Это значит, что ширина ДН прямоугольной антенны с равномерным распределением в двух плоскостях будет определяться из формулы:

$$\Delta\theta_{/\varphi=\frac{\pi}{2}} = 50,7^\circ \frac{\lambda}{b},$$

$$\Delta\theta_{/\varphi=0} = 50,7^\circ \frac{\lambda}{a}.$$

Уровень боковых лепестков, как и для линейного излучателя, будет равен 0,21 или -13,2 дБ.

На практике важное значение имеют так называемые разделяющиеся амплитудные распределения, когда:

$$\dot{I}(x, y) = \dot{I}(x)\dot{I}(y).$$

Рассмотрим случай, когда по одной оси распределение является косинусоидальным, а по другой – равномерным:

$$I(x, y) = I_0 \cos \frac{\pi x}{a}.$$

Тогда ДН в плоскости $\varphi = \frac{\pi}{2}$ будет определяться следующим образом:

$$F(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{kb}{2} \sin \theta\right)}{\frac{kb}{2} \sin \theta},$$

т. е. совпадает с ДН раскрыва с равномерным распределением, а в плоскости $\varphi = 0$ получим:

$$F(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{a}{2} k \sin \theta\right)}{1 - \left(\frac{2a}{\lambda} \sin \theta\right)^2}.$$

При этом уровень боковых лепестков равен $-23,1$ дБ, а ширина ДН:

$$\Delta\theta = \frac{68^\circ \lambda}{a}.$$

Для получения узких ДН широко используются антенны с круглым синфазным раскрывом радиуса R (рис. 55). К ним относятся параболические зеркальные антенны, линзовые, конические рупорные антенны.

Распределение тока в этом случае записывают в виде:

$$\dot{I}(x, y) = \dot{I}(r', \varphi'),$$

где r', φ' – координаты точки интегрирования, лежащие на поверхности антенны.

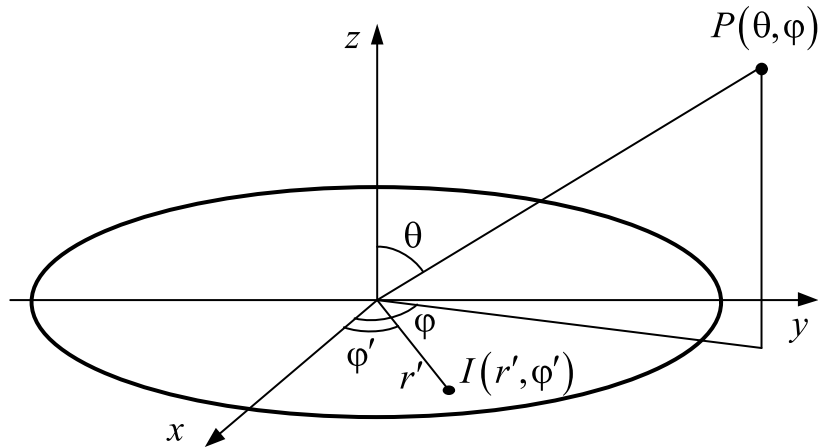


Рис. 55. Излучение круглой площадки

Это позволяет записать выражение для комплексной характеристики направленности круглой площадки:

$$f_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \int_0^R \int_0^{2\pi} \dot{I}(r', \varphi') e^{ikr' \sin \theta \cos(\varphi' - \varphi)} r' d\varphi' dr'.$$

Часто амплитудные распределения на круглых раскрывах имеют осевую симметрию:

$$\dot{I}(r', \varphi') = \dot{I}(r').$$

При этом векторная комплексная характеристика направленности осесимметричного амплитудного распределения запишется в виде:

$$f_{\Sigma}(\theta) = 2\pi \int_0^R \dot{I}(r') J_0(kr' \sin \theta) r' dr',$$

где $J_0(kr' \sin \theta)$ – функция Бесселя нулевого порядка.

При анализе антенн часто используют нормированные амплитудные распределения следующего вида:

$$I(r') = (1 - \Delta) + \Delta \left[1 - \left(\frac{r'}{R} \right)^2 \right]^n,$$

где $(1 - \Delta)$ – уровень поля на краю раскрыва (пьедестал).

В этом случае комплексная характеристика направленности может быть записана в виде:

$$f_{\Sigma}(u) = (1 - \Delta) \Lambda_1(u) + \frac{\Delta}{n+1} \Lambda_{n+1}(u),$$

где Λ – лямбда-функция, $u = kr' \sin \theta$.

При равномерном амплитудном распределении ($\Delta = 0$) характеристика направленности записывается в виде:

$$F(\theta) = \frac{2J_1(kR \sin \theta)}{kR \sin \theta}.$$

Обычным путём можно определить ширину ДН по уровню половинной мощности:

$$\Delta\theta = \frac{59^\circ \lambda}{2R},$$

при этом уровень боковых лепестков составляет $-17,6$ дБ.

Для спадающих амплитудных распределений вида $I(r') = \left[1 - \left(\frac{r'}{R}\right)^2\right]^n$ при различных значениях n уровень боковых лепестков составляет:

$$n = 1: \Delta\theta = \frac{73^\circ \lambda}{2R}, \text{ УБЛ} = -24,6 \text{ дБ};$$

$$n = 2: \Delta\theta = \frac{84^\circ \lambda}{2R}, \text{ УБЛ} = -30,6 \text{ дБ};$$

КНД плоского излучающего раскрыва определяется по формуле

$$D = \frac{4\pi S_{\text{эф}}}{\lambda^2},$$

где $S_{\text{эф}}$ – эффективная площадь раскрыва антенны, причем

$$S_{\text{эф}} = \nu S.$$

Здесь S – геометрическая площадь раскрыва, а ν – коэффициент использования поверхности раскрыва, зависящий от амплитудно-фазового распределения поля по раскрыву. Для равномерного и синфазного раскрывов $\nu = 1$, для других распределений КИП ниже. Зна-

чения ν в зависимости от вида амплитудного распределения синфазного поля по раскрытию прямоугольной и круглой излучающих поверхностей приведены в литературе.

Отсюда следует, что увеличение электрических размеров апертуры увеличивает КНД антенны. Поэтому у антенн апертурного типа наивысший из всех типов антенн КНД, который у больших зеркальных антенн может достигать $10^6 \dots 10^8$.

Приведенные выше формулы имеют большое значение для практики, так как позволяют быстро оценить КНД и ШДН апертурных антенн по их физическим размерам.

4.2. Рупорные антенны

Элементарным волноводным излучателем является открытый конец волновода. При переходе от волновода к свободному пространству происходит резкое изменение условий распространения электромагнитных волн, что приводит к появлению высших типов волн в волноводе и к большим отражениям (достигающим 0,6).

Кроме того, размеры волновода обычно меньше или сравнимы с длиной волны. Как известно, ширина ДН антенны определяется отношением длины волны к размеру антенны. Таким образом, открытый конец волновода будет иметь широкую ДН и низкий КНД. Из-за этих причин обычно эти антенны либо не используются, либо используются ограниченно в составе каких-либо более сложных антенных систем, например антенных решеток, или в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн.

Устранение этих недостатков волноводных излучателей возможно путем плавного увеличения поперечного сечения волновода, т. е. переходом к рупорным излучателям. Волновые размеры апертуры рупора могут быть сделаны гораздо большими, чем у волновода, что позволяет значительно сузить главный лепесток диаграммы направленности. Плавное увеличение поперечного сечения волновода в рупорных антеннах обеспечивает их хорошее согласование с пространством.

Для реализации этих целей используют различного типа рупоры:

- секториальные;
- пирамидальные;
- конические.

Секториальные и пирамидальные рупорные антенны являются «продолжением» прямоугольного волновода, а конические рупорные антенны – круглого (рис. 56).

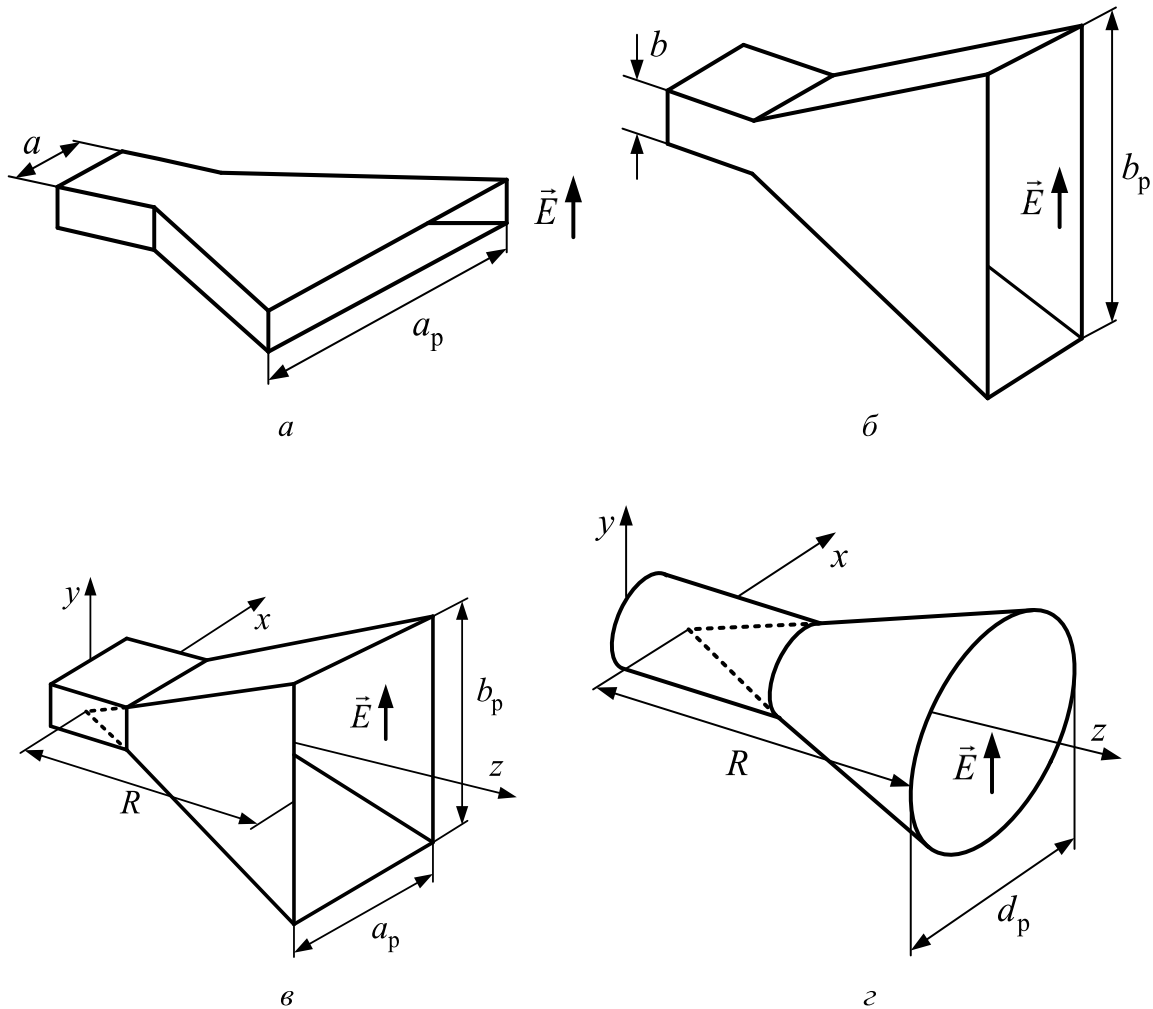


Рис. 56. Типы рупорных антенн:

а – E -секториальная, б – H -секториальная, в – пирамидальная, г – коническая

Различают два типа секториальных рупорных антенн: H -секториальный рупор и E -секториальный рупор. В H -секториальном рупоре происходит увеличение размеров волновода в H -плоскости, а в E -секториальном рупоре – в E -плоскости. При этом предполагается, что в прямоугольном волноводе распространяется волна основного типа H_{10} .

Пирамидальный рупор представляет собой расширение волновода одновременно в двух плоскостях E и H , а конический рупор – равномерное симметричное расширение круглого волновода.

Поле в рупоре также имеет сложный характер. Расчеты и эксперименты показали, что при большой длине рупора можно использо-

вать приближенную теорию, т. е. считать, что структура электромагнитного поля в рупоре соответствует структуре электромагнитной волны, распространяющейся в волноводе.

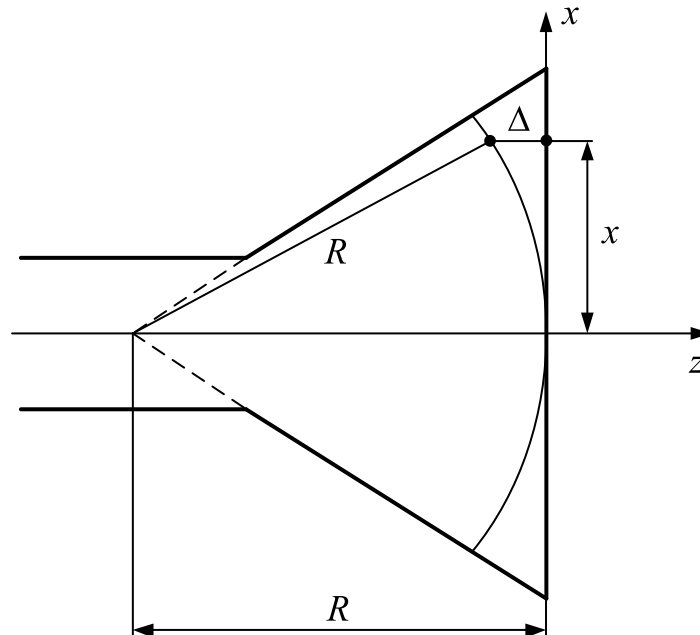


Рис. 57. К определению фазового распределения в раскрыве рупора

Предполагая, что в «горловине» рупора происходит трансформация плоской волны в цилиндрическую или сферическую (в зависимости от типа рупора), для разности путей от «центра» рупора до плоскости его раскрыва можно записать (рис. 57):

$$\Delta = \sqrt{R^2 + x^2} - R,$$

или, считая, что $x \ll R$,

$$\Delta \approx R \left(1 + \frac{x^2}{2R^2} \right) - R = \frac{x^2}{2R}.$$

Считая, что постоянная распространения в рупоре равна волновому числу свободного пространства, можно записать выражение для фазового распределения в раскрыве рупора:

$$\varphi(x) = \frac{\pi x^2}{\lambda R}.$$

Этим выражением можно пользоваться при длине рупора, большей половины его раскрыва, т. е. при угле раскрыва рупора менее 45° .

Поскольку амплитудное распределение волны H_{10} в волноводе в плоскости E – равномерное, а в плоскости H – косинусоидальное, то в раскрыве пирамидального рупора распределение поля в соответствующих плоскостях также будет иметь аналогичный характер. Амплитудно-фазовое распределение поля в раскрыве E -секториального рупора может быть представлено в следующем виде:

$$\dot{E}(x) = I_0 e^{-j \frac{\pi x^2}{\lambda R}}.$$

А распределение поля в раскрыве H -секториального рупора может быть представлено в следующем виде:

$$E(x) = I_0 \cos\left(\frac{\pi x}{a}\right) e^{-j \frac{\pi x^2}{\lambda R}},$$

где R – длина рупора; a – размер рупора в плоскости H .

В коническом рупоре, очевидно, фазовое распределение также будет квадратичным, а амплитудное будет определяться типом волны, распространяющейся в круглом волноводе.

Ранее было отмечено, что квадратичные фазовые искажения в раскрыве антенны приводят к увеличению уровня боковых лепестков, «заплыванию» нулей ДН, расширению основного лепестка. Все эти явления, естественно, приведут к снижению КНД антенны. Рассмотрим несколько модификаций рупорной антенны при её фиксированной длине R и возрастающем размере раскрыва (рис. 58).

Как известно, увеличение раскрыва антенны приводит к снижению ДН и увеличению КНД при любом амплитудном распределении. С другой стороны, в данном случае при этом возрастают фазовые искажения, что станет, наоборот, причиной расширения ДН и уменьшения КНД. Налицо два противоположно направленных процесса. Как правило, в таких условиях может появиться некоторый оптимум. Действительно, расчеты показывают, что такой оптимум существует. Для плоскости E фазовые искажения на краях рупора, соответствующие оптимальному соотношению между длиной рупора и его раскрывом, равны $\frac{\pi}{2}$, а в плоскости H – $\frac{3\pi}{4}$. Различие в данных значениях объясняется различием амплитудных распределений в данных плоскостях. Как было

показано ранее, при равномерном амплитудном распределении (плоскость E) влияние фазовых искажений на параметры ДН проявляется больше, чем при косинусоидальном амплитудном распределении (плоскость H). Если фазовые искажения на краях раскрыва будут меньше указанных значений, то КНД увеличится.

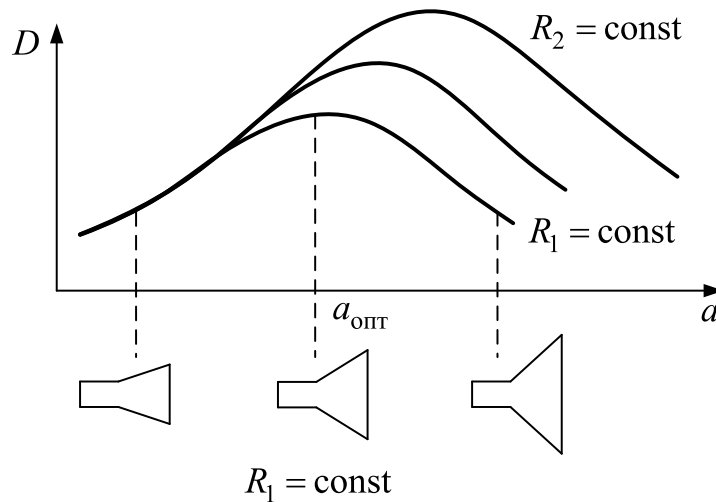


Рис. 58. Зависимость КНД рупорной антенны от размеров раскрыва

Таким образом, можно записать для E плоскости

$$\frac{\pi b_p^2}{4\lambda R_E} \leq \frac{\pi}{2},$$

а для H плоскости

$$\frac{\pi a_p^2}{4\lambda R_H} \leq \frac{3\pi}{4},$$

где R_E , R_H – длины рупоров, соответственно, в E и H плоскостях, b_p – размер рупора в E плоскости, a_p – размер рупора в H плоскости.

Отсюда можно получить выражения для длин рупоров в соответствующих плоскостях:

$$R_E \geq \frac{b_p^2}{2\lambda}, \quad R_H \geq \frac{a_p^2}{3\lambda}.$$

Знак равенства в этих выражениях соответствует так называемой оптимальной длине рупора. Следует отметить, что при длине рупора

больше оптимальной параметра ДН улучшаются, но при этом возрастают габариты рупорной антенны. Из формул для длин рупоров видно, что в плоскости H рупор может выполняться более коротким, чем в плоскости E . Это является следствием того, что в плоскости H рупора амплитудное распределение косинусоидальное, а в плоскости E – равномерное.

При заданной ширине ДН рупора в двух плоскостях (E и H) расчет рупорной антенны выполняется следующим образом. Исходя из выражений для ширины ДН двух типов амплитудных распределений, определяют размеры рупорной антенны в двух плоскостях:

$$a_p = \frac{68^\circ \lambda}{\Delta\theta_H}, \quad b_p = \frac{51^\circ \lambda}{\Delta\theta_E},$$

где $\Delta\theta_E$, $\Delta\theta_H$ – заданные ширины ДН рупорной антенны в E - и H -плоскостях соответственно.

Далее по вышеприведенным формулам определяют длины рупоров в плоскостях R_E и R_H . Из двух полученных значений для длины рупора выбирают максимальное значение. ДН рупорной антенны, исходя из амплитудных распределений, рассчитываются по следующим формулам:

$$F_H(\theta) = \frac{\cos\left(\frac{ka_p \sin\theta}{2}\right)}{1 - \left(\frac{2a_p \sin\theta}{\lambda}\right)^2}; \quad F_E(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{kb_p \sin\theta}{2}\right)}{\frac{kb_p}{2} \sin\theta}.$$

В этих выражениях угол θ отсчитывается от нормали к раскрытию рупора, причем $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$.

КНД оптимальных секториальных рупоров рассчитывается так:

$$D = v \frac{4\pi S_p}{\lambda^2} = \frac{8S_p}{\lambda^2},$$

где S_p – площадь раскрытия рупора, v – КИП раскрытия, равный 0,64. Для пирамидального рупора КИП равен 0,49 (так как амплитудное распределение спадает в обеих плоскостях) и КНД равен

$$D = 6,2 \frac{a_p b_p}{\lambda^2}.$$

Рупорные антенны широко применяются в диапазоне СВЧ как самостоятельные антенны, а также в качестве облучателей зеркальных и линзовых антенн, элементов антенных решеток.

4.3. Линзовые антенны

Линзовые антенны относятся к апертурным. В линзовых антеннах используются методы геометрической оптики. Такой метод возможен в том случае, если размеры антенны много больше длины волны. Линзовые антенны используются в основном в сантиметровом или миллиметровом диапазонах длин волн. Антенны в виде линз, как и линзы в оптике, служат для преобразования цилиндрического или сферического фронта волны в плоский фронт при передаче и для преобразования плоского фазового фронта в цилиндрический или сферический при приеме. Обычно излучающая поверхность линзы является плоской, и благодаря возникающему плоскому фазовому фронту антенна имеет узконаправленное излучение, так называемые одноповерхностные линзы.

Существуют, однако, линзы со сложной выходной поверхностью для формирования ДН специальной формы, так называемые двухповерхностные линзы.

Линзовая антенна состоит из двух частей: собственно линзы и облучателя (рис. 59). Принцип действия собственно линзы основан на замедлении либо на ускорении скорости распространения электромагнитных волн. В соответствии с этим линзы бывают либо ускоряющими, либо замедляющими, в отличие от оптики, где существуют только замедляющие линзы.

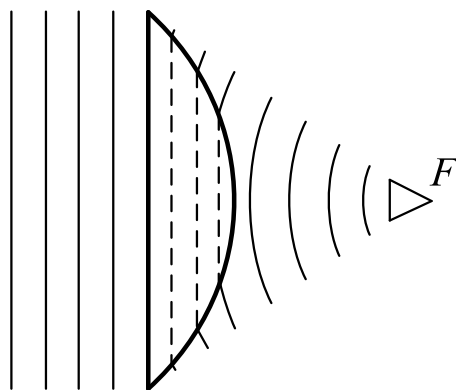


Рис. 59. Замедляющая диэлектрическая линза

Материал, из которого выполнены линзы, характеризуется коэффициентом преломления (замедления):

$$n = \frac{c}{V_{\phi}},$$

где c – скорость распространения волны в свободном пространстве; V_{ϕ} – фазовая скорость волны в материале, из которого выполнена линза.

Для ускоряющих линз $n < 1$, для замедляющих линз $n > 1$.

Различают три вида материалов, соответственно которым существует три вида линзовых антенн:

- диэлектрические, которые изготовлены из диэлектрика $n = \sqrt{\varepsilon}$, ε – относительная диэлектрическая проницаемость. Если по объему линзы $n = \text{const}$, то линза называется однородной, иначе при $n \neq \text{const}$ – неоднородной;

- металлодиэлектрические, которые изготовлены из так называемого искусственного диэлектрика, представляющего собой взвесь металлических включений в объеме легкого диэлектрического материала;

- металлопластинчатые или волноводные линзы, изготовленные либо из металлических пластин, либо из волноводов. Обычно это ускоряющие линзы, хотя существуют и замедляющие линзы, если в волноводах применяют замедляющие структуры типа встречных стержней.

В качестве облучателей линз используют слабонаправленные излучатели, такие как открытый конец волновода, рупоры или их систему, вибратор с рефлектором и т. п.

Уравнение профиля диэлектрической линзы, имеющей облучатель со сферическим фазовым фронтом, определяется из условия создания на излучающей плоской поверхности плоского фазового фронта. Другими словами, лучи, расходящиеся радиально от облучателя, помещенного в фокусе линзы F , должны после преломления в линзе стать параллельными. Это условие в соответствии с законом преломления можно записать в следующем виде (рис. 60):

$$\rho = f + n(\rho \cos \theta - f).$$

При $n > 1$ (замедляющая линза) получим уравнение гиперболы, а при $n < 1$ (ускоряющая линза) – эллипс.

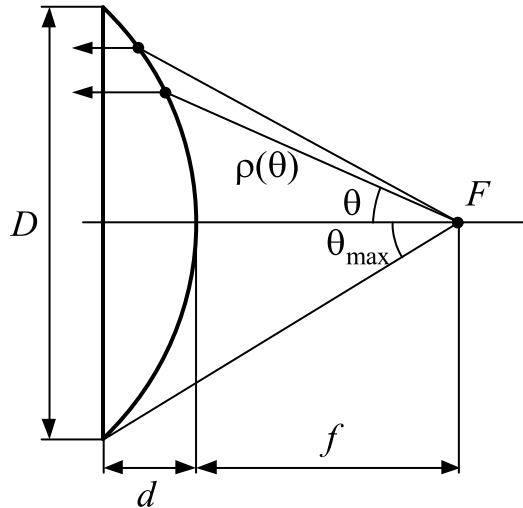


Рис. 60. Получение профиля линзовой антенны

Толщина линзы определяется из условия равенства оптического пути на краю линзы и в её центре. Это условие можно записать в следующей форме:

$$\frac{D}{2 \sin \theta_{\max}} = f + nd,$$

где $2\theta_{\max}$ – угол раскрыва линзы. Откуда получим толщину линзы:

$$d = \frac{1}{n} \left(\frac{D}{2 \sin \theta_{\max}} - f \right).$$

Диэлектрические линзы являются линзами широкополосными, так как коэффициент преломления n в широком диапазоне частот, вплоть до самых высоких, не зависит от частоты. Несмотря на это, диэлектрическая линза на невысоких частотах (менее десятков ГГц) используется редко из-за большого веса.

Наибольшее распространение получили металлопластинчатые линзы (рис. 61). Такие линзы состояются из пластин, расположенных на некотором расстоянии друг от друга. Облучатель при этом должен иметь линейную поляризацию, совпадающую с направлением пластин.

Пространство между пластинами можно рассматривать как плоские волноводы. Как известно, в волноводе фазовая скорость распространения электромагнитных волн превышает скорость света в свободном пространстве и определяется из выражения

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}},$$

где a – расстояние между пластинами. Отсюда коэффициент преломления $n = \frac{c}{V_{\phi}} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2} < 1$. Для того чтобы электромагнитные волны распространялись между пластинами, необходимо выполнение условия $a > \frac{\lambda}{2}$, а чтобы существовал один тип волны – условия $a < \lambda$.

Уравнение профиля линзы совпадает с ранее полученным, следует только учесть, что $n < 1$. Толщина линзы определяется из тех же соображений и равна $d = \frac{1}{n} \left(f - \frac{D}{2 \operatorname{tg} \theta_{\max}} \right) + \Delta$. Величина Δ выбирается исходя из конструктивных соображений, в принципе может быть равна нулю.

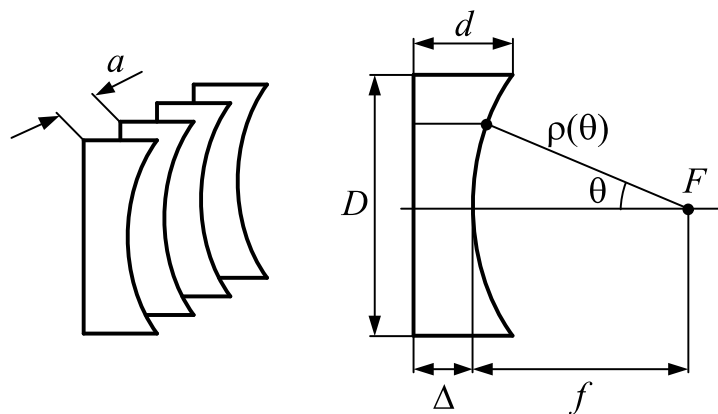


Рис. 61. Металлопластинчатая ускоряющая линза

Металлопластинчатые линзы узкополосны, так как показатель преломления зависит от длины волны. КИП у них может достигать значений 0,8...0,85. Конструктивно такие линзы просты, их применение в рупорных антеннах позволяет существенно уменьшить длину рупора за счет компенсации фазовых искажений. Однако конструкции больших антенн на ускоряющих линзах оказываются громоздкими и в этом смысле уступают, например, зеркальным антеннам.

Для облегчения веса линз используют зонирование, т. е. вырезание участков пластин, набег фазы на которых равен 2π .

4.4. Зеркальные антенны

Во многих областях радиотехники, особенно в радиолокации, радиоастрономии, в радиорелейной связи, связи и телевидении с использованием искусственных спутников Земли широкое применение нашли зеркальные антенны. Зеркальными антеннами называют антенны, формирующие ДН путем отражения электромагнитных волн от металлического зеркала (рефлектора) определенного профиля. Первичным источником электромагнитных волн служит какая-либо слабонаправленная антенна, называемая облучателем. Зеркало (одно или несколько) и облучатель являются основными элементами зеркальной антенны. Наиболее распространенными являются осесимметричные зеркала в виде параболоида вращения. Антенны с параболическими зеркалами называют параболическими зеркальными антеннами (ПЗА). Принцип действия ПЗА основан на известном из оптики свойстве параболических зеркал преобразовывать сферический фронт падающей на них (из точки фокуса F) волны в плоский. При этом на излучающем раскрытие большого размера создается синфазное распределение поля, формирующее игольчатую ДН. Другими словами, радиально расходящиеся от облучателя лучи после отражения от зеркала становятся параллельными (рис. 62).

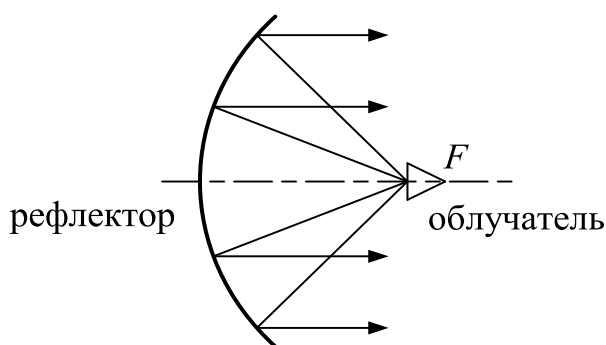


Рис. 62. Принцип действия зеркальной параболической антенны

По направленности, эффективности, простоте конструкции зеркальные антенны являются лучшими среди остронаправленных антенн СВЧ-диапазона. Существуют различные технологии производства зеркал. Современная технология позволяет выполнять зеркала с диаметром не более 3 м цельными холоднокатаными из листового проката сплавов на основе алюминия. Зеркала большего диаметра выполняют сборными с периферийной частью в виде отдельных секций, что тре-

бует дополнительной крепежной арматуры и подгонки, а это резко удорожает стоимость.

Рассмотрение зеркальных антенн начнем с так называемой односторонней прямофокусной конфигурации.

Уравнение параболы в сферической системе координат имеет вид

$$\rho(\theta) = \frac{2f}{1 + \cos \theta}, \quad (31)$$

где $\rho(\theta)$ – расстояние из фокуса до произвольной точки на поверхности зеркала, θ – угол между осью зеркала и направлением из фокуса в произвольную точку на поверхности зеркала, f – фокусное расстояние (расстояние от вершины зеркала до фокуса).

Апертурой антенны в данном случае является плоская поверхность, накрывающая зеркало и ограниченная его краем. Расстояние d от вершины зеркала до раскрытия называется глубиной зеркала (рис. 63).

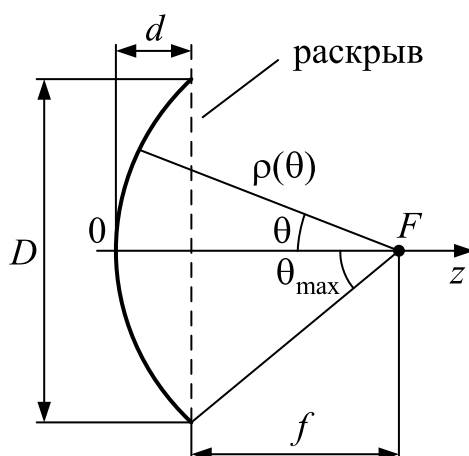


Рис. 63. Параболическая зеркальная антенна

Если $d < f$ ($\theta_{\max} < 90^\circ$), то зеркало называют мелким или длиннофокусным; если $d \geq f$ ($\theta_{\max} \geq 90^\circ$) – глубоким или короткофокусным (рис. 64).

Глубина зеркала, угол раскрытия зеркала θ_{\max} , диаметр раскрытия D и фокусное расстояние f связаны между собой соотношениями:

$$D = 4f \operatorname{tg} \frac{\theta_{\max}}{2}, \quad f = \frac{D^2}{16d}.$$

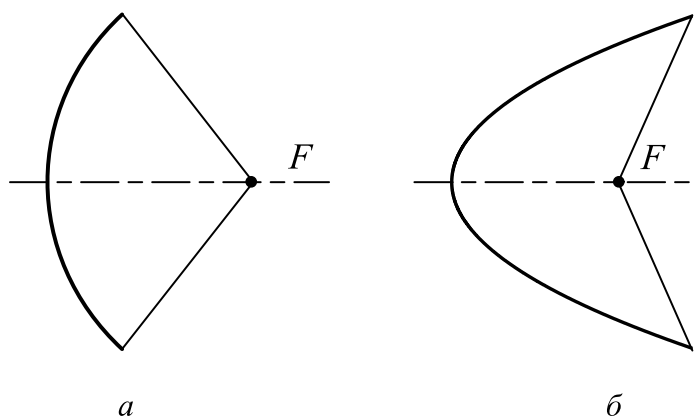


Рис. 64. Длиннофокусное (а) и короткофокусное (б) зеркала

Расчет характеристик зеркальной антенны может быть произведен разными способами. Один из часто используемых методов расчета называется методом расчета по распределению тока. Электромагнитная волна излучается облучателем и попадает на поверхность зеркала. При этом на зеркале создается поверхностный ток, распределение которого рассчитывается исходя из граничных условий как векторное произведение:

$$\vec{j} = [\vec{n}, \vec{H}],$$

где \vec{n} – нормаль к поверхности зеркала; \vec{H} – распределение вектора напряженности магнитного поля, созданного облучателем на поверхности зеркала.

При расчетах предполагается, что:

- 1) первичный облучатель точечный;
- 2) распределение тока можно рассчитать, зная ДН облучателя и профиль зеркала;
- 3) поверхность зеркала считается идеально проводящей;
- 4) токи на теневой стороне зеркала отсутствуют.

Определив распределение тока, общее поле излучения антенны рассчитывается по общим формулам для произвольного излучающего объема.

Таким образом, для расчета необходимо знать профиль зеркала, описываемый вектором нормали, и распределение магнитного поля, создаваемого облучателем. Предположим, что облучатель во всех точках зеркала создает магнитное поле \vec{H} , вектор которого направлен везде одинаково (горизонтально). Если бы зеркало было плоским, то

вектор нормали к его поверхности \vec{n} тоже был бы ориентирован везде одинаково. В этом случае на всей поверхности зеркала вектор поверхностного тока будет протекать в одном направлении (рис. 65, а).

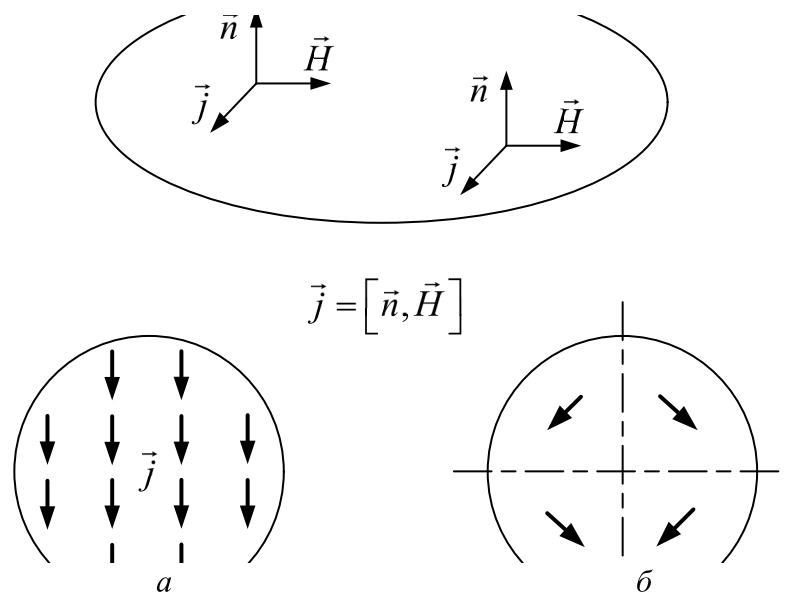


Рис. 65. Появление поверхностного тока под воздействием магнитного поля

Однако поверхность параболического зеркала криволинейная, и направление нормали к нему зависит от координат поверхности. Это приводит к тому, что направление протекания поверхностных токов в разных точках зеркала различное, и в векторе тока появляются составляющие, не совпадающие с поляризацией падающей электромагнитной волны (рис. 65, б). Эти составляющие называются кроссполяризационными, или паразитными. Появление кроссполяризации уменьшает усиление антенны (часть мощности расходуется на создание кроссполяризационных составляющих).

Благодаря симметрии зеркала на его фокальной оси влияние появившихся кроссполяризационных составляющих проявляться не будет. Их влияние будет проявляться при направлениях, отличных от направления фокальной оси.

Таким образом, можно определить распределение тока на поверхности зеркала и далее рассчитать поле отраженной волны, создаваемое этим током. Это поле и даст информацию о направленных свойствах антенны.

Однако такой метод расчета довольно сложен, так как предполагает значительное количество операций с векторными величинами. В инженерных расчетах, особенно на этапе эскизного проектирования,

наиболее часто используется апертурный метод, который мы рассмотрим подробнее.

При использовании апертурного метода излучающим считается раскрыв антенны. Распределение возбуждения в апертуре антенны находится по законам оптики. Считается, что облучатель создает сферический фазовый фронт, который при отражении от параболического зеркала преобразуется в плоский. Этот плоский фронт (амплитуда плоской волны не зависит от расстояния) достигает апертуры антенны. Таким образом, поле в апертуре антенны рассчитывается следующим образом (рис. 66):

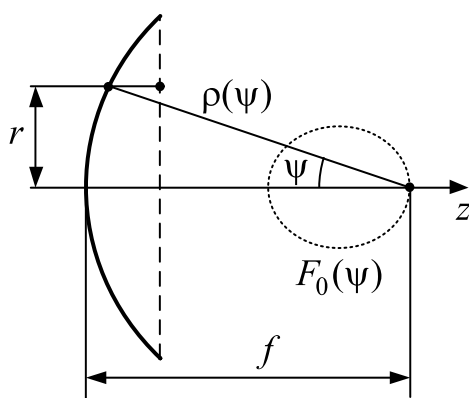


Рис. 66. Апертурный метод расчета

$$I(\Psi) = \frac{F_0(\Psi)}{\rho(\Psi)},$$

где $F_0(\Psi)$ – ДН облучателя; $\rho(\Psi)$ – уравнение профиля зеркала.

Учитывая записанное ранее выражение для профиля зеркала (31), выражение для поля в апертуре может быть записано в виде:

$$I(\Psi) = \frac{1 + \cos \Psi}{2f} F_0(\Psi).$$

Поскольку

$$\sin \Psi = \frac{r}{\rho} = \frac{1 + \cos \Psi}{2f} r,$$

то

$$r = 2f \operatorname{tg} \left(\frac{\Psi}{2} \right).$$

Это выражение позволит определить распределение поля в апертуре зеркала в виде функции $I(r)$. Далее это поле может быть представлено (аппроксимировано) в виде выражения

$$I(r) = 1 - \Delta + \Delta \left[1 - \left(\frac{2r}{D} \right)^2 \right]^n,$$

где D – диаметр зеркала; $(1 - \Delta)$ – значение поля на краю зеркала.

ДН такого амплитудного распределения имеет вид:

$$F(u) = \frac{\pi D^2}{2} \left[(1 - \Delta) \lambda_1(u) + \frac{\Delta}{n+1} \lambda_{n+1}(u) \right],$$

где $u = \frac{kD \sin \theta}{2}$, $\lambda_n(u)$ – специальная лямбда-функция.

В этом выражении угол θ уже является углом сферической системы координат с центром, совмещенным с центром апертуры антенны.

Облучатели зеркальных антенн

Облучатели зеркальных антенн определяют характеристики всей антенной системы. В качестве облучателей параболических зеркал применяются различные слабонаправленные антенны: вибраторные с рефлектором, волноводные, рупорные, спиральные и т. д. К облучателю предъявляются следующие требования:

- характеристика направленности облучателя должна обеспечивать необходимое АФР в раскрыве зеркала и иметь минимальное значение вне угла раскрыва антенны;
- фазовая характеристика облучателя должна иметь фазовый центр, совмещенный с фокусом зеркала;
- облучатель должен иметь достаточную электрическую прочность;
- полоса частот облучателя должна соответствовать полосе частот антенны;
- облучатель должен иметь минимальные размеры;
- конструкция облучателя должна быть механически устойчивой.

Эффективность апертурных антенн часто определяется при помощи так называемого коэффициента использования поверхности (КИП), который равен отношению КНД антенны к КНД этой же антенны, если бы она имела равномерное амплитудное распределение. Для раскрыва с равномерным амплитудным распределением $\text{КИП} = 1$.

Для зеркальных антенн вводятся несколько дополнительных коэффициентов использования поверхности:

- КИП_3 – определяется по амплитудному распределению;
- $\text{КИП}_{\text{обл}}$ – КИП облучателя, определяется по формуле

$$\text{КИП}_{\text{обл}} = \frac{\int_0^{\Psi_{\text{max}}} F^2(\Psi) \sin \Psi d\Psi}{\int_0^{\pi} F^2(\Psi) \sin \Psi d\Psi},$$

где $2\Psi_{\text{max}}$ – угол раскрыва зеркала, $F^2(\Psi)$ – диаграмма направленности облучателя по мощности.

Этот коэффициент учитывает потерю мощности облучателя за счет «переливания» мощности за края зеркала (рис. 67).

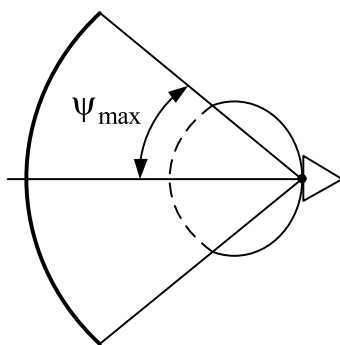


Рис. 67. «Переливание» мощности за края зеркала

Результирующий КИП определяется перемножением парциальных:

$$\nu = \text{КИП}_3 \cdot \text{КИП}_{\text{обл}}.$$

При увеличении угла раскрыва антенны, т. е. отношения $\frac{f}{D}$, КИП_3 будет увеличиваться, так как амплитудное распределение в раскрыве будет стремиться к равномерному, а $\text{КИП}_{\text{обл}}$ будет уменьшаться, так как растет доля мощности, «переливающаяся» за край зеркала. Очевидно, что при определенном отношении $\frac{f}{D}$ будет существовать некоторый максимальный КИП (рис. 68).

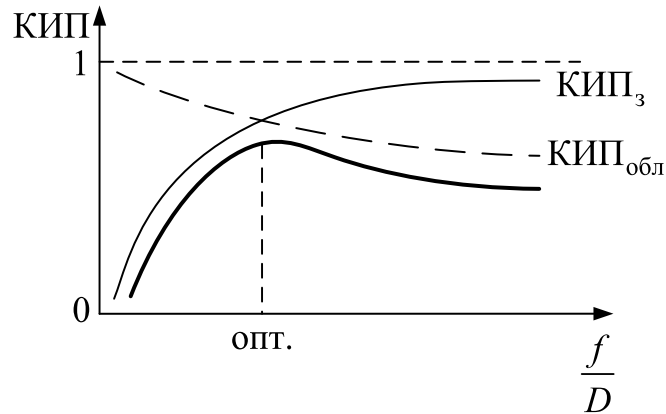


Рис. 68. Оптимальное отношение фокусного расстояния к диаметру зеркальной антенны

Для каждого из облучателей существует свое оптимальное отношение $\frac{f}{D}$, поскольку формы ДН у каждого облучателя различны.

Как показывают оценки, максимальная величина КИП достигается, если уровень поля на краю зеркала на 9...14 дБ ниже его значения в центре. В этом случае осесимметричная зеркальная антенна имеет параметры:

- ширина ДН в главных плоскостях

$$2\Delta\theta_{0,5}^H \approx 68^\circ \frac{\lambda}{D}, \quad 2\Delta\theta_{0,5}^E \approx 74^\circ \frac{\lambda}{D};$$

- КНД

$$D_0 \approx 5,5 \left(\frac{D}{\lambda} \right)^2.$$

Для реализации требований к форме ДН на практике широко используются модификации зеркальных антенн: рупорно-параболические, антенны со смещенным облучателем, двухзеркальные антенны.

Глава 5

Сканирующие антенны

Антенны СВЧ практически не используются с неподвижной диаграммой направленности. В большинстве случаев ДН должна перемещаться в пространстве. Процесс перемещения ДН в пространстве носит название «сканирование», а антенны называются сканирующими.

Существует три основных метода сканирования:

- механическое – это перемещение всей антенны по угловым координатам, например, зеркальные антенны РЛС;
- электромеханическое – это перемещение некоторых элементов антенны, которое приводит к наклону фазового фронта излучаемой волны, например, смещение облучателя из фокуса параболического или сферического зеркала, а также линза Лüneбурга;
- электрическое сканирование, ранее называемое немеханическим. Это – наиболее быстрый способ сканирования осуществляется изменением токов или напряжений в управляющих устройствах, приводящих к изменению АФР в раскрыве антенны.

Методы электрического сканирования наиболее хорошо приспособлены для многоэлементных антенных решеток, которые в этом случае называются фазированными антенными решетками (ФАР).

Все реализации метода электрического сканирования сводятся, в конце концов, к изменению фазового распределения в раскрыве АР.

Теоретические вопросы фазового сканирования были ранее рассмотрены в разделе по дискретным излучающим системам. С учетом этого можно отметить, что осталось рассмотреть способы изменения фазового распределения в раскрыве АР. Направление максимума ДН θ_M в линейной ФАР может быть найдено из выражения:

$$\sin \theta_M = \xi,$$

где $\xi = \frac{\Delta\Psi}{kd}$, $\Delta\Psi$ – разность фаз колебаний смежных излучателей, d – расстояние между излучателями.

Для получения спадающего уровня боковых лепестков расстояние между элементами АР должно удовлетворять условию:

$$d \leq \frac{\lambda}{2(1 + |\sin \theta_0|)}$$

при сканировании ДН в секторе углов $-\theta_0 \dots +\theta_0$.

Для реализации фазового способа сканирования ДН ФАР должна иметь устройство, обеспечивающее необходимое распределение амплитуд и фаз токов возбуждения каждого излучателя. Поскольку АФР обеспечивает получение необходимой ДН, то такие устройства называют диаграммообразующими схемами (ДОС). Существует несколько разновидностей ДОС для ФАР. Рассмотрим ДОС для линейных ФАР.

На рис. 69 показаны варианты выполнения так называемой последовательной ДОС. Недостаток схемы на рис. 69, а – это многообразие управляющих сигналов для фазовращателей, поскольку все фазовращатели имеют различные состояния.

От этого недостатка свободна ДОС на рис. 69, б, где все фазовращатели имеют одинаковое состояние. В этой схеме предъявляются повышенные требования к уровню максимально допустимой мощности в фазовращателе.

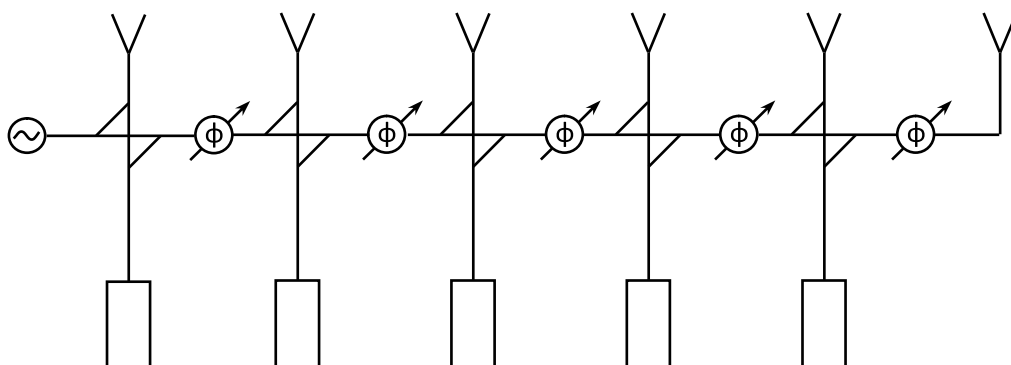
Схемы последовательного возбуждения в классическом виде имеют ограничение по диапазону частот, поскольку физические расстояния от генератора (приёмника) для каждого излучателя различны, что приводит к изменению электрических расстояний при изменении частоты.

Параллельные ДОС свободны от этого недостатка. На рис. 70 показаны варианты выполнения параллельных ДОС ФАР. Отличаются эти схемы также различным количеством фазовращателей и их состоянием (количеством управляющих сигналов).

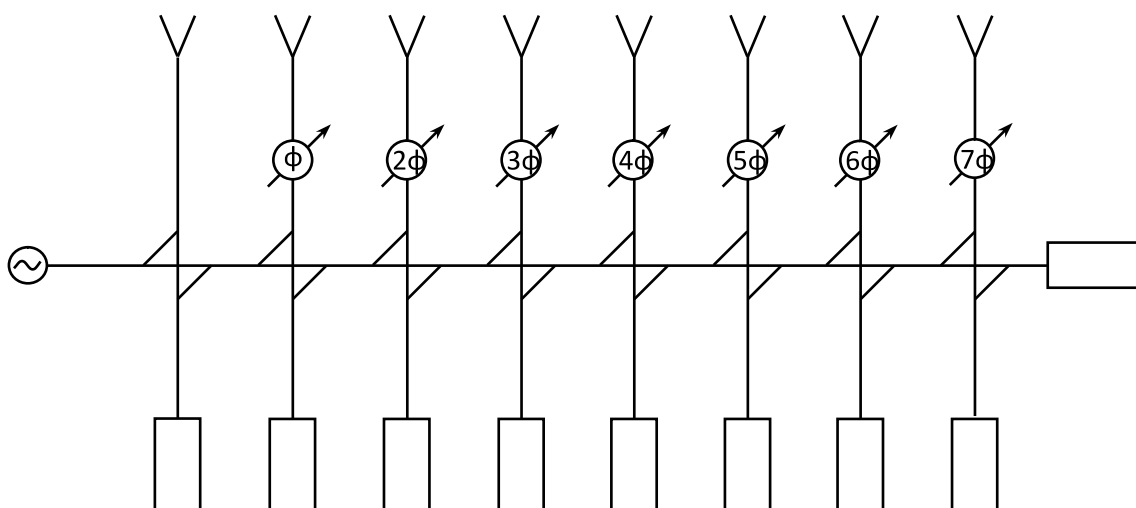
Вышеописанные варианты ДОС относятся к схемам закрытого типа. В этих схемах мощность от источника сигнала распределяется по излучателям при помощи линий передачи, делителей мощности. В высокочастотной части СВЧ-диапазона такое распределение, кроме сложности в изготовлении, может привести к большим потерям.

От этого недостатка свободны ДОС открытого (оптического) типов, показанные на рис. 71. По сути, эти схемы являются аналогами

линзовых и зеркальных антенн, в которых линза или зеркало заменяются искусственной средой, осуществляющей не только фокусировку, но и сканирование ДН в пространстве.



а



б

Рис. 69. Варианты выполнения последовательной ДОС

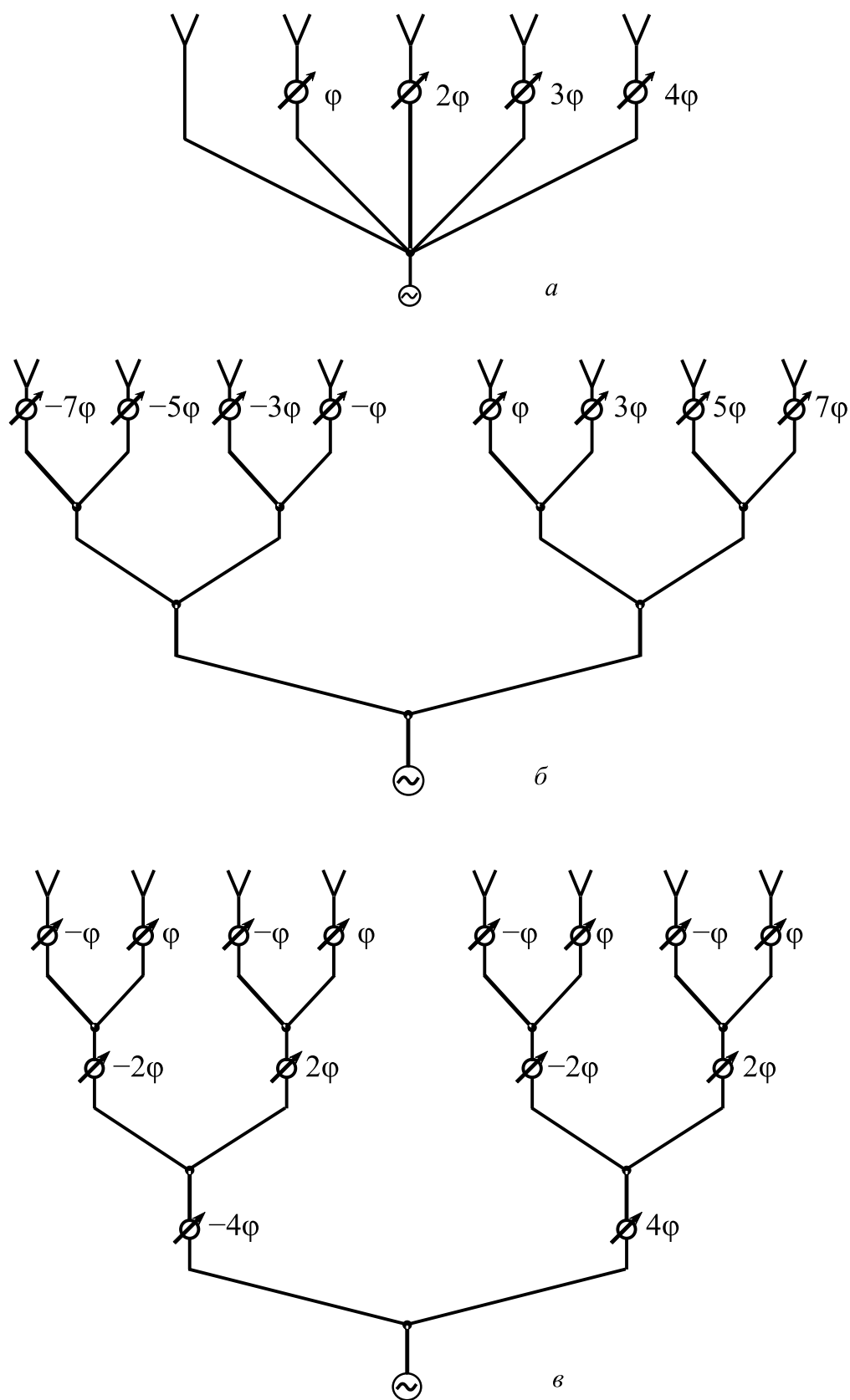


Рис. 70. Варианты выполнения параллельной ДОС

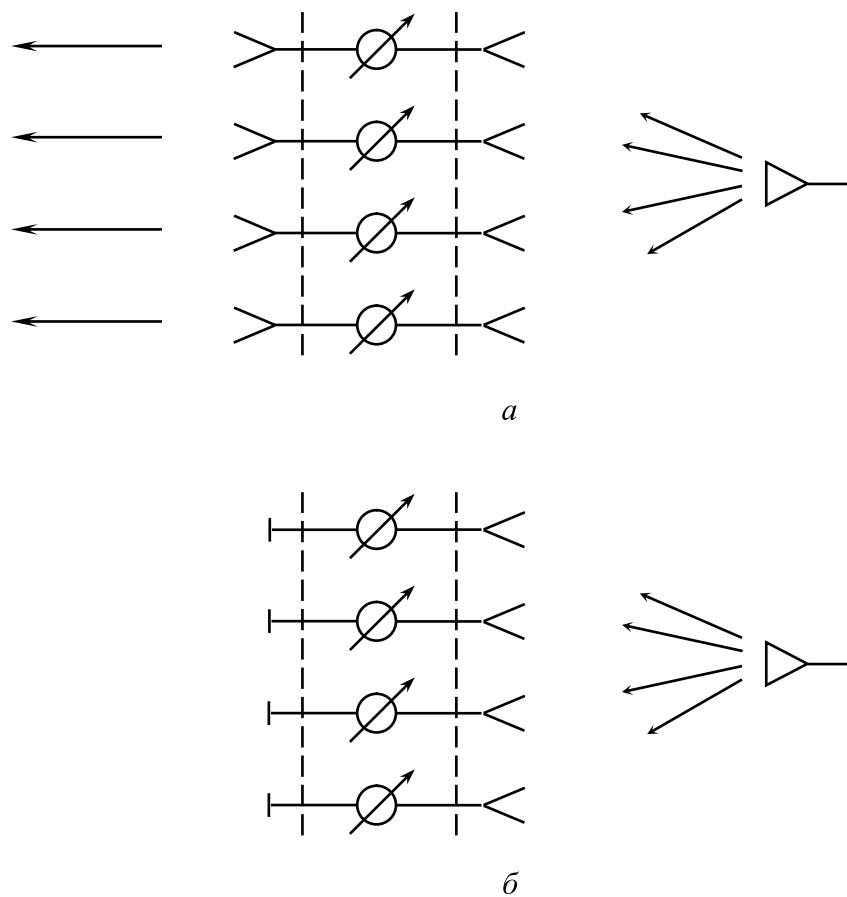


Рис. 71. ДОС оптического (открытого) возбуждения:
a – переходная; *б* – отражательная

Глава 6

Линии передачи СВЧ

Будем называть линией передачи (ЛП) протяжённую область пространства, направляющую поток электромагнитной энергии и пространственно ограничивающую электромагнитное поле волны (рис. 72). Если поперечное сечение линии не изменяется вдоль продольной оси z , то такая линия называется регулярной.

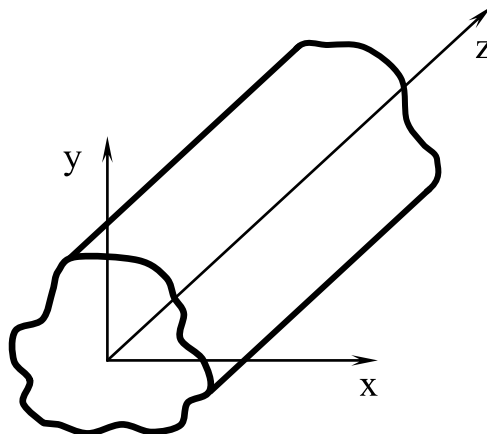


Рис. 72. Обобщённая линия передачи

Линии передачи используют для передачи мощности от генераторов к потребителям, для образования резонансных систем – объёмных резонаторов и колебательных контуров с распределёнными параметрами, а также для трансформации (преобразования) полных сопротивлений нагрузок. Отрезки линий передачи применяют и для объединения отдельных СВЧ-устройств в единый тракт.

Если линия передачи используется для подключения к антенне (приёмной или передающей), то она называется фидером, т. е. питающей линией (*feeder* в английской терминологии).

Линии передачи могут содержать проводники и диэлектрическое заполнение различного характера, форма ЛП может быть различной, и при этом она может также изменяться в направлении распространения электромагнитной энергии. ЛП условно подразделяют на регулярные и нерегулярные, а в зависимости от свойств заполняющих их сред – на однородные и неоднородные.

Регулярная линия передачи – это линия, у которой в направлении передачи СВЧ-энергии неизменны поперечное сечение и электромагнитные свойства заполняющих сред. Если у линии передачи отсутствует хотя бы одно из условий регулярности, то такая линия называется нерегулярной. Так, несимметричная полосковая линия, выполненная на монолитной подложке с неизменной шириной полоскового проводника на протяжении всей ее длины, называется регулярной. Если хотя бы на одном из ее участков в направлении распространения электромагнитной волны изменена ширина полоскового проводника, или один из ее отрезков выполнен на другой подложке, такая линия передачи уже будет нерегулярной.

Однородной линией передачи называют линию, заполненную средой с неизменными электромагнитными свойствами в каждой точке объема, который она заполняет. Наоборот, неоднородная линия передачи – это линия, заполненная неоднородной средой, т. е. средой, в которой существуют две или более области, имеющие разные электромагнитные свойства. Линию передачи без диэлектрического заполнения называют воздушной.

По типу конструкции линия передачи может быть как открытой, так и экранированной. В открытой линии передачи электромагнитное поле волны находится не только внутри линии, но и вблизи нее. В экранированной ЛП выходу электромагнитного поля за ее пределы препятствует металлический экран. Это, в частности, актуально для полосковых и несимметричных полосковых линий передачи.

Выбор конкретного типа линии определяется назначением и параметрами радиосистемы, условиями ее работы и решающим образом зависит от используемого диапазона длин волн и передаваемой мощности. Наиболее распространенные типы линий передачи для различных диапазонов длин волн представлены на рис. 73.

В любой линии передачи можно возбуждать различные типы гармонических волн, отличающиеся структурой электромагнитного поля в поперечном сечении. Бегущей волной называют электромагнитную волну определенного типа, распространяющуюся в линии передачи только в одном направлении.

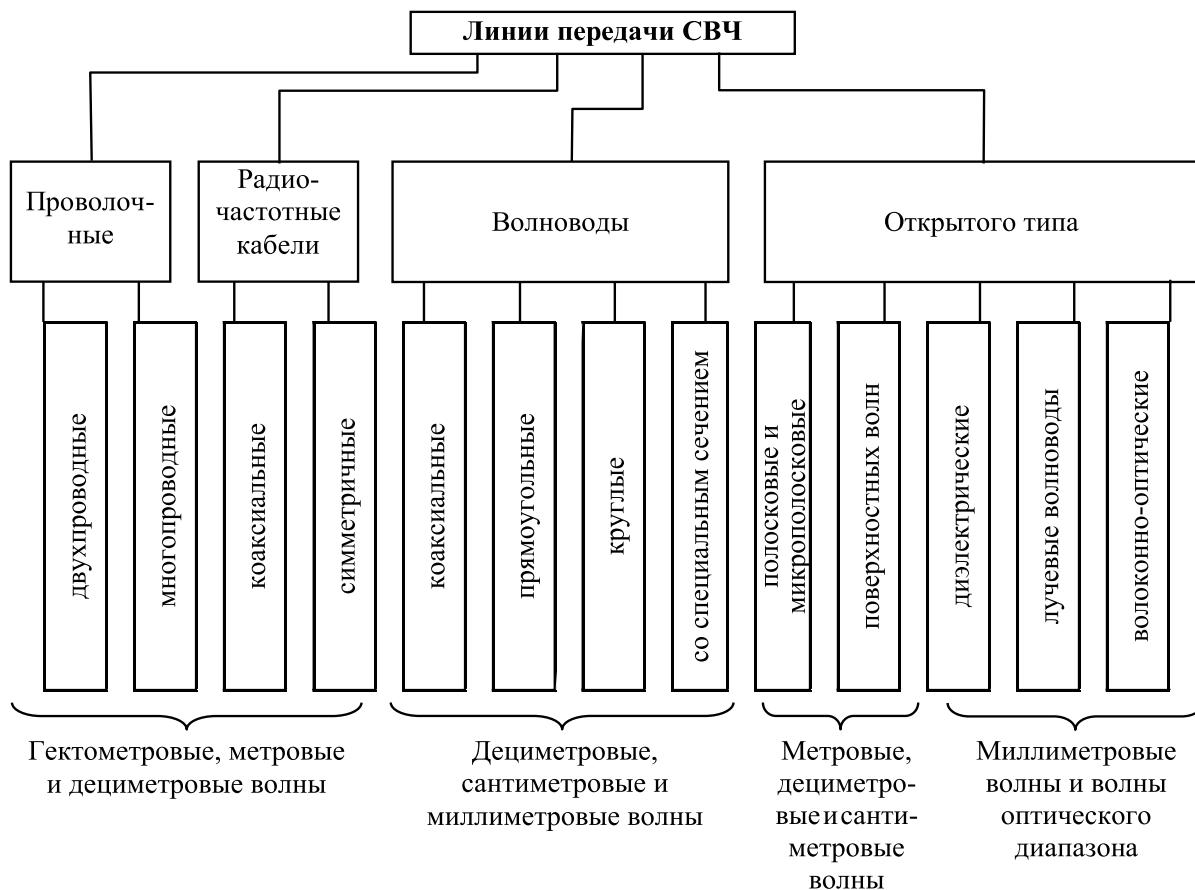


Рис. 73. Типы линий передачи для различных диапазонов волн

Требования к ЛП:

- ЛП должна передавать заданную импульсную мощность без пробоя и заданную непрерывную мощность без перегрева;
- ЛП не должна излучать или принимать электромагнитные волны;
- передача сигнала в заданной полосе частот без искажения;
- минимальные размеры и достаточная механическая прочность.

При выборе типа ЛП стремятся по возможности удовлетворить противоречивым требованиям: малые потери, большая мощность, простота конструкции и дешевизна. Очевидно, ни одна из передающих линий не может отвечать всем этим требованиям, поэтому неизбежен компромисс.

Различные типы ЛП оптимальны в определённом диапазоне частот. Схема, показывающая использование различных типов линий во всём радиодиапазоне, представлена на рис. 74.

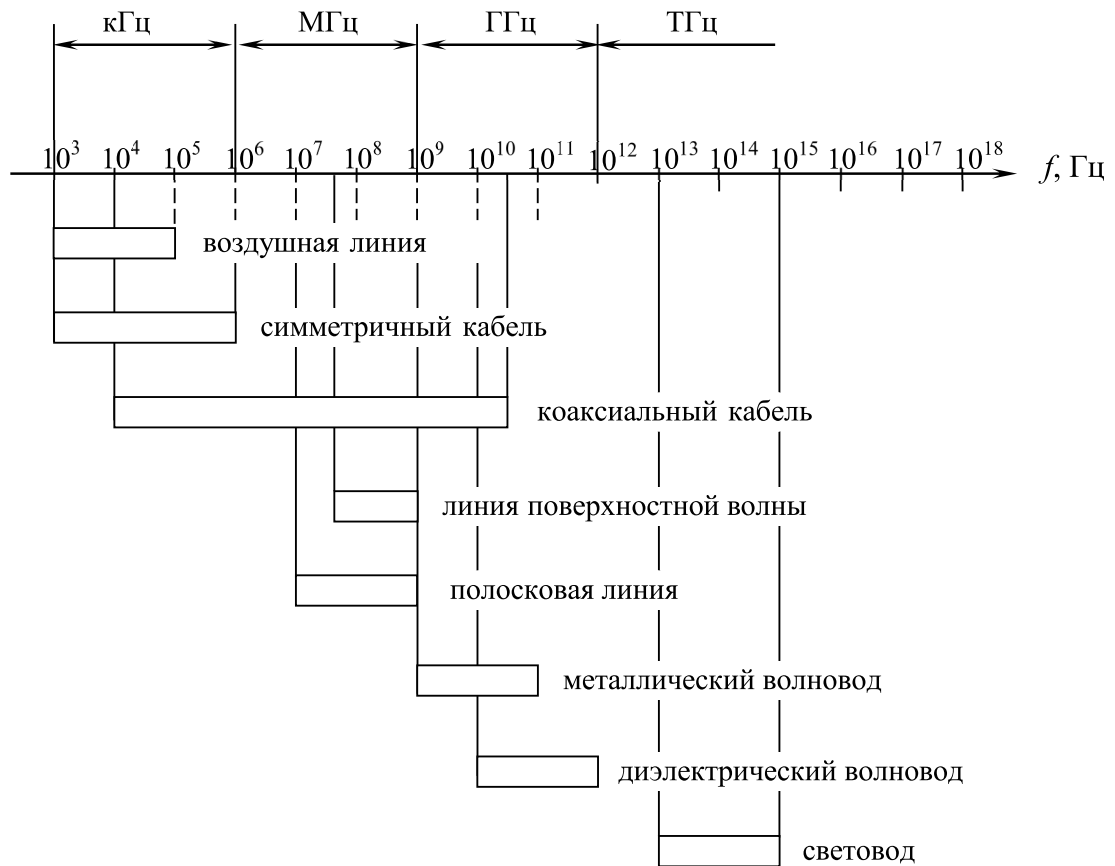


Рис. 74. Частотные диапазоны различных линий передачи

6.1. Волновое сопротивление

Любая линия передачи характеризуется, в первую очередь, своим волновым сопротивлением, которым в теории цепей называют отношение тока к напряжению в данной точке линии:

$$W_B = \frac{U}{I} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}},$$

где R , G , L , C – погонные сопротивление, проводимость, индуктивность и емкость линии соответственно. Для случая малых потерь в линии $R \ll \omega L$ и $G \ll \omega C$, тогда

$$W_B = \sqrt{\frac{L}{C}}. \quad (32)$$

В технике СВЧ понятие волнового сопротивления носит довольно искусственный характер, так как непосредственное определе-

ние тока и напряжения в линии на высоких частотах обычно затруднено. Кроме того, для разных типов волн и классов линий передачи нельзя ввести единое определение волнового сопротивления, так как структура поля в разных типах линии передачи различна.

Несмотря на эту условность, понятие волнового сопротивления весьма удобно, так как позволяет ввести ряд упрощений и воспользоваться теорией линейных устройств, основанных на свойствах матрицы рассеяния. При этом становится возможным, не вдаваясь в электродинамические детали работы каждого конкретного узла СВЧ, рассчитывать характеристики устройства в целом. Например, введение волнового сопротивления позволяет описать свойства нагруженных отрезков линии передачи вне зависимости от физического принципа действия данной линии передачи и т. п.

Для различных типов линий передачи волновое сопротивление вычисляется по-разному, что будет описано ниже. Серийно выпускаемые линии передачи обычно имеют стандартизованное значение волнового сопротивления 50 или 75 Ом.

6.2. Дисперсия, критическая длина волны

Дисперсией называется зависимость фазовой скорости волны в линии передачи от частоты, а дисперсионная характеристика представляет собой конкретный вид этой зависимости, задаваемый формулой или графиком. Дисперсия заметно влияет на частотные характеристики устройств, построенных на отрезках линий передачи, и должна приниматься во внимание при проектировании таких устройств.

Линии передачи с T -волнами не имеют дисперсии, и фазовая скорость в них на любой частоте равна скорости распространения плоской электромагнитной волны в среде, заполняющей линию передачи: $v_{\phi} = c(\epsilon_r \mu_r)^{-1/2}$, где c – скорость света в вакууме; ϵ_r и μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, заполняющего линию передачи.

Фазовые скорости H - и E -волн в полых волноводах зависят от частоты и превышают скорость света для среды, заполняющей волновод. Дисперсионная зависимость в любом однородном волноводе определяется формулой

$$v_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r \mu_r \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2 \right]}},$$

где $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны с учетом диэлектрического заполнения; λ_0 – длина волны колебаний в вакууме. Критические частоты H - и E -волн отличны от нуля и зависят от формы и размеров поперечного сечения, а также от параметров заполняющего диэлектрика. Для волноводов с правильной формой поперечного сечения (прямоугольник, круг и др.) существуют точные формулы расчета критической частоты или критической длины волны.

6.3. Двухпроводная линия передачи

Поперечное сечение двухпроводной линии передачи показано на рис. 75.

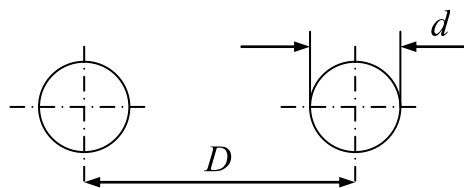


Рис. 75. Двухпроводная линия передачи

Двухпроводные ЛП используются в низкочастотной части СВЧ-диапазона. Недостаток линий такого типа – излучение в свободное пространство, интенсивность которого с увеличением частоты возрастает. Двухпроводная линия имеет большое волновое сопротивление:

$$W_{\text{в}} = \frac{w}{\pi} \ln \left(\frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left(\frac{D}{d} \right)^2} \right), \quad (33)$$

где $w = w_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ – волновое сопротивление среды, заполняющей линию,

$w_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} = 120\pi$ – волновое сопротивление вакуума.

Другая формула для расчета волнового сопротивления:

$$W = \frac{120}{\sqrt{\varepsilon}} \ln \left(\frac{2D-d}{d} \right).$$

Технологически такая линия хорошо реализуется при $W_b = 400-600$ Ом.

Погонные параметры линии рассчитываются по формулам:

$$L_1 \approx 0,4\mu \ln \left(\frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left(\frac{D}{d} \right)^2} \right), \left[\frac{\text{мкГн}}{\text{м}} \right]; \quad (34)$$

$$C_1 = 27,8\varepsilon \ln^{-1} \left(\frac{D}{d} + \sqrt{1 + \left(\frac{D}{d} \right)^2} \right), \left[\frac{\text{пФ}}{\text{м}} \right]; \quad (35)$$

$$R_1 \approx \frac{2,9}{d\sqrt{\lambda}}, \left[\frac{\text{Ом}}{\text{м}} \right]. \quad (36)$$

Коэффициент затухания за счет потерь в проводниках α_m рассчитывается по формуле

$$\alpha_m \cong 4,35R_1 / W. \quad (37)$$

Если известно поверхностное сопротивление металла R_s , то он может быть определен также по формуле

$$\alpha_m \cong \frac{2,77R_s}{dW\sqrt{1-(d/D)}}.$$

6.4. Коаксиальная линия передачи

Коаксиальная линия представляет собой два концентрических проводника с воздушным или диэлектрическим заполнением (рис. 76).

Основным типом колебаний в линии такого типа является поперечная T -волна, распределение поля которой в продольном сечении линии показано на рис. 77.

Погонные параметры коаксиальной линии передачи с диэлектрической изоляцией рассчитываются по формулам:

$$L_1 \approx 0,2 \ln \frac{D}{d}, \left[\frac{\text{мкГн}}{\text{м}} \right]; \quad (38)$$

$$C_1 \approx 55,6 \varepsilon \left(\ln \frac{D}{d} \right)^{-1}, \left[\frac{\text{пФ}}{\text{м}} \right]; \quad (39)$$

$$R_1 \approx \frac{1,45(D+d)}{Dd\sqrt{\lambda}}, \left[\frac{\text{Ом}}{\text{м}} \right], \quad (40)$$

где диаметры D и d задаются в миллиметрах, λ – в метрах.

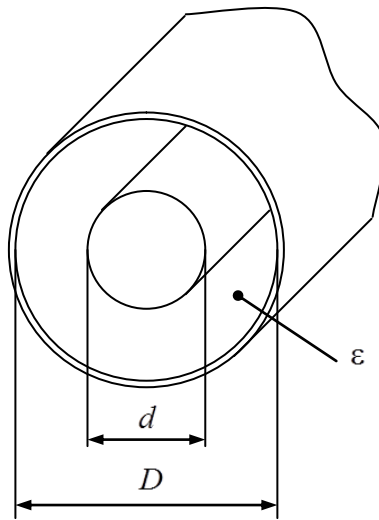


Рис. 76. Коаксиальная линия передачи

Волновое сопротивление коаксиальной ЛП равно:

$$W = \frac{w}{2\pi} \ln \frac{D}{d}, \quad (41)$$

где $w = w_0 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}}$ – волновое сопротивление среды, Ом; ε и μ – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости изоляции (обычно $\mu = 1$), $w_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства, Ом.

Также

$$W = \frac{60}{\sqrt{\varepsilon_r}} \ln \frac{D}{d} = \frac{138}{\sqrt{\varepsilon_r}} \lg \frac{D}{d}.$$

Конструктивно такая линия хорошо реализуется при волновом сопротивлении 50–110 Ом.

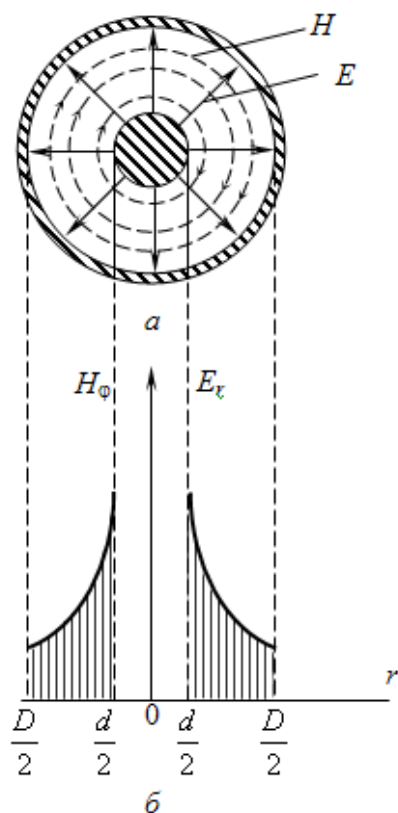


Рис. 77. Коаксиальная линия:
a – распределение поля *T*-волны; *б* – эпюры поля

Коэффициентом укорочения волны в коаксиальном фидере называют величину

$$\xi = \sqrt{\epsilon}.$$

Коэффициент затухания в проводниках α_m рассчитывают по формуле

$$\alpha_m \cong 4,35R_1 / W.$$

Если известно поверхностное сопротивление металла R_s , то он может быть определен также по формуле

$$\alpha_m \cong 1,38R_s(D + d)/(DdW), \quad (42)$$

в которую геометрические размеры линии подставляют в метрах.

Коэффициент затухания имеет минимальное значение при $D/d \approx 3,6$. Для уменьшения α_m , как следует из (40) и (42), необходимо увеличивать диаметры проводников или площадь поперечного сечения, не забывая при этом о возможности появления волн высших типов. Первый высший тип – волна типа H_{11} круглого волновода.

6.5. Коаксиальные соединители (разъемы)

Эксплуатация радиочастотного коаксиального кабеля на СВЧ без соединителей невозможна. Коаксиальный кабель становится комплектным изделием только после армирования соединителями.

Соединитель радиочастотный коаксиальный представляет собой устройство, предназначенное для механического и электрического соединения и рассоединения коаксиальных радиочастотных кабелей между собой и с радиоэлектронной аппаратурой.

Чтобы обеспечить наименьшее затухание, соединитель должен иметь такое же волновое сопротивление, как кабель и вся линия в целом, а кроме того, обеспечить минимальное отражение передаваемого сигнала в стыке между разъемными частями соединителя. Коаксиальные соединители практически выпускаются с волновыми сопротивлениями 50 и 75 Ом.

Волновое сопротивление соединителя обеспечивается его присоединительными размерами, которые с целью унификации стандартизуются (ГОСТ 13317–80 и ГОСТ 20265–83). В пределах одного присоединительного размера обеспечивается стыковка соединителей разных исполнений.

По способу соединения различают соединители резьбовые, байонетные и врубные. Большинство коаксиальных соединителей имеет разнополярные контактные узлы, называемые вилкой и розеткой. Известны также конструкции униполярных соединителей с одинаковыми контактными узлами. По точности изготовления контактных узлов, которая определяет значение коэффициента отражения, соединители делятся на измерительные (ГОСТ 13317–80) и общего применения (ГОСТ 20265–83).

Соединители типа *N*

Соединители среднего размера (рис. 78) выпускаются с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом (несовместимы друг с другом). Диапазон рабочих частот до 18 ГГц.

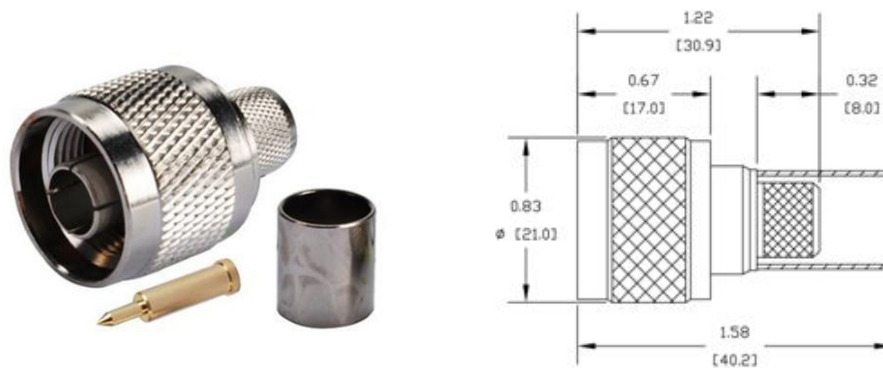


Рис. 78. Соединитель типа *N*

Соединители типа *SMA*

SMA-соединители являются прецизионными и могут применяться на частотах до 18 ГГц при волновом сопротивлении линии 50 Ом (рис. 79). Существуют соединители данного типа до частоты 26,5 ГГц. Совместимы с соединителями *PC3.5* и *2.92SK*.

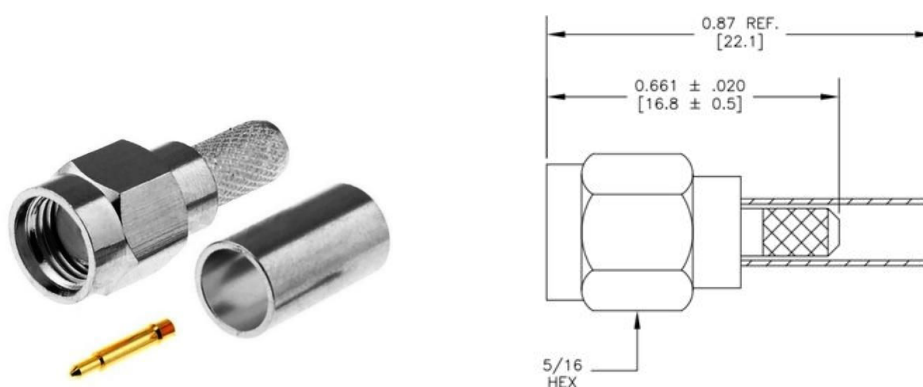


Рис. 79. Соединитель *SMA*

Соединители типа *BNC*

Соединители байонетного типа выпускаются с волновым сопротивлением 50 и 75 Ом, рис. 80 (взаимосочленяемы). Соединители 50 Ом применяются на частотах до 4 ГГц, а 75 Ом – на частотах до 1 ГГц.

Соединители типа *SK*

SK-соединители являются прецизионными и могут применяться на частотах до 40 ГГц, рис. 81 (волновое сопротивление 50 Ом). Совместимы с соединителями *SMA* и *PC3.5*. Имеют высокую механическую устойчивость.

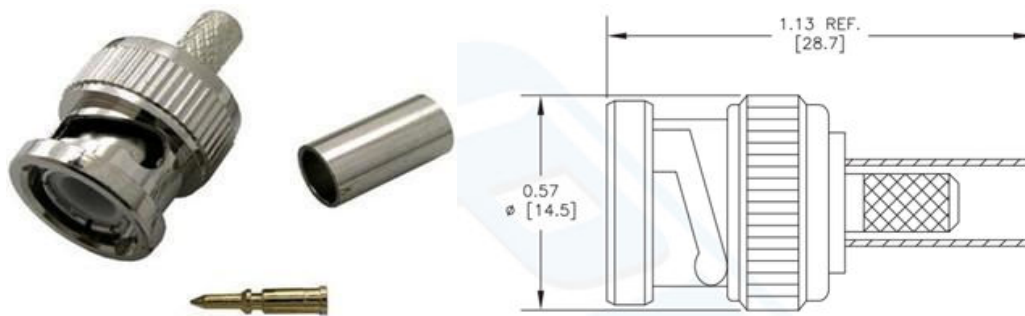


Рис. 80. Соединитель *BNC*

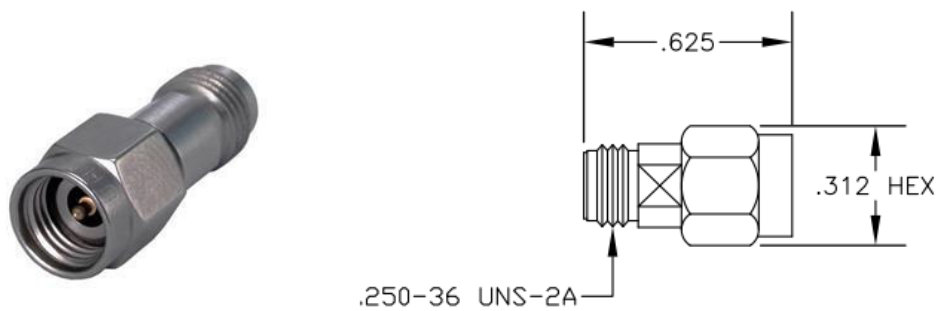


Рис. 81. Соединитель *SK*

Соединитель типа *PC*

PC-соединители являются прецизионными и могут применяться на частотах до 26,5 ГГц при волновом сопротивлении линии 50 Ом, рис. 82. Предназначены для использования на полужестких коаксиальных кабелях. Совместимы с соединителями *SMA* и *SK2.92*.

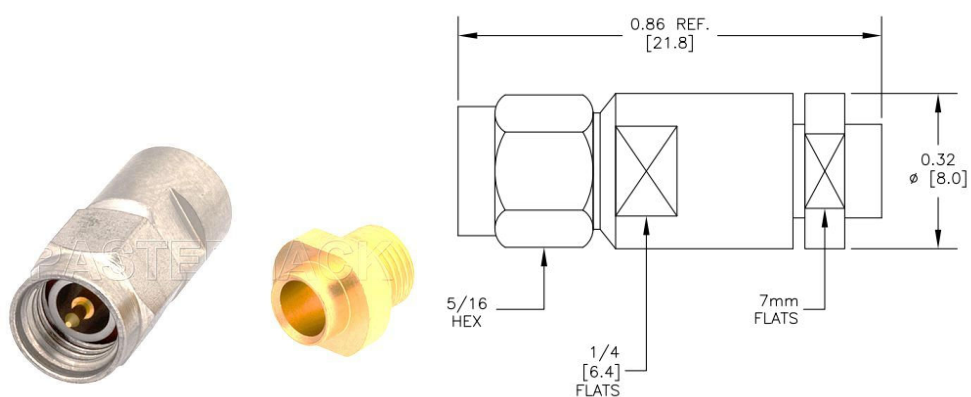


Рис. 82. Соединитель *PC*

6.6. Полосковые линии передачи

Геометрия и обозначения размеров несимметричной полосковой линии (НПЛ), симметричной полосковой линии (СПЛ) (микроросковая ЛП) показаны на рис. 83.

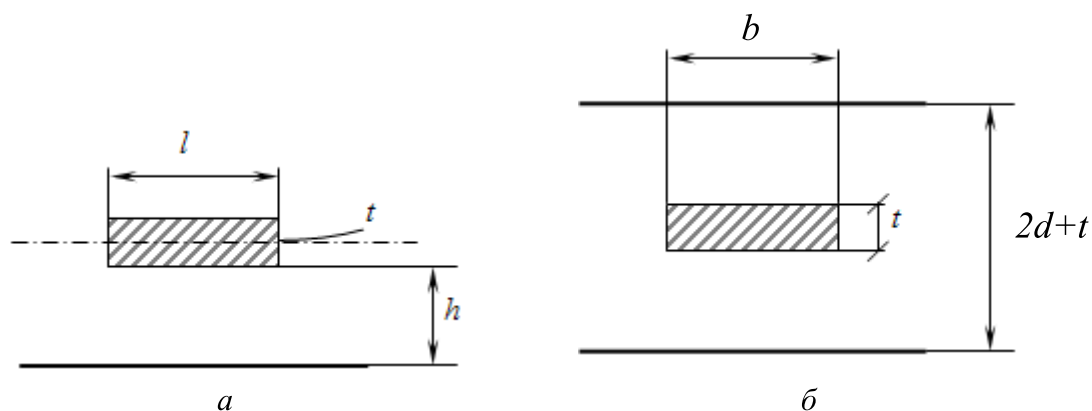


Рис. 83. Полосковые линии передачи:
a – несимметричная; *б* – симметричная

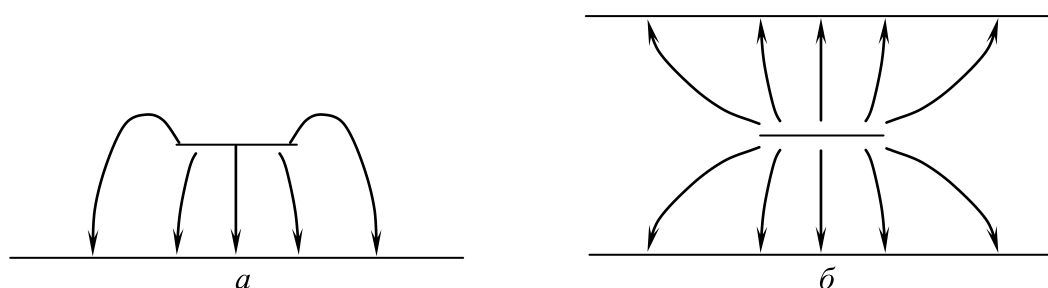


Рис. 84. Структура электрического поля в полосковой линии:
a – несимметричная; *б* – симметричная

Для НПЛ (рис. 84, *a*) погонные емкости (в пикофарадах на метр) рассчитывают по формулам:

$$C_1 = 10,6\varepsilon \frac{1+b/d}{1-t/d}, \quad b/d < 2; \quad (43)$$

$$C_1 = 10,6\varepsilon \left(1 + \frac{b/d}{1-t/d} \right), \quad b/d > 2, \quad (44)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость подложки.

Для СПЛ в формулах (43), (44) вместо числового коэффициента 10,6 необходимо взять 15,4.

Волновое сопротивление НПЛ с учетом толщины токонесущего проводника t рассчитывают по формулам:

$$W = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1-t/d}{1+b/d}, \quad b/d < 2; \quad (45)$$

$$W = 314 \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \frac{1}{1+b/d} \frac{1}{(1-t/d)}, \quad b/d > 2. \quad (46)$$

Для СПЛ в формулах (45), (46) вместо числового коэффициента 314 необходимо взять 216.

Зная погонную емкость и волновое сопротивление линии, погонную индуктивность можно найти, используя формулу (32). Тогда

$$L_1 = W_B^2 C_1. \quad (47)$$

6.7. Волноводные линии передачи, типы, использование

Волноводные линии передачи (волноводы) являются одним из основных типов линий передачи СВЧ-диапазона.

Волновод – это полая металлическая труба, имеющая в своем сечении замкнутый проводящий контур. В волноводах распространяются волны E - и H -типов, которые обозначаются как H_{mn} и E_{mn} , при этом для волн H -типа индексы m и n могут принимать значения $0, 1, 2, \dots$, а для E -типа – $1, 2, \dots$, так как при $m=0$ или $n=0$ $E_z=0$, и тогда все остальные составляющие поля тоже обращаются в нуль.

Если волновод заполнен средой с относительными проницаемостями ε и μ , т. е. магнитоэлектриком, то в волноводе волны будут распространяться, если выполняется неравенство $\lambda < \frac{\lambda_{кр}^{mn}}{\sqrt{\varepsilon\mu}}$, где λ – это

длина волны в свободном пространстве, а $\lambda_{кр}^{mn}$ – критическая длина волны типа E_{mn} или H_{mn} .

Характерной особенностью закрытых волноводов является наличие ярко выраженной дисперсии, т. е. зависимости фазовой и групповой скорости распространения волн от частоты. Фазовая

скорость v_ϕ – скорость распространения фазового фронта электромагнитной волны, групповая скорость $v_{гр}$ – скорость распространения энергии или сигнала. В отличие от однородной неограниченной среды, где $v_\phi = v_{гр} = c$, в волноводе $v_{гр} < c$, а $v_\phi > c$ (c – скорость света в среде, заполняющей волновод).

$$v_\phi = \frac{c}{\sqrt{\epsilon\mu - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}, \quad v_{гр} = \frac{c}{\epsilon\mu} \sqrt{\epsilon\mu - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}. \quad (48)$$

Фазовая скорость определяет длину волны в волноводе λ_B и связана с фазовой постоянной β соотношением:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda_B} = \frac{\omega}{v_\phi}. \quad (49)$$

Длина волны нелинейно зависит от соотношения между размерами волновода и длиной волны в свободном пространстве:

$$\lambda_B = \frac{\lambda}{\sqrt{\epsilon\mu - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}^{mn}}\right)^2}}. \quad (50)$$

Чтобы исключить искажение сигналов и обеспечить согласование с другими устройствами, волноводы обычно используются в одноволновом режиме – в диапазоне частот, где распространяется волна только одного (основного) типа.

Характеристические сопротивления волноводов для волн E - и H -типов различны и определяются как отношение поперечных компонент напряженности электрического и магнитного полей в режиме бегущей волны:

$$Z_c^{Hmn} = \frac{\mu w_0}{\sqrt{\epsilon\mu - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}}, \quad Z_c^{Emn} = \frac{w_0}{\epsilon} \sqrt{\epsilon\mu - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2}, \quad (51)$$

где $w_0 = \sqrt{\frac{\mu_0}{\epsilon_0}} = 120\pi = 377 \text{ Ом}$ – характеристическое сопротивление свободного пространства.

Таким образом, волноводным линиям передачи присущи следующие ключевые особенности:

1. В волноводах могут распространяться направляемые волны E - и H -типа, причем каждое из них может быть разных типов (индексов);
2. В волноводе могут распространяться колебания, длина волны которых меньше критической длины волны для данного типа колебаний;
3. Длина волны и фазовая скорость в волноводе существенно зависят от отношения частоты генератора к частоте отсечки данного волновода.

Из этих особенностей следуют основные преимущества и недостатки волноводов. Преимущества:

1. Простота и надежность конструкции;
2. Высокая электрическая прочность, т. е. возможность передавать сигналы высокой мощности;
3. Малые погонные потери (в среднем в 1,5 раза меньше, чем в коаксиальном волноводе).

Основные недостатки волноводов:

1. В прямоугольном волноводе – узкая полоса рабочих частот (не более 20 % от центральной частоты);
2. Наличие ярко выраженной дисперсии;
3. Большие масса и габариты для низких частот ($\lambda > 20 \text{ см}$) и технологические трудности изготовления для высоких частот ($\lambda < 5 \text{ мм}$).

Существуют волноводы различной формы: прямоугольный, круглый, П-образный, Н-образный (рис. 85).

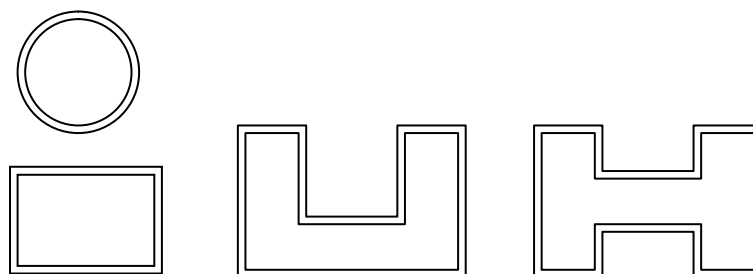


Рис. 85. Сечения волноводов различной формы

6.8. Прямоугольный волновод

Основными параметрами прямоугольного волновода являются ширина широкой стенки a и узкой стенки b (рис. 86).

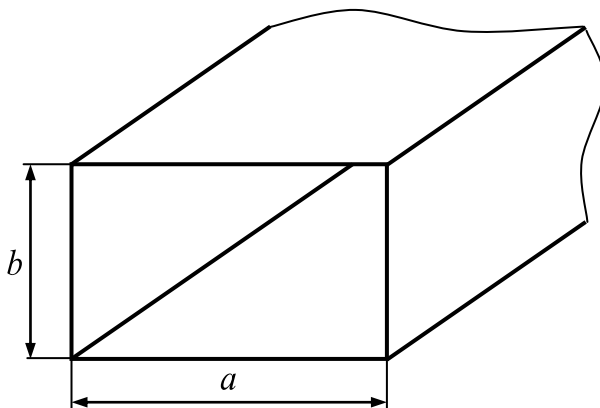


Рис. 86. Геометрия волновода

Для E - и H -типов волны критическая длина волны определяется одинаково:

$$\lambda_{\text{кр}}^{mn} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}}, \quad (52)$$

где m, n – целые числа, показывающие количество полуволн, укладываемых вдоль стенок волновода ($m \rightarrow a, n \rightarrow b$). Если $m=0$ или $n=0$, то поле вдоль соответствующей стенки постоянно. Для основного (нижнего) типа волн H_{10} критическая длина волны $\lambda_{\text{кр}}^{10} = 2a$,

а длина волны в волноводе $\lambda_{\text{в}} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$.

Спектр волн стандартных ($2b < a$) прямоугольных волноводов в порядке убывания $\lambda_{\text{кр}}$, имеет вид: $H_{10}, H_{20}, H_{01}, H_{11}$ и E_{11}, H_{21} и E_{21}, H_{30} и т. д.

Если задан рабочий диапазон, то геометрические размеры волновода можно оценить, исходя из условий: $a \approx 0,7\lambda_{\text{ср}}, b = 0,45a$, где $\lambda_{\text{ср}}$ – средняя длина волны основного типа. На волноводы разработаны различные стандарты, в том числе международной электротехнической комиссией (МЭК). Например, МЭК-100 означает: прямоугольный волновод размером $72,14 \times 34,04$ мм, предназначенный для работы

в диапазоне длин волн от 2,5 до 3,66 см (средняя частота 10 ГГц) и имеющий предельную мощность 0,99 МВт. Число в наименовании стандарта – это значение средней частоты рабочего диапазона в сотнях мегагерц.

Средняя мощность, передаваемая в согласованном режиме по прямоугольному волноводу с диэлектрическим заполнением на волне основного типа, равна

$$P^{H_{10}} = \frac{E_0^2 ab}{4w_0} \sqrt{\varepsilon - (\lambda / 2a)^2},$$

где E_0 – амплитуда напряженности электрического поля в волноводе.

По этой формуле можно рассчитать предельную мощность, передаваемую по волноводу, если вместо E_0 подставить предельное (пробивное) значение напряженности электрического поля. Для сухого воздуха при нормальном атмосферном давлении оно составляет $E_{\text{пред}} = 30$ кВ/см. Допустимая для передачи мощность обычно берется в 4 раза меньше предельной. Для предельной мощности существует оценка

$$P_{\text{пред}}^{H_{10}} < 125\lambda^2,$$

в которую длина волны подставляется в сантиметрах.

Волновое сопротивление в волноводах определяется неоднозначно. Может быть использовано несколько определений для волнового сопротивления:

$$W_{PI} = \frac{2P}{I^2} = \frac{\pi^2}{8} \frac{b}{a} W_0;$$

$$W_{PU} = \frac{U^2}{2P} = 2 \frac{b}{a} W_0;$$

$$W_{UI} = \frac{U}{I} = \frac{\pi}{2} \frac{b}{a} W_0,$$

где $W_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2}}$.

Волновое сопротивление волны H_{10} определяется формулой:

$$W = \frac{60\pi^2}{\sqrt{\varepsilon - (\lambda/2a)^2}} \frac{b}{a}.$$

Коэффициент затухания α_m , обусловленный потерями в стенках волновода, для волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе с медными стенками и диэлектрическим заполнением можно рассчитать по формуле

$$\alpha_m \cong 0,104 \left[\varepsilon + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right] / b\sqrt{\lambda} \sqrt{\varepsilon - (\lambda/2a)^2},$$

в которую размеры волновода и рабочая длина волны подставляются в сантиметрах.

Коэффициент затухания α_m , обусловленный потерями в стенках волновода с воздушным заполнением, для волны основного типа можно рассчитать также по формуле

$$\alpha_m \cong 8,69 \frac{R_s \left[1 + \frac{2b}{a} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right]^2}{w_0 b \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2}}, \quad (53)$$

где R_s – поверхностное сопротивление металла, из которого выполнена внутренняя поверхность волновода, рассчитываемое по формуле

$$R_s \cong 1,987 \sqrt{\frac{f}{\sigma}} \cdot 10^{-3},$$

где σ – удельная проводимость металла, См/м; f – рабочая частота, Гц.

6.9. Режимы работы линий передачи

В отличие от низкочастотных устройств, на СВЧ физические размеры линии передачи, как правило, сравнимы с длиной волны электромагнитного колебания, которое в ней распространяется. При этом распределение тока и напряжения вдоль линии передачи (фидера) описывается выражениями:

$$\begin{cases} \dot{U}(l) = U_{\text{н}} \cos \beta l + j I_{\text{н}} W \sin \beta l \\ \dot{I}(l) = I_{\text{н}} \cos \beta l + j \frac{U_{\text{н}}}{W} \sin \beta l, \end{cases}$$

где $\beta = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{в}}}$ – фазовая постоянная, $\lambda_{\text{в}}$ – длина волны в линии, W – волновое сопротивление, l – расстояние, отсчитываемое от нагрузки, $I_{\text{н}}$ и $U_{\text{н}}$ – амплитуды тока и напряжения в сечении нагрузки (рис. 87).

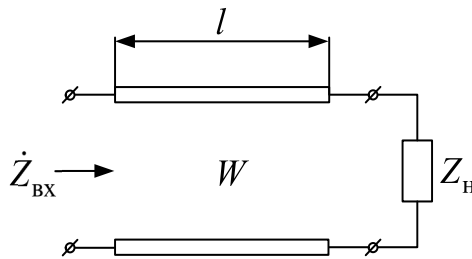


Рис. 87. Нагруженная линия передачи

В случае согласованной нагрузки $Z_{\text{н}} = W$ в линии устанавливается режим бегущей волны. Тогда

$$\begin{cases} U(l) = U_{\text{н}} \exp(j\beta l) \\ I(l) = I_{\text{н}} \exp(j\beta l). \end{cases}$$

Если линия не согласована с нагрузкой, то появляется отраженная волна, характеризуемая комплексным коэффициентом отражения

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{U}_{\text{отр}}}{\dot{U}_{\text{пад}}}.$$

Коэффициент отражения может быть вычислен по известному сопротивлению нагрузки и волновому сопротивлению фидера следующим образом:

$$\dot{\Gamma} = \frac{\dot{Z}_{\text{н}} - W}{\dot{Z}_{\text{н}} + W}.$$

Модуль коэффициента отражения изменяется в пределах $0 \leq |\dot{\Gamma}| \leq 1$ и указывает на степень согласования нагрузки с фидером. Если отражения от нагрузки отсутствуют (нагрузка полностью согла-

сована), то $|\dot{\Gamma}| = 0$. Наоборот, при полностью рассогласованной нагрузке волна целиком отражается от нагрузки, и $|\dot{\Gamma}| = 1$.

При несогласованной нагрузке в линии устанавливается смешанный режим, ток и напряжение (напряженность поля) принимают максимальные и минимальные значения вдоль линии. В этом случае вместе с коэффициентом отражения вводят коэффициент стоячей волны КСВ и коэффициент бегущей волны КБВ:

$$\text{КСВ} = \frac{E_{\max}}{E_{\min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \geq 1; \quad (54)$$

$$\text{КБВ} = \frac{E_{\min}}{E_{\max}} = \frac{1 - |\Gamma|}{1 + |\Gamma|} \leq 1, \quad (55)$$

где E_{\min} , E_{\max} – минимальные и максимальные значения напряженности поля в фидере; $|\Gamma|$ – модуль коэффициента отражения от нагрузки.

Между данными коэффициентами существует соотношение

$$\text{КСВ} = 1 / \text{КБВ}.$$

Существует также определение КСВ, основанное на амплитудах падающей и отраженной волны:

$$\text{КСВ} = \frac{U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}}{U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}}.$$

В случае согласованной нагрузки отраженной волны нет, т. е.

$$U_{\text{отр}} = 0, \quad |\Gamma| = 0 \quad \text{и} \quad \text{КСВ} = 1.$$

Для полностью рассогласованной нагрузки (режим короткого замыкания или холостого хода)

$$U_{\text{отр}} = U_{\text{пад}}, \quad |\Gamma| = 1 \quad \text{и} \quad \text{КСВ} = \infty.$$

Для линии, нагруженной на произвольное комплексное сопротивление $Z_{\text{н}} = R_{\text{н}} + jX_{\text{н}}$, КСВ и КБВ рассчитываются по формулам (54) и (55), в которых $|\Gamma_{\text{н}}|$ определяется как

$$|\Gamma_{\text{н}}| = \sqrt{\frac{(R_{\text{н}} - W_{\text{ф}})^2 + X_{\text{н}}^2}{(R_{\text{н}} + W_{\text{н}})^2 + X_{\text{н}}^2}}. \quad (56)$$

С точки зрения антенной техники, КСВ или коэффициент отражения являются важнейшим параметром любой антенны, которая выступает в роли нагрузки для фидерной линии. Для приемной антенны можно записать формулу:

$$P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}^{\text{max}} (1 - |\Gamma|^2),$$

где $P_{\text{пр}}$ – мощность, попадающая на вход приемника при несогласованной антенне, $P_{\text{пр}}^{\text{max}}$ – мощность на входе приемника при использовании согласованной антенны. Таким образом, если $|\Gamma| = 0,5$, то $\text{КСВ} = 3$, и на вход приемника попадает всего 75 % от мощности, принятой антенной. Аналогичные соображения можно привести для антенны, работающей на передачу. Поэтому для эффективной работы антенны стремятся обеспечить ее полное согласование с фидерным трактом и получить как можно более низкие значения КСВ в рабочем диапазоне частот.

6.10. Входное сопротивление нагруженного отрезка линии передачи

Рассмотрим далее отрезок регулярной линии передачи без потерь, по которому распространяются волны T -типа. Считаются известными волновое сопротивление W и длина отрезка l (рис. 88). Совместим начало отсчета координаты z с левыми зажимами отрезка, на которых определим входные комплексные амплитуды напряжения \dot{U}_1 и тока \dot{I}_1 . Аналогично на правых зажимах будем считать известными выходные величины \dot{U}_2 и \dot{I}_2 . Данная система представляет собой линейный стационарный четырехполюсник.

В теории цепей для описания четырехполюсников используют аппарат матричного анализа. Рассматриваемый четырехполюсник можно описать его матрицей передачи (A -матрицей). При этом независимыми переменными служат величины \dot{U}_2 и \dot{I}_2 , связанные с напряжением и током на входе двумя равенствами:

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= A_{11}\dot{U}_2 + A_{12}\dot{I}_2; \\ \dot{I}_1 &= A_{21}\dot{U}_2 + A_{22}\dot{I}_2. \end{aligned} \quad (57)$$

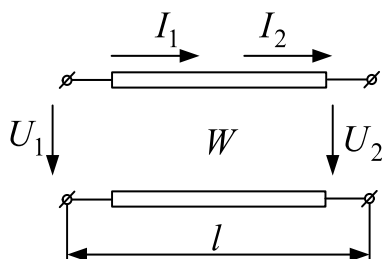


Рис. 88. Нагруженный отрезок линии передачи

Зная матрицу передачи

$$[A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix},$$

можно найти любые внешние характеристики четырехполосника. Например, если к выходным зажимам подключен линейный двухполосник нагрузки с комплексным сопротивлением $Z_{\text{н}}$, так что $\dot{U}_2 / \dot{I}_2 = Z_{\text{н}}$, то из (57) следует формула для входного сопротивления со стороны левых зажимов:

$$Z_{\text{вх}} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{A_{11}Z_{\text{н}} + A_{12}}{A_{21}Z_{\text{н}} + A_{22}}. \quad (58)$$

Матрица передачи отрезка волновода с волной T -типа выражается следующим образом:

$$[A] = \begin{bmatrix} \cos \beta l & jW \sin \beta l \\ j \frac{1}{W} \sin \beta l & \cos \beta l \end{bmatrix}. \quad (59)$$

Тогда, подставив значения из (59) в (58), получим

$$Z_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{н}} \cos \beta l + jW \sin \beta l}{j \frac{Z_{\text{н}}}{W} \sin \beta l + \cos \beta l} = \frac{Z_{\text{н}} + jW \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \frac{Z_{\text{н}}}{W} \operatorname{tg} \beta l},$$

или

$$Z_{\text{вх}} = W \frac{Z_{\text{н}} + jW \operatorname{tg} \beta l}{W + jZ_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l}. \quad (60)$$

На основании данной формулы можно утверждать, что в общем случае входное сопротивление отрезка линии, к которому подключена нагрузка, не совпадает с комплексным сопротивлением этой нагрузки. Поэтому отрезок линии передачи выполняет роль *трансформатора сопротивления*. Это свойство отрезка служит основой многочисленных технических применений.

В режиме согласования (при $Z_{\text{н}} = W$) входное сопротивление любого отрезка равно волновому сопротивлению линии передачи независимо от его длины и частоты:

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = W.$$

Если отрезок линии на выходе закорочен, так что $Z_{\text{н}} = 0$, то

$$Z_{\text{вх}} = j W \operatorname{tg} \beta l. \quad (61)$$

При холостом ходе на выходе $Z_{\text{н}} = \infty$ и поэтому нормированное входное сопротивление отрезка

$$Z_{\text{вх}} = -j W \operatorname{ctg} \beta l. \quad (62)$$

В соответствии с формулами (61) и (62) входные сопротивления подобных отрезков волноводов всегда чисто реактивны и являются периодическими функциями безразмерного параметра βl . Например, отрезок короткозамкнутой линии длиной $l < \lambda/4$ имеет индуктивное входное сопротивление, модуль которого неограниченно возрастает с приближением длины отрезка к значению $\lambda/4$. В интервале $\lambda/4 < l < \lambda/2$ входное сопротивление носит емкостный характер.

Таким образом, отрезки линий могут выступать как аналоги реактивных элементов в фильтрах, согласующих цепях и т. д. Это свойство отрезков линий часто применяется при построении устройств СВЧ. Тип отрезка – короткозамкнутый или разомкнутый – выбирают исходя из особенностей линии передачи, на которой реализуется отрезок. Например, разомкнутый отрезок затруднительно реализовать в волноводе и легко в микрополосковой линии, короткозамкнутый – наоборот.

6.11. Круговая диаграмма полных сопротивлений

Рассмотренное выше выражение $Z(l) = W \frac{Z_{\text{н}} + iW \operatorname{tg} \beta l}{W + iZ_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l}$ определя-

ет входное сопротивление линии через ее электрическую длину, нагрузку и волновое сопротивление. В наиболее общем случае это выражение довольно сложно и поэтому не очень наглядно и удобно для практической работы. Однако существует графический метод, предложенный американским ученым Смитом и советским ученым Вольпертом, устанавливающий взаимосвязь между этими величинами. Этот метод называется круговой диаграммой полных сопротивлений (*Smith chart* в англоязычной литературе) и не только упрощает вычисления, но и облегчает понимание физической сущности различных соотношений.

Выражение трансформации сопротивлений может быть записано в следующем виде:

$$\tilde{Z}_{\text{вх}} = \frac{\tilde{Z}_{\text{н}} + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \tilde{Z}_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l},$$

где $\tilde{Z}_{\text{н}} = \frac{Z_{\text{н}}}{W_{\phi}}$ и $\tilde{Z}_{\text{вх}} = \frac{Z_{\text{вх}}}{W_{\phi}}$ – нормированные входное сопротивление

линии и сопротивление нагрузки. Основная функция круговой диаграммы заключается в установлении соотношений между этими величинами. Это достигается путем совмещения двух координатных систем. Заметим, что если $\tilde{Z}_{\text{н}} = 1$, то $\tilde{Z}_{\text{вх}} = \tilde{Z}_{\text{н}} = 1$, т. е. согласованная нагрузка.

Одна система координат представляет комплексные сопротивления, ее сетка образована линиями постоянного активного сопротивления \tilde{R} (или активной проводимости \tilde{G}) и линиями постоянного реактивного сопротивления \tilde{X} (или реактивной проводимости \tilde{B}). Первые являются окружностями с радиусами $1/(1 + \tilde{R})$ и с центрами, расположенными по оси активных сопротивлений. Все эти окружности касаются оси реактивных сопротивлений, как показано на рис. 89.

Вторые линии являются тоже окружностями радиуса $1/\tilde{X}$, центры которых расположены на оси реактивных сопротивлений, как показано на рис. 90. Окружности справа от оси активных сопротивлений соответствуют положительным реактивным сопротивлениям

(или проводимостям), слева от оси – отрицательным реактивным сопротивлениям (или проводимостям). При наложении эти два семейства окружностей образуют рабочую сетку.

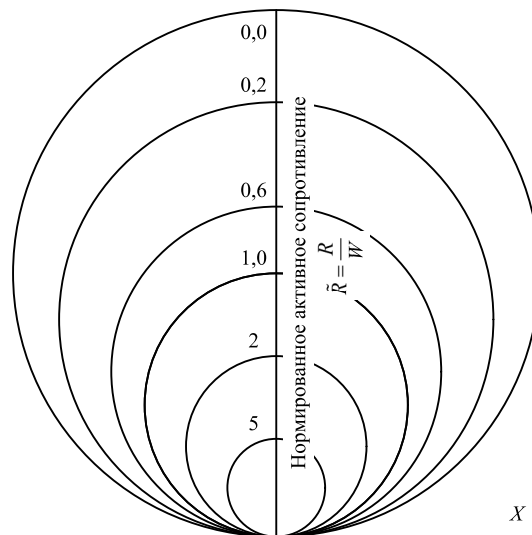


Рис. 89. Координатная сетка круговой диаграммы, представляющая активную составляющую сопротивления нагрузки

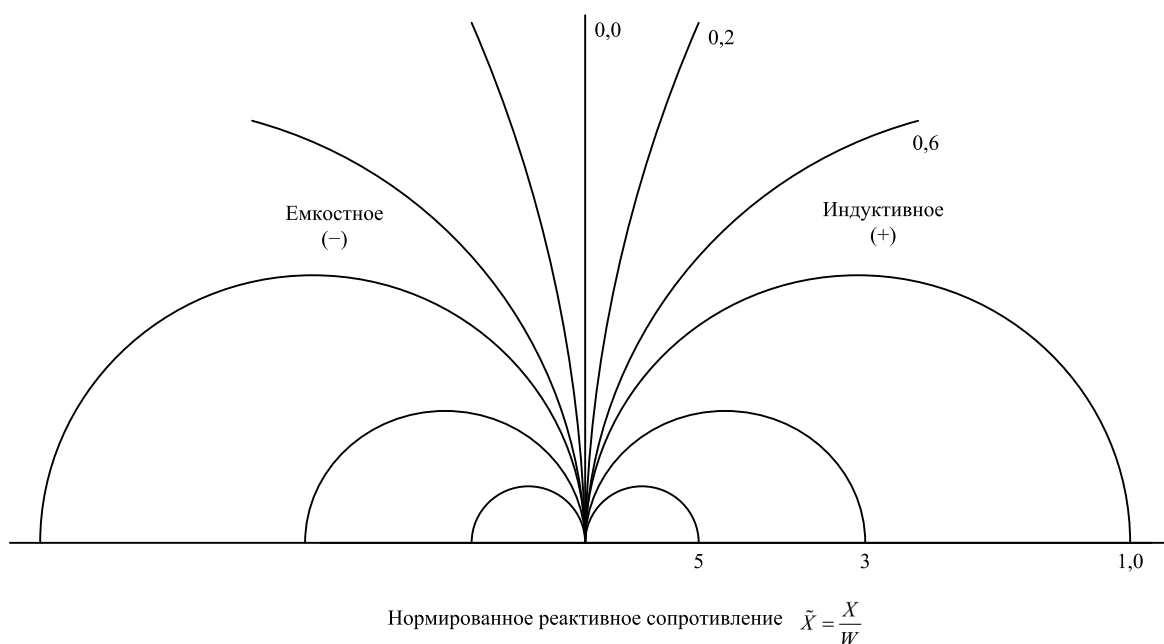


Рис. 90. Координатная сетка круговой диаграммы, представляющая реактивную составляющую сопротивления нагрузки

На круговой диаграмме электрическая длина линии $\frac{2\pi}{\lambda}l$ откладывается в виде угла поворота по часовой стрелке вокруг общего

центра, как показано на рис. 91, *а*. Углы могут выражаться как в градусах, так и в долях длины волны. Начало отсчета помещается в узле напряжения, где $R(l)$ минимально и отмечено нулем на внешнем ободке диаграммы. Полный поворот вокруг диаграммы соответствует расстоянию в половину длины волны вдоль линии, или 180° . Четвертьволновое расстояние соответствует половине полного оборота. Пучность (максимум напряжения) находится в точке, диаметрально противоположной точке узла напряжения, на расстоянии $\frac{\lambda}{4}$ вдоль линии.

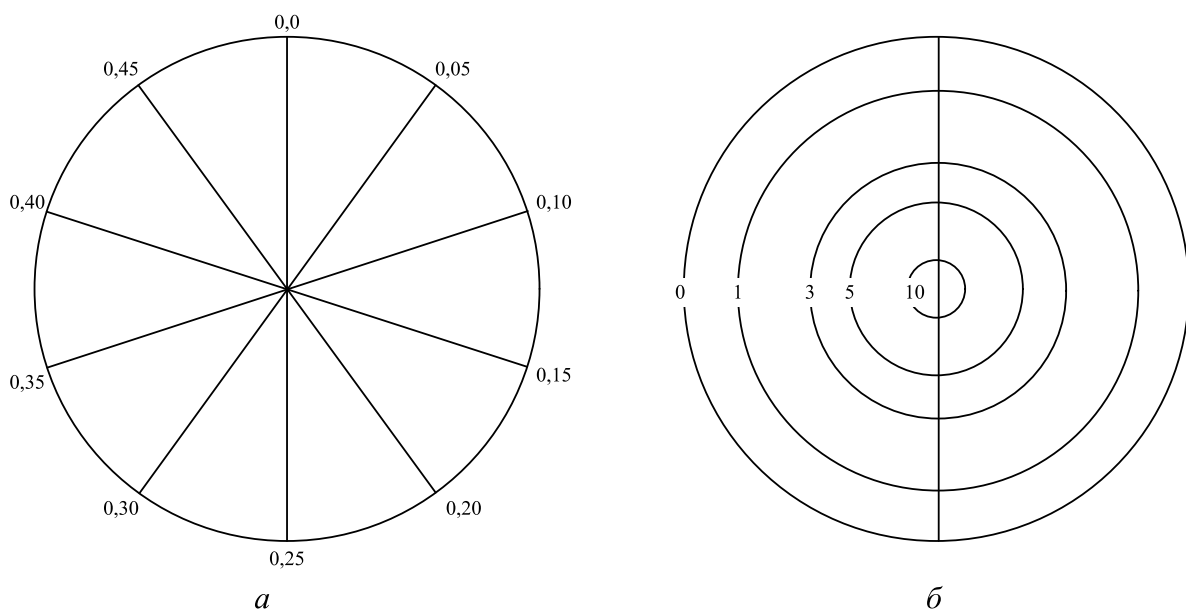


Рис. 91. Сетка коэффициентов распространения
а – постоянные значения фазы l / λ ; *б* – постоянные значения затухания, дБ

В описанной координатной системе затухание αl измеряется вдоль радиуса-вектора от центра диаграммы. Следовательно, линии постоянного затухания представляют собой концентрические окружности, показанные на рис. 91, *б*. Координатная система, представляющая свойства линии, получается путем наложения рис. 91, *а* на рис. 91, *б*, что дает полную круговую диаграмму.

Однако на практике не всегда возможно нанести на диаграмму все линии совмещенных координатных систем, так как это может привести к путанице в линиях и к ошибкам. Чтобы избежать этих ошибок, некоторые линии второй системы координат не наносятся на диаграмму или наносятся в сокращенном виде. Например, шкалу электрических расстояний (радиальные линии рис. 91, *а*) можно нанести только

на внешней окружности диаграммы. В середине диаграммы такую линию можно восстановить с помощью линейки, которая вращается вокруг центра диаграммы. Точно так же окружности постоянного затухания могут быть заменены одной линейной шкалой, которая часто наносится на той же линейке.

Полный вид круговой диаграммы с нанесенными шкалами сопротивлений и угловой шкалой электрических расстояний показан на рис. 92.

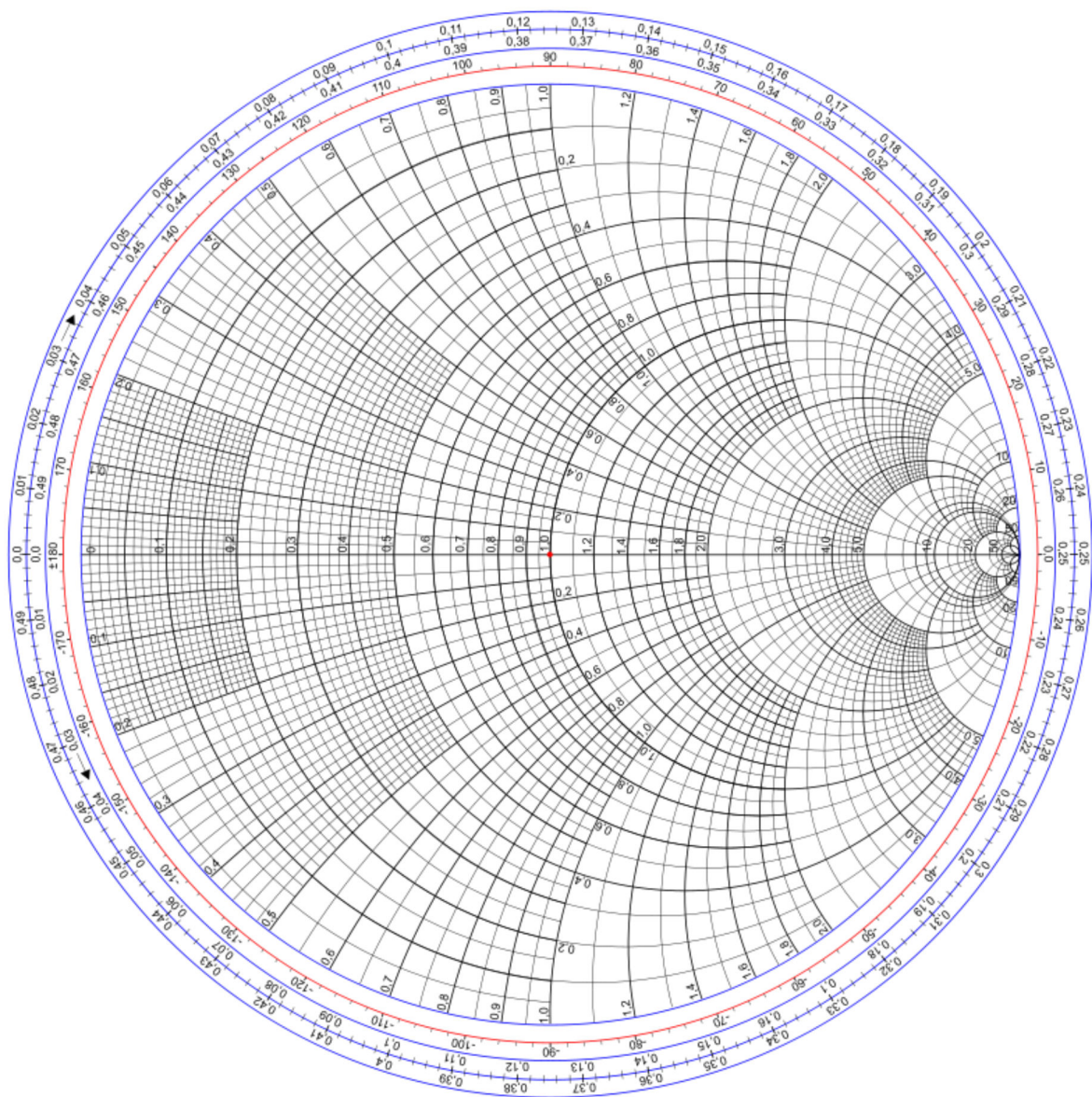


Рис. 92. Круговая диаграмма полных сопротивлений

Глава 7

Матричная теория многополюсников СВЧ

Общепринятым подходом к теоретическому и экспериментальному исследованию сложных устройств является их разбиение на более простые блоки. Степень разбиения задают исходя из возможности относительно простого определения параметров блоков. При определении параметров блоков применяют как теоретические расчетные методы (электродинамический анализ, методы теории цепей, численное моделирование), так и экспериментальные. После этого характеристики всего сложного устройства рассчитывают методами теории цепей с использованием алгоритмов объединения блоков, например матричными методами.

Устройство СВЧ в обобщенном виде можно представить в виде многополюсника. Многополюсник состоит обычно из нескольких компонентов, соединенных определенным образом между собой с помощью отрезков линий передачи. Такие схемы могут описываться напряжениями и токами на входах устройства или нормированными волновыми переменными.

Большинство СВЧ компонентов имеют один вход и один выход, т. е. являются четырехполюсниками. Каскадное соединение четырехполюсников (рис. 93) удобно описывать с помощью классической матрицы передачи, которую также называют цепной матрицей. Для четырехполюсника $ABCD$ -параметры определяются равенством:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix}.$$

Они связывают напряжение U_1 и ток I_1 на входе четырехполюсника с напряжением U_2 и током I_2 на выходе.

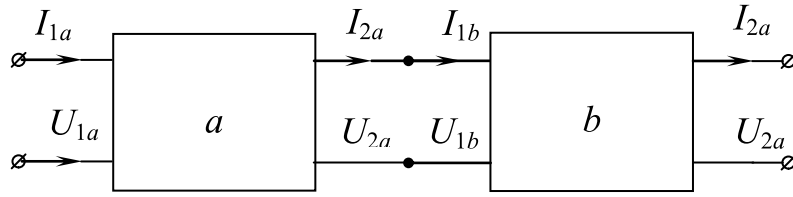


Рис. 93. Каскадное соединение четырехполюсников a и b

При каскадном соединении четырехполюсников вытекающий из четырехполюсника a ток I_{2a} является втекающим током I_{1b} четырехполюсника b . Поэтому $ABCD$ -матрица каскадного соединения четырехполюсников a и b выражается формулой

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_a \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix}_b.$$

Из $ABCD$ -матрицы могут быть найдены различные характеристики схемы. Входное сопротивление

$$Z_{\text{вх}} = \frac{(AZ_{\text{н}} + B)}{(CZ_{\text{н}} + D)},$$

где сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}} = U_2/I_2$. Выходное сопротивление

$$Z_{\text{вых}} = \frac{(DZ_{\text{ист}} + B)}{(CZ_{\text{ист}} + A)},$$

где внутреннее сопротивление источника $Z_{\text{ист}} = (C_{\text{ист}} - U_1)/I_1$.

Отметим, что отрезок линии передачи длиной l с волновым сопротивлением Z имеет матрицу передачи

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -iZ \sin \theta \\ -iZ^{-1} \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix},$$

где $\theta = kl$ – электрическая длина отрезка линии передачи.

Матрицу передачи используют и для описания $4n$ -полюсников, содержащих n входов и n выходов (рис. 94). В этом случае у $4n$ -полюсника будут n входных токов и n выходных токов. Обозначая совокупности входных и выходных токов n -мерными векторами I_1 и I_2 , а отвечающие им совокупности напряжений

n -мерными векторами U_1 и U_2 , определение матрицы передачи $4n$ -полюсника можно записать в виде:

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix},$$

где матричные элементы A , B , C и D являются матрицами размерности $n \times n$.

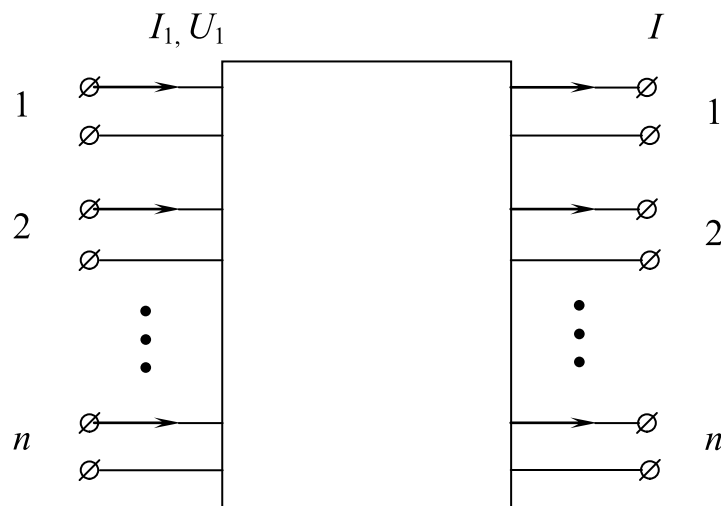


Рис. 94. Токи и напряжения в $4n$ -полюснике

Классические матрицы передачи удобны при описании каскадных соединений $4n$ -полюсников и, в частности, четырехполюсников. При описании на СВЧ иных соединений или более сложных многополюсников преимущество $ABCD$ -матриц теряется.

7.1. Матрица рассеяния

Свойства линейных и квазилинейных СВЧ-устройств чаще всего описывают в терминах волновых матриц рассеяния. Их используют как для описания отдельных блоков, так и для параметров всего сложного устройства.

Матрица рассеяния связывает комплексные амплитуды падающих и отраженных (рассеянных) волн напряжения на входах устройства. Таким образом, матричное описание определяет внешние характеристики устройства. Особенности внутренней структуры, элек-

тродинамические свойства компонентов, входящих в устройство, здесь остаются скрытыми.

Падающая от генератора волна порождает отраженные (рассеянные) волны. В случае четырехполюсника ($i = 1, 2$) S -матрица, или матрица рассеяния, следующим образом связывает нормированные напряжения b_i и a_i (рис. 95):

$$\begin{aligned} b_1 &= S_{11}a_1 + S_{12}a_2, \\ b_2 &= S_{21}a_1 + S_{22}a_2. \end{aligned}$$

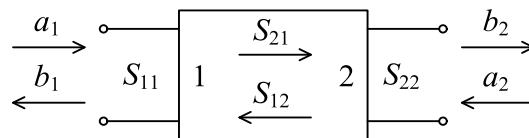


Рис. 95. Четырехполюсник

Диагональные элементы матрицы рассеяния представляют собой коэффициенты отражения на соответствующих входах, недиагональные – коэффициенты передачи между входами. Все эти параметры измеряются как отношение комплексных амплитуд соответствующих волн при согласовании всех подводящих линий передачи, т. е.:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{b_1}{a_1} \text{ при } a_2 = 0; & S_{12} &= \frac{b_1}{a_2} \text{ при } a_1 = 0; \\ S_{21} &= \frac{b_2}{a_1} \text{ при } a_2 = 0; & S_{22} &= \frac{b_2}{a_2} \text{ при } a_1 = 0. \end{aligned}$$

Затухание (в децибелах), вносимое четырехполюсником:

$$\alpha_{\text{ч}} = 10 \lg |1 / s_{21}|^2. \quad (63)$$

Приведенные соображения можно распространить и на СВЧ-многополюсники с большим количеством входов. В общем случае для схемы с n парами полюсов имеем

$$[b] = [S][a],$$

где $[S]$ – матрица размером $n \times n$. Свойства отдельных блоков измеряют либо рассчитывают, а общую матрицу рассеяния всего устройства получают методами цепей СВЧ. В волновом представлении сигналов различие входа и выхода устройства теряет смысл. Поэтому

в волновых методах описания СВЧ-устройств часто используется понятие «порт», который может быть и входом, и выходом в зависимости от подключения генератора и нагрузки.

Отметим, что, как правило, измерить амплитуды волн на входах устройства не удастся. Сложно разместить измерительные приборы в непосредственной близости от входов устройства. Поэтому измерения амплитуд волн проводят на некоторых расстояниях от входов.

Сечения линий, где проводятся измерения, называют отсчетными плоскостями, и их выбор определяет дополнительные фазовые набег. Эти фазовые набег являются электрическими длинами соответствующих отрезков линий. Связь между матрицей устройства и измеренной матрицей устанавливается следующим образом: диагональные коэффициенты S_{ii} , измеренные на расстоянии l_i от входа, надо домножить на фазовый коэффициент $\exp(i2\theta_i)$, недиагональные коэффициенты S_{ij} – на $\exp i(\theta_i + \theta_j)$. Модули коэффициентов рассеяния при этом не меняются. В результате получаем волновые параметры устройства, отнесенные к точкам их входов.

7.2. Свойства матрицы рассеяния

Если пассивный многополюсник без потерь выполнен на основе изотропных материалов, то он взаимный, а элементы матрицы рассеяния удовлетворяют условию: $S_{ij} = S_{ji}$. Тогда матрица S будет симметричной $[S] = [\tilde{S}]$, где \sim – знак транспонирования.

Матрица рассеяния многополюсника без потерь унитарна:

$$[\tilde{S}]^*[S] = E,$$

где E – единичная матрица, $*$ – знак комплексного сопряжения.

Для характеристики свойств СВЧ-устройств используют рабочие параметры, связанные с параметрами рассеяния. Двухполюсное устройство – СВЧ-нагрузка – описывается комплексным коэффициентом отражения s_{11} – единственным элементом в матрице рассеяния. Для СВЧ-нагрузок часто используют эквивалентное нормированное сопротивление Z_n (или проводимость Y_n) нагрузки, которые связаны с коэффициентом отражения соотношением:

$$Z_n = \frac{1}{Y_n} = \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}.$$

Этот параметр является в общем случае комплексным, поэтому его называют полным сопротивлением (проводимостью) нагрузки.

Для расчета передачи мощности через устройство с входа i на вход j широко используют ослабление – логарифмический параметр, связанный с модулем коэффициента передачи $A = -20 \lg(|S_{ij}|)$.

В заключение отметим преимущества волнового описания СВЧ-устройств по сравнению с классическими матрицами сопротивлений и проводимостей, упрощающие их измерение:

- параметры рассеяния имеют ясный физический смысл, и для измерений требуют только определения отношения волн;
- S-параметры измеряются при установке на входы согласованной нагрузки, что достаточно просто реализовать;
- параметры измеряются в линиях передачи на некотором расстоянии от входов устройства, но модули параметров рассеяния при сдвиге отсчетных плоскостей остаются постоянными. Меняются только аргументы;
- при смене направления распространения сигнала в матрице рассеяния устройства меняются только индексы, а величины и знаки коэффициентов остаются неизменными. Это устраняет неоднозначность выбора «входа» и «выхода» устройства – они не связаны с заданным заранее направлением передачи.

К недостаткам волновых методов описания следует отнести сложность выделения сигналов падающих и отраженных волн в подводящих линиях передачи.

Глава 8

Элементы и узлы СВЧ-устройств

8.1. Классификация

Устройства СВЧ могут быть классифицированы по следующим признакам:

- по функциональному назначению (в соответствии с выполняемой функцией, например: фильтры – для выделения требуемого диапазона частот из более широкого диапазона; фазовращатели – для управления величиной фазового набега прошедшего через устройство СВЧ-сигнала; аттенюаторы – для управления величиной амплитуды прошедшего через устройство СВЧ-сигнала и т. д.);
- по диапазону рабочих частот (например, устройства метрового, сантиметрового, миллиметрового длин волн, квазиоптического и оптического диапазонов);
- по принципу построения (например, СВЧ-устройства на различных эффектах в полупроводниковых материалах; ферритовые устройства на основе тех или иных физических явлений в магнитных материалах; электронно-вакуумные устройства – огромный класс устройств, которые изучают специальные курсы радиотехники и электроники);
- по элементной базе (например, СВЧ-устройства на полупроводниковых диодах, транзисторах; с использованием в качестве линий передачи в устройствах и между ними микрополосковых линий, волноводов, коаксиальных линий передачи и т. д.);
- по схемотехническому исполнению (в зависимости от того, какие принципы схемного построения в совокупности с конструктивно-технологическим выполнением использованы в том или ином СВЧ-устройстве);

- по конструктивно-технологическому исполнению (в зависимости от того, какие конструктивно-технологические принципы построения и реализации СВЧ-устройств использованы).

Следует заметить, что все виды классификации достаточно условны, так как каждое СВЧ-устройство попадает одновременно в несколько категорий или классов (например, волноводный фильтр диапазона миллиметровых волн относится к фильтрующим СВЧ-устройствам, волноводным СВЧ-устройствам, СВЧ-устройствам миллиметрового диапазона длин волн).

В свою очередь, каждый из указанных выше классов СВЧ-устройств подразделяется на целый ряд дополнительных подклассов и типов устройств. На рис. 96 для наглядности показана схема классификации СВЧ-устройств по функциональному назначению. Она включает ряд основных известных в настоящее время устройств СВЧ, на основе которых строятся все узлы и системы СВЧ.

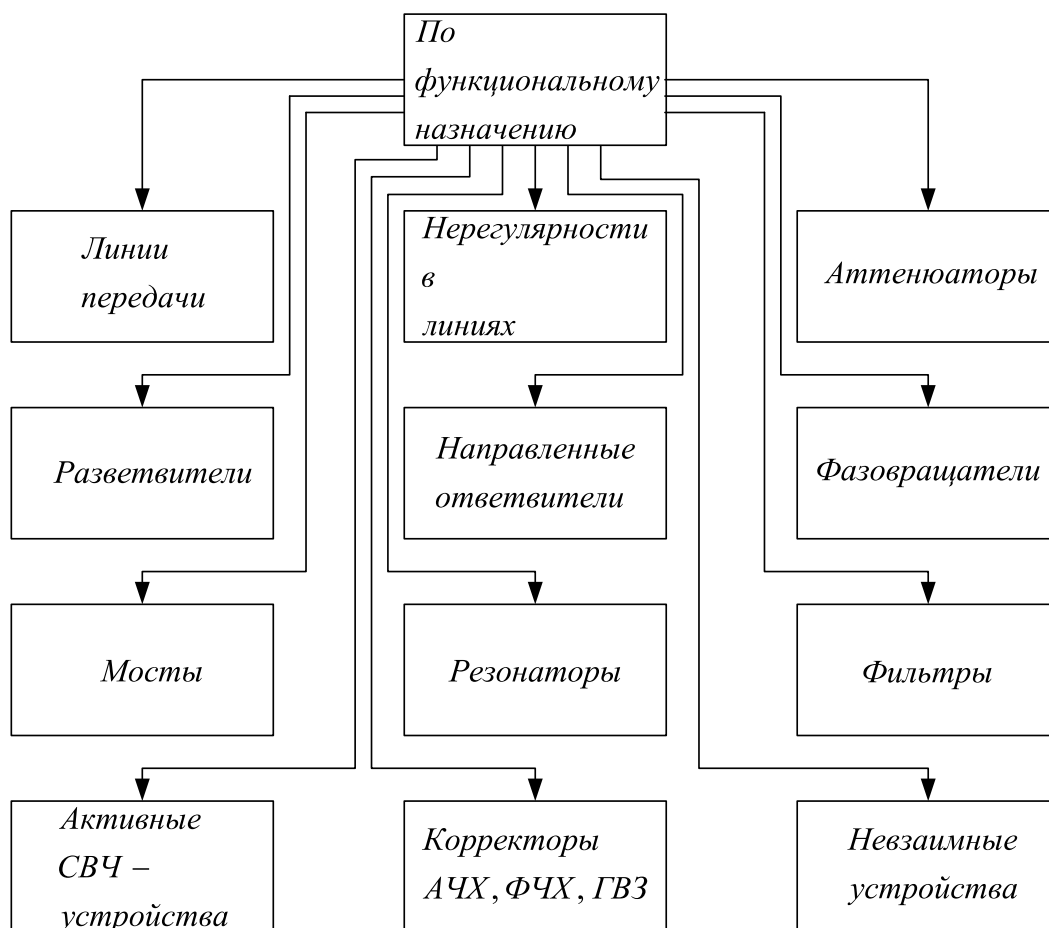


Рис. 96. Классификация СВЧ-устройств по функциональному назначению

Аттенюаторы – устройства, предназначенные для введения некоторого затухания в устройствах и системах СВЧ (например, для регулировки уровней сигналов в фазированных антенных решетках – ФАР, корректирующих устройствах и т. д.).

Разветвители – устройства СВЧ, предназначенные для разделения мощности сигналов СВЧ или их суммирования в разные линии передачи (в разные каналы).

Направленные ответвители – устройства, предназначенные для разделения падающих и отраженных волн в различных СВЧ-устройствах. Они разделяют волны, идущие в различных направлениях в линиях передачи и позволяют развязать СВЧ-устройства между собой. Направленные ответвители можно ещё отнести к так называемым невзаимным устройствам СВЧ, типичным примером которых являются вентили и циркуляторы (ферритовые невзаимные устройства).

Фазовращатели – устройства, предназначенные для введения некоторого фазового сдвига в устройствах и системах СВЧ (например, для регулировки фазовых характеристик в фазированных антенных решетках – ФАР, устройствах коррекции фазо-частотных характеристик и группового времени задержки и т. д.). Фактически являются аналогом аттенюаторов, но в отношении фазового сдвига в СВЧ-трактах.

Мосты – устройства СВЧ, предназначенные для разделения мощности сигналов СВЧ или их суммирования в разные линии передачи (в разные каналы). Являются в определенной степени аналогами разветвителей, но обладают важнейшим дополнительным свойством – мостовые схемы, как правило, невзаимны и обеспечивают существенную развязку между нагрузками, включенными в различные плечи моста.

Резонаторы – большой класс устройств СВЧ, обеспечивающий селекцию сигналов (выделение некоторой, как правило, узкой, частотной области в достаточно широкой общей полосе частот сигнала СВЧ). Основным требованием к резонаторам является, как правило, высокая добротность.

Фильтры – так же как и резонаторы, класс устройств СВЧ, обеспечивающий селекцию сигналов, однако, в отличие от резонаторов, фильтры проектируются на пропускание существенно более широких частотных полос и намного большие значения крутизны скатов АЧХ.

Корректоры АЧХ, ФЧХ, ГВЗ – устройства СВЧ, предназначенные для изменения (коррекции) АЧХ, ФЧХ, ГВЗ в различных

СВЧ-устройствах, как правило, активных (усилителях, умножителях и смесителях частот), либо в пассивных трактах СВЧ. Корректоры необходимы для исправления неравномерностей АЧХ, ФЧХ, ГВЗ или формирования каких-либо особых характеристик.

Невзаимные устройства – класс устройств, предназначенных для развязки между собой нескольких (от двух и более) нагрузок, или генератора и нагрузки. Эти устройства используются в тех случаях, когда необходимо обеспечить малые величины коэффициентов отражения между каналами и, в то же время, невозможно осуществить согласование между этими каналами.

Активные СВЧ-устройства – в нашей классификации мы отнесем к этому классу устройств все осуществляющие генерацию, усиление и преобразование сигналов СВЧ как в приемных, так и в передающих радиосистемах. Одновременно заметим, что ряд СВЧ-устройств из других функциональных классов, например аттенюаторы, фазовращатели, корректоры, также могут быть отнесены к активным устройствам, так как в их составе используются различные активные СВЧ-элементы (например, диоды и транзисторы).

8.2. Общие принципы согласования нагрузки с линией передачи

Линия передачи считается идеально согласованной с нагрузкой, подключенной к ее концу, если амплитуда отраженной волны в линии равна нулю. Согласование имеет место, когда линия нагружена на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению.

При отсутствии согласования по линии распространяется не только падающая, но и отраженная волна. В результате возрастают тепловые потери в линии, снижается ее коэффициент полезного действия. Предположим, что потери в линии пренебрежимо малы, и в нагрузку поступает заданная мощность. Тогда при наличии отраженной волны напряженность электрического поля в пучности напряженности электрического поля превышает напряженность электрического поля в линии, работающей в режиме бегущей волны, в $\frac{1}{\sqrt{КБВ}}$ раз. Действительно, в этом случае мощность, поступающая в нагрузку (P_n), равна мощности, отдаваемой передатчиком ($P_{ген}$), а также разности между мощностями, переносимыми падающей ($P_{пад}$) и отраженной ($P_{отр}$) волнами:

$$P_{\text{ген}} = P_{\text{н}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = P_{\text{пад}} - (1 - |\dot{\Gamma}|^2).$$

При $|\dot{\Gamma}| = 0$, $P_{\text{ген}} = P_{\text{н}} = P_{\text{пад}}$. Таким образом, в общем случае мощность падающей волны

$$P_{\text{пад}} = \frac{P_{\text{н}}}{1 - |\dot{\Gamma}|^2}. \quad (64)$$

Максимальная напряженность электрического поля имеет место в пучности напряженности, где $E_{\text{макс}} = E_{\text{пад}} + E_{\text{отр}}$. Напряженность электрического поля падающей и отраженной волн пропорциональна квадратному корню из соответствующих мощностей. Поэтому

$$E_{\text{макс}} \sim \sqrt{P_{\text{пад}}} + \sqrt{P_{\text{отр}}} = \sqrt{P_{\text{пад}}} (1 + |\dot{\Gamma}|). \quad (65)$$

Подставляя в (65) вместо $P_{\text{пад}}$ его значение из (64), получаем

$$E_{\text{макс}} \sim \sqrt{P_{\text{н}}} \sqrt{\frac{(1 + |\dot{\Gamma}|)}{(1 - |\dot{\Gamma}|)}} = \sqrt{\frac{P_{\text{н}}}{\text{КБВ}}}.$$

Соответственно, допустимая мощность, которую можно передать по линии, уменьшается в $\sqrt{\frac{1}{\text{КБВ}}}$ раз.

В линиях передачи СВЧ на выходе передатчика часто включают специальные элементы (вентили), поглощающие отраженную волну. При этом $P_{\text{ген}} = P_{\text{пад}} = P_{\text{н}} + P_{\text{отр}}$. Как следует из этого выражения, при заданном уровне мощности, передаваемой в нагрузку, мощность генератора должна быть увеличена в $(1 + |\dot{\Gamma}|^2)$ раз по сравнению со случаем, когда отраженная волна не поглощается. Соответственно, напряженность электрического поля в линии возрастает в $\frac{1}{\sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2} \sqrt{\text{КБВ}}}$

раз, т. е.:

$$E_{\text{макс}} \sim \frac{\sqrt{P_{\text{н}}}}{\sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2} \sqrt{\text{КБВ}}}, \quad (66)$$

а допустимая мощность уменьшается в $\frac{1}{(1+|\Gamma|^2)КБВ}$ раз по сравнению

с режимом бегущей волны. Следует отметить, что выражение (66) верно, если пренебречь всеми потерями в линии, кроме потерь, связанных с поглощением отраженной волны.

В широкополосных системах связи рассогласование линии с нагрузкой может вызвать искажения передаваемой информации, значительное увеличение уровня шумов в тракте. Поэтому в радиорелейных и других аналогичных широкополосных системах связи, предназначенных для передачи большего объема информации в единицу времени, предъявляются весьма жесткие требования к согласованию. Коэффициент отражения в таких системах обычно не превышает 0,02...0,05 ($КСВ = 1,04...1,1$) во всей рабочей полосе частот системы. Во многих случаях нарушается нормальная работа генераторов и усилителей, если коэффициент стоячей волны в линии превышает 1,1...1,5.

Из приведенных данных следует, что требования к согласованию зависят от назначения и условий работы линии передачи. Независимо от характера и типа согласующего устройства, а также полосы частот, в пределах которой сохраняется согласование, схема согласования имеет вид, показанный на рис. 99. Назначение согласующего устройства – устранить отраженную от нагрузки волну. Эту задачу решают двумя различными методами:

- путем поглощения отраженной волны в согласующем устройстве. При этом падающая волна проходит через согласующее устройство без потерь либо с очень малыми потерями;
- путем создания в линии передачи с помощью согласующего устройства еще одной отраженной волны, амплитуда, которой равна амплитуде волны, отраженной от нагрузки. Фазы обеих отраженных волн отличаются на 180° . В результате отраженные волны компенсируют друг друга.

В том случае, когда передача максимальной мощности в нагрузку не столь важна, как наличие малого коэффициента отражения, используют невзаимные ферритовые устройства – вентили и циркуляторы. Такой подход часто встречается при проектировании устройств с активными элементами – вакуумными приборами в передатчиках, транзисторами и диодами. Уменьшение коэффициента отражения на выходе прибора уменьшает возможность возбуждения и снижает искажения сигнала, особенно фазовые.

Первый метод согласования основан на применении невзаимных устройств: вентилях или циркуляторов (рис. 97, 98).

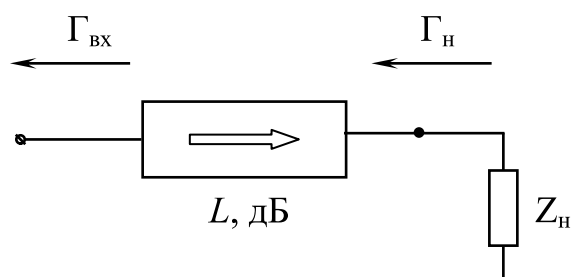


Рис. 97. Включение в линию невзаимного устройства

Подробно эти устройства рассмотрены далее. Отметим только, что способность вентиля поглощать отраженную волну не зависит от характера нагрузки. Поэтому создание широкополосных вентилях практически полностью решило задачу широкополосного согласования произвольных нагрузок. Недостатком вентилях являются относительно большие потери падающей волны, чем в согласующих устройствах второго типа, а также то, что энергия отраженной волны полностью теряется в вентиле. Это приводит к снижению коэффициента полезного действия линии передачи.

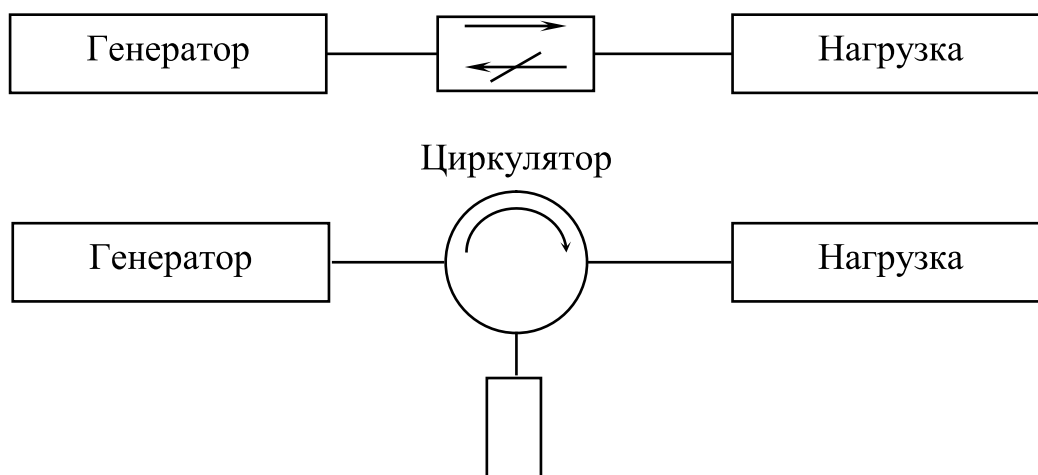


Рис. 98. Варианты включения невзаимных устройств

Согласующее устройство второго типа обычно состоит из реактивных элементов и, при надлежащем выполнении, практически не вносит потерь (рис. 99).

Отраженная от нагрузки волна не поглощается, как в случае вентилях, а отражается согласующими элементами обратно к нагрузке

и снова частично в ней поглощается. В результате многократного отражения от нагрузки и согласующих элементов практически вся мощность из линии передачи поступает в нагрузку. Следовательно, согласующее устройство необходимо включать ближе к нагрузке, чтобы отрезок линии, в котором сохраняется отраженная волна, был как можно короче. При этом обычно достигается также наибольшая полоса частот, в пределах которой удерживается заданное согласование.

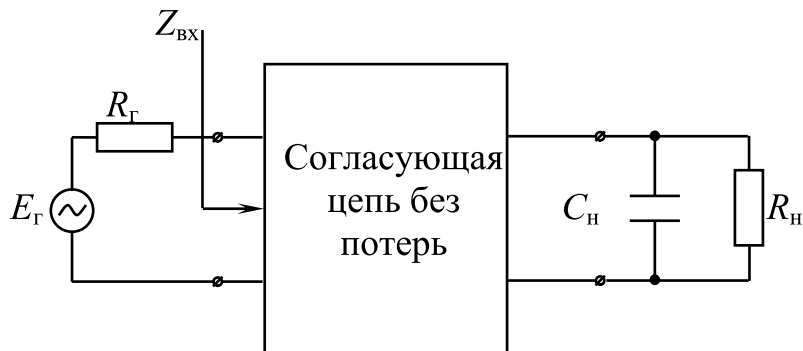


Рис. 99. Включение согласующей цепи без потерь

Согласующее устройство из реактивных элементов можно рассматривать как трансформатор без потерь, который должен преобразовывать во всей заданной полосе согласования сопротивление нагрузки в сопротивление с требуемой степенью точности близкое к волновому сопротивлению линии, подключенной ко входу согласующего устройства. Однако, как показывает анализ, возможности подобного преобразования ограничены. Если заданы сопротивление нагрузки и максимально допустимый уровень отражений, то существует зависящая от этих требований максимально достижимая полоса согласования. Причем чем слабее требования к качеству согласования, тем шире полоса частот, в границах которой удерживается заданный уровень отражений. При разработке согласующих устройств следует иметь в виду, что ширина полосы частот, в пределах которой не превышает допустимый уровень отражений, сужается, если на отдельных частотах полосы коэффициент отражения значительно меньше допустимого или равен нулю.

Указанные выше ограничения можно несколько ослабить, если ввести в согласующее устройство элементы с потерями. Однако при этом возникает весьма сложная задача построения согласующего устройства с минимальными потерями в полосе согласования. Когда сопротивление нагрузки чисто активное и не зависит от частоты,

принципиальные ограничения на достижимую полосу согласования отсутствуют.

Узкополосное согласование

Методика узкополосного согласования заключается в следующем. Проводимость нагрузки

$$Y_n = G_n + jB_n, \quad (67)$$

где $G_n \neq 0$, с помощью отрезка линии длиной l (рис. 100) трансформируется в проводимость Y_1 , активная часть которой равна волновой проводимости линии, т. е.

$$Y_1 = G_{л1} + jB_1. \quad (68)$$

Реактивную часть проводимости Y_1 компенсируют путем параллельного включения в линию равной по величине и противоположной по знаку реактивной проводимости ($-jB_1$). В результате входная проводимость нагрузки на зажимах A становится чисто активной и равной волновой проводимости линии, т. е. линия нагружается на сопротивление, равное ее волновому сопротивлению, что соответствует идеальному согласованию.

Заменяя везде термины «проводимость» на «сопротивление», можно прийти к схеме согласования, где компенсирующее реактивное сопротивление ($-jX_2$) включено в линию последовательно.

Для расчета согласующего элемента и трансформирующего отрезка линии можно применять круговую диаграмму полных сопротивлений.

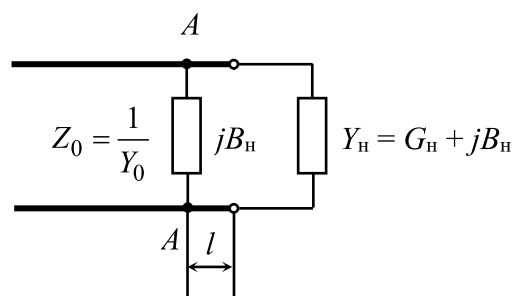


Рис. 100. Согласование при помощи реактивного элемента

В качестве компенсирующих сопротивлений широко применяются реактивные штыри и диафрагмы, а также короткозамкнутые отрезки линий передачи.

Трансформаторы сопротивлений

При соединении двух линий передачи с разными волновыми сопротивлениями для передачи энергии без потерь между ними включается согласующее устройство. Отсюда понятно, что согласующее устройство – трансформатор – должно состоять из чисто реактивных элементов.

При соединении генератора с внутренним сопротивлением Z_r и нагрузки Z_n коэффициент отражения равен:

$$\Gamma = \frac{Z_n - Z_r}{Z_n + Z_r}. \quad (69)$$

Считаем, что эти сопротивления R_r и R_n чисто активные.

В этом случае:

$$\text{КСВ} = \frac{R_r}{R_n} \text{ или } \text{КСВ} = \frac{R_n}{R_r}. \quad (70)$$

В формуле большее сопротивление стоит в числителе.

Рабочим параметром согласующего устройства является КСВ в заданной полосе частот. Для реальных устройств, имеющих конечные потери, более общим параметром является затухание.

Существуют трансформаторы на сосредоточенных LC элементах и на отрезках обобщённых двухпроводных линий, нагрузками которых являются активные сопротивления. Схемы на сосредоточенных элементах могут служить прототипами для создания цепей на отрезках линий. Вопросы реализации на конкретных типах линий охарактеризованы далее.

Трансформаторы на сосредоточенных элементах

На низких частотах для согласования сопротивлений применяют цепи, составленные из элементов с сосредоточенными параметрами.

Простейшей согласующей цепью является Γ -образное звено (рис. 101).

Условием согласования является равенство сопротивлений слева и справа в точках A и C или комплексное сопряжение полных сопротивлений слева и справа в средней точке B .

Сопротивления слева и справа в точке B

$$Z_{B1} = R_1 + jX_S;$$

$$Z_{B2} = \frac{1}{Y_{B2}} = \frac{R_2 X_P^2 + jR_2^2 X_P}{R_2^2 + X_P^2}.$$

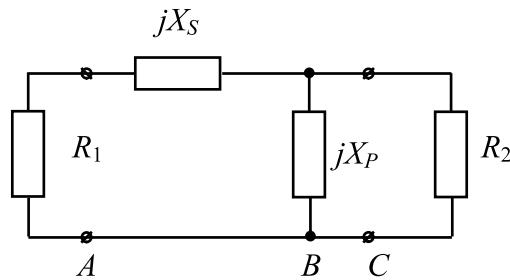


Рис. 101. Согласование Г-образным звеном

Приравняем $Z_{B1} = Z_{B2}^*$. Отсюда находим параллельное реактивное сопротивление:

$$X_P = \pm R_2 \sqrt{\frac{R_1}{R_2 - R_1}},$$

последовательное реактивное сопротивление:

$$X_S = \mp \sqrt{R_1 (R_2 - R_1)}.$$

Видно, что параллельная реактивность должна примыкать к большему сопротивлению, т. е. $R_2 > R_1$, а реактивности X_P и X_S должны иметь разные знаки.

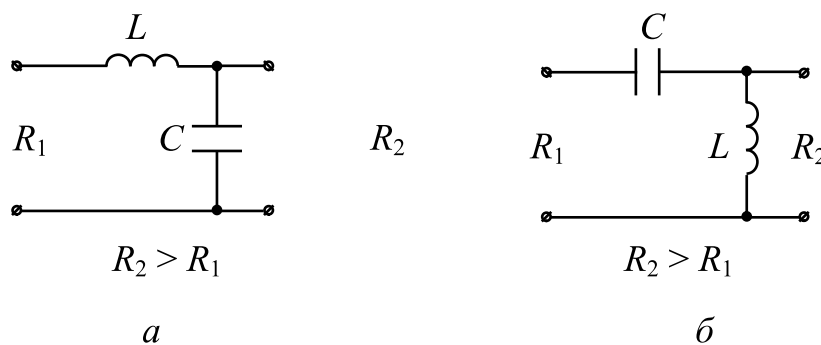


Рис. 102. Г-образные согласующие звенья

Варианты реализации Г-образного звена показаны на рис. 102. Значения реактивностей определяются по формулам при $R_2 > R_1$: для схемы на рис. 102, а:

$$\omega L = \sqrt{R_1 R_2 - R_1^2}; \quad \omega C = \frac{1}{R_2} \sqrt{\frac{R_2 - R_1}{R_1}};$$

для схемы на рис. 102, б:

$$\omega C = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 - R_1^2}}; \quad \omega L = R_2 \sqrt{\frac{R_2 - R_1}{R_2 - R_1}}.$$

Фазовый сдвиг:

$$\theta = \arccos \sqrt{\frac{R_1}{R_2}}.$$

Согласующие устройства на отрезках линий передачи

Четвертьволновый трансформатор является самым распространенным случаем согласующих устройств на отрезках линии. Если согласованию подлежат два активных сопротивления R_1 и R_2 (рис. 103), то параметры трансформирующего отрезка равны:

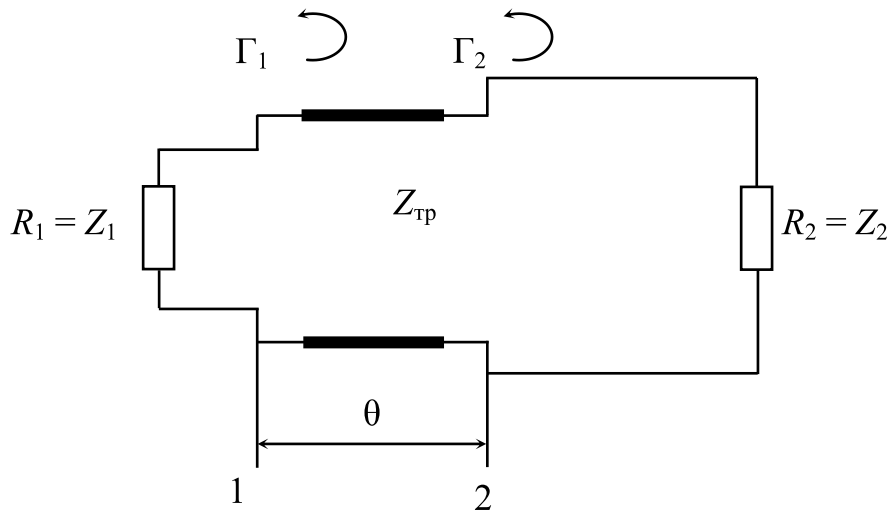


Рис. 103. Включение линии между активными сопротивлениями

$$Z_{\text{тр}} = \sqrt{R_1 R_2}; \quad \theta = \frac{2\pi l}{\Lambda_0} = \frac{\pi}{2}.$$

В дециметровом, а тем более в метровом диапазоне четвертьволновый трансформатор имеет большую длину. Уменьшить её позволяют укорачивающие ёмкости. При этом трансформатор представляется в виде Т- или П-образной схемы ФНЧ (рис. 104). Роль ин-

дуктивностей выполняет отрезок линии с высоким волновым сопротивлением $Z_{тр}$.

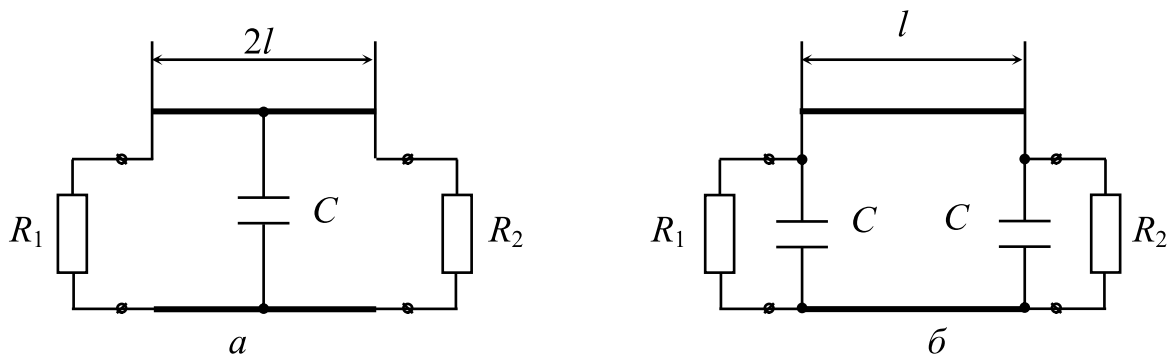


Рис. 104. Четвертьволновые трансформаторы с укорачивающими ёмкостями:
a – Т-образная схема; *б* – П-образная схема

Расчётные формулы для емкости:

$$C = \frac{\sqrt{2}}{\omega_p \sqrt{R_1 R_2}} - \frac{2\sqrt{2}}{Z_{тр} \omega_p} \operatorname{tg} \frac{\theta}{2};$$

$$l = \frac{v}{\omega_p} \arcsin \frac{\sqrt{2R_1 R_2}}{Z_{тр}}$$

Здесь $\omega_p = \omega_0 \sqrt{2}$ – частота среза звена ФНЧ, где ω_0 – средняя частота рабочего диапазона; $\theta = \frac{2\pi}{\Lambda}$ – электрическая длина трансформатора без учета ёмкостей; $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}}$ – скорость распространения волны в линии, c – скорость света.

Частотная зависимость КСВН таких трансформаторов имеет вид:

$$\frac{(\text{КСВ} + 1)^2}{\text{КСВ}} = \left(1 - 2 \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)^2 \left(r^2 + \frac{1}{r^2}\right)^2 + 4 \frac{\omega^2}{\omega_p^2} \left(\frac{3}{\sqrt{2}} - \sqrt{2} \frac{\omega^2}{\omega_p^2}\right)^2$$

где ω – текущая круговая частота.

Коэффициент трансформации четвертьволнового трансформатора можно изменять в небольших пределах с помощью сосредоточенных реактивных элементов, как показано на рис. 105.

Место включения подстроечного элемента выбирается так, чтобы перемещение изображающей точки сопротивления на круговой диаграмме Вольперта – Смита происходило по возможности в радиальном направлении. Величина реактивности подстроечного элемента может быть определена графически или экспериментально.

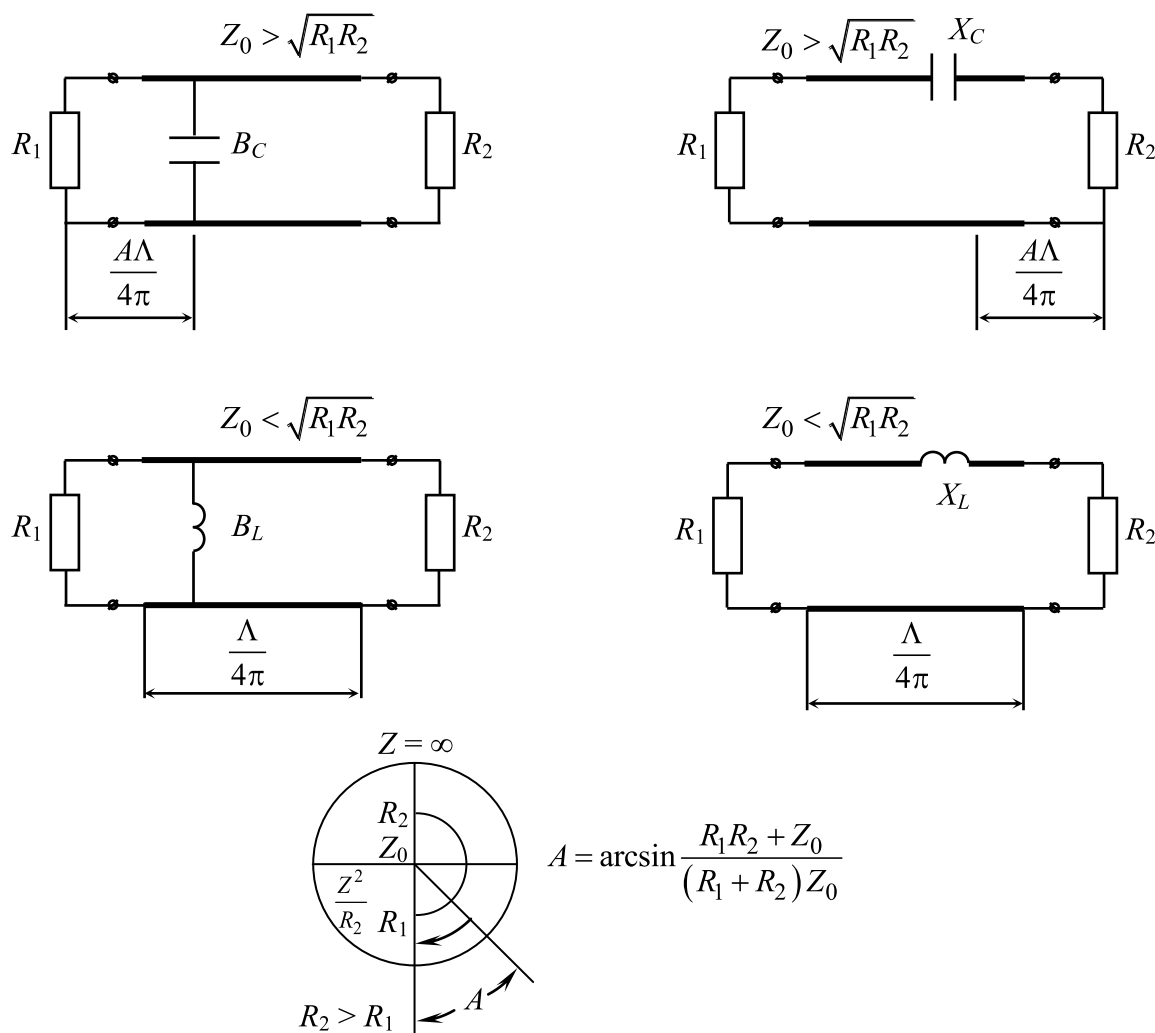


Рис. 105. Включение подстроечных элементов в четвертьволновый трансформатор. Внизу – иллюстрация трансформации на круговой диаграмме Вольперта – Смита

Существенное расширение диапазонных свойств четвертьволновых трансформаторов дают многосвязные трансформаторы (ступенчатые переходы). Для согласования волновое сопротивление может изменяться монотонно или немонотонно. Монотонные переходы называются многосвязными четвертьволновыми трансформаторами (рис. 106).

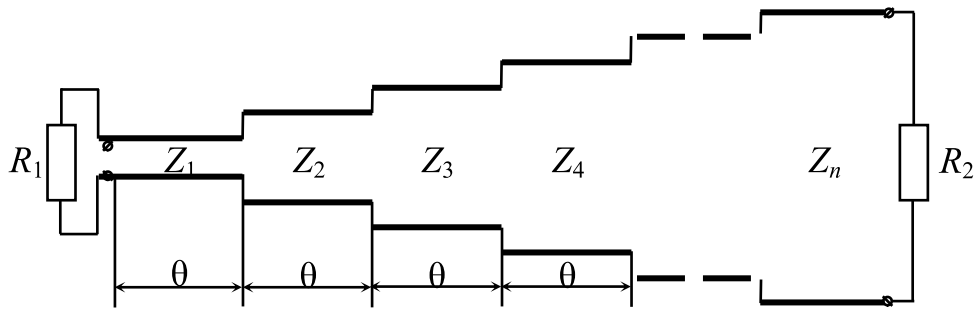


Рис. 106. Многозвенный четвертьволновый трансформатор

Согласование в полосе частот достигается за счёт взаимной компенсации парциальных коэффициентов отражения от ступенек Γ_i . Длины всех отрезков одинаковы и равны:

$$\theta = \frac{2\pi l}{\Lambda} = \frac{\pi}{2}.$$

При небольших скачках волновых сопротивлений на ступеньках парциальные коэффициенты отражения

$$\Gamma_i = \frac{Z_i - Z_{i-1}}{Z_i + Z_{i-1}} = \frac{\Delta Z}{2Z_{\text{ср}}} \approx \frac{1}{2} \ln \frac{Z_i}{Z_{i-1}}.$$

В теории первого приближения не учитываются вторичные отражения. При таком предположении общий коэффициент отражения на входе равен сумме парциальных коэффициентов отражения

$$\dot{\Gamma} = \Sigma \dot{\Gamma}_i e^{-j2\theta}.$$

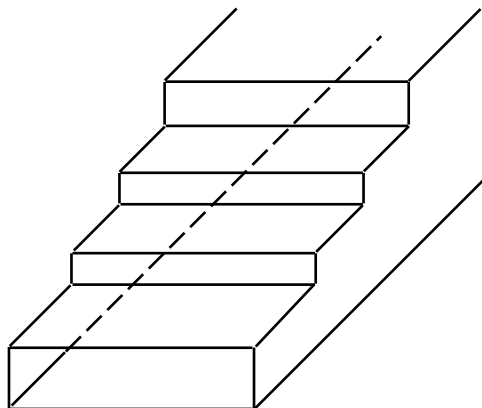


Рис. 107. Волноводный многоступенчатый трансформатор

На рис. 107 показан пример выполнения многоступенчатого трансформатора на волноводной линии передачи.

Плавные переходы

В плавном переходе, в отличие от ступенчатого, волновое сопротивление линии меняется не скачками, а непрерывно вдоль всей длины перехода, т. е. плавный переход, по существу, является неоднородной линией передачи, в которой волновое сопротивление $Z_w(z)$ является функцией продольной координаты. Плавный переход рассматривается как предельный случай ступенчатого перехода со ступеньками бесконечно малой длины и высоты.

Плавные переходы (рис. 108) имеют характеристики фильтра верхних частот с чередованием нулей и всплесков коэффициента отражения.

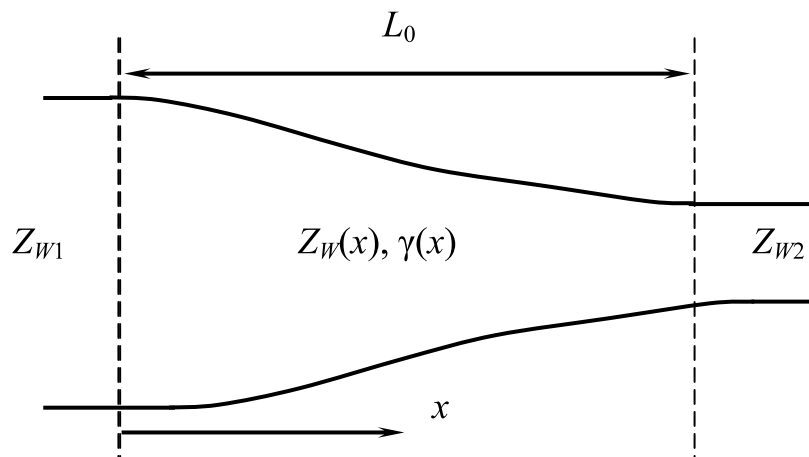


Рис. 108. Плавный переход

Чем длиннее переход, тем меньше всплески. При заданном перепаде волновых сопротивлений $r = \frac{Z_{w2}}{Z_{w1}}$ и выбранной длине перехода

L_0 критическая длина волны (на нижней граничной частоте) равна $\lambda_{кр} = \frac{4\pi L_0}{\ln r}$.

У экспоненциального перехода волновое сопротивление изменяется по закону

$$Z_w(x) = Z_w(0) \exp\left[(\ln r) \frac{x}{L_0}\right].$$

Коэффициент отражения экспоненциального перехода

$$|\Gamma| = \left| \frac{\ln r}{2\alpha l} \operatorname{sh}(\alpha l) \left[\operatorname{ch}(\alpha l) + \frac{\gamma l}{\alpha l} \operatorname{sh}(\alpha l) \right]^{-1} \right|,$$

где

$$\alpha l = \sqrt{\left(\frac{\ln r}{2}\right)^2 - (\beta l)^2}, \quad \beta = \frac{2\pi}{\Lambda};$$

Λ – длина волны в линии, γ – постоянная распространения; β – коэффициент фазы; для линии без потерь $\gamma = \beta$.

Частотная характеристика имеет уменьшающееся с ростом частоты затухание (рис. 109).

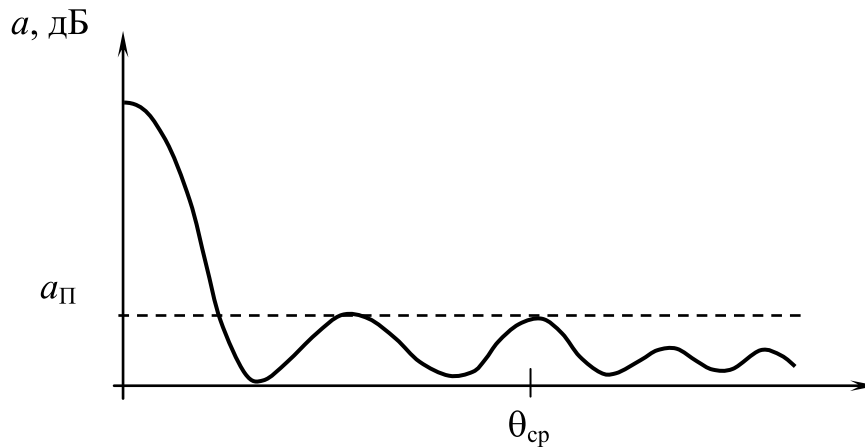


Рис. 109. Частотные характеристики экспоненциального перехода

Экспоненциальный переход имеет простую конфигурацию (для коаксиальной линии – практически совпадает с линейным переходом), но невысокие характеристики.

В компенсированном экспоненциальном переходе осуществляется компенсация отражений от концов перехода. Волновое сопротивление изменяется в нём по закону:

$$\text{при } 2 \frac{|\Gamma|_{\max}}{\ln r} \leq 0,005$$

$$\frac{Z_W(x)}{Z_W(0)} = \exp \left[\ln r \left(\frac{x}{L_0} - 0,133 \sin \frac{2\pi x}{L_0} \right) \right];$$

при $2 \frac{|\Gamma|_{\max}}{\ln r} \leq 0,03$

$$\frac{Z_W(x)}{Z_W(0)} = \exp \left[\ln r \left(\frac{x}{L_0} - 0,1 \sin \frac{2\pi x}{l_0} \right) \right].$$

Для первого случая длина перехода $\frac{L_0}{\Lambda_{-p}} = 1$, для второго $\frac{L_0}{\Lambda_{-p}} = 0,75$ (для сравнения – у обычного экспоненциального перехода при этом $\frac{L_0}{\Lambda_{-p}} = 12,5$).

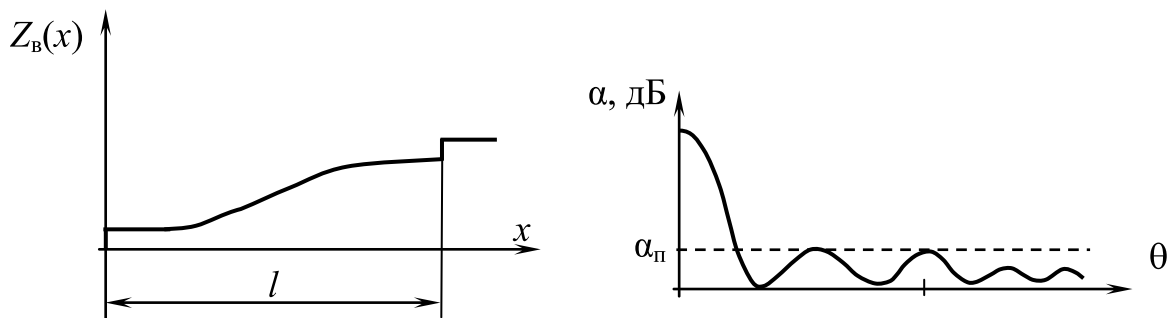


Рис. 110. Чебышевский плавный переход и его характеристика затухания

Наименьшую длину при заданном $|\Gamma|_{\max}$ или минимальном $|\Gamma|_{\max}$ при одной и той же длине имеет чебышевский переход, который является предельным случаем ступенчатого перехода при безграничном сокращении длины ступенек (рис. 110).

Как и в случае ступенчатых переходов, чебышевский плавный переход является самым коротким из всех плавных переходов при заданном значении p_{\max} и перепаде волновых сопротивлений. Сравнение чебышевского и компенсированного экспоненциального переходов показывает, что последний лишь незначительно длиннее чебышевского. Например, при $Z_B^{(12)} = e^2$ и $p_{\max} \leq 0,03$ у чебышевского перехода $l/\Lambda_0 = 0,7$, а у компенсированного $l/\Lambda_0 = 0,75$.

Представляет интерес сравнить плавные и ступенчатые переходы с точки зрения их длины. Если сопоставить частотные характеристики переходов, то легко заметить, что в плавных переходах по мере укорочения рабочей длины волны коэффициент отражения непрерывно

уменьшается. Следовательно, плавный переход обеспечивает хорошее согласование в значительно более широкой полосе частот, чем это требуется. Поэтому плавный переход всегда длиннее, чем ступенчатый, при заданном значении $|\Gamma|_{\max}$ и Z_v .

Глава 9

Фильтры СВЧ

Фильтрами СВЧ называют четырехполюсники, осуществляющие передачу колебаний СВЧ от источника (генератора) в согласованную нагрузку в соответствии с заданной частотной характеристикой. Частотная характеристика включает в себя амплитудную и фазовую характеристики. Амплитудно-частотная характеристика описывается функцией затухания $L(\omega)$ и функцией потерь на отражение $L_r(\omega)$.

Затухание определяется формулой

$$L = 10 \lg \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right) = -20 \lg |S_{21}|, \quad (71)$$

где P_{in} и P_{out} – мощности соответственно на входе и выходе фильтра; S – матрица рассеяния фильтра; 1, 2 – номера входного и выходного портов фильтра.

Потери на отражение определяются формулой

$$L_r = 10 \lg \left(\frac{P_{in}}{P_r} \right) = -20 \lg |S_{11}|, \quad (72)$$

где P_r – отраженная от фильтра мощность.

Величины L и L_r , определяемые формулами (71) и (72), положительны, если фильтры не содержат усилителей.

Фазочастотная характеристика (ФЧХ) описывается функцией сдвига фазы $\varphi(\omega)$. Сдвиг фазы выражается формулой $\varphi = \varphi_{out} - \varphi_{in} = \arg(S_{21})$, где φ_{in} и φ_{out} – фазы напряжения сигнала на входе и выходе фильтра. С функцией сдвига фазы тесно связано групповое время запаздывания $\tau = d\varphi/d\omega$. С точки зрения минимизации фазовых иска-

жений сигнала групповое время $\tau(\omega)$ должно быть максимально постоянным, т. е. должно иметь минимальную неравномерность $\Delta\tau$ в полосе пропускания.

Весь частотный диапазон фильтра СВЧ условно разделяют на полосы пропускания и полосы заграждения, между которыми располагаются переходные области. В полосе пропускания затухание фильтра минимально, а в полосе заграждения – максимально. Идеальным фильтром называется четырехполюсник, рабочее затухание которого равно нулю в полосе пропускания и бесконечности в полосе заграждения. Высокое затухание сигнала в полосе заграждения достигается за счет сильного отражения на входе фильтра.

Основной характеристикой фильтров является зависимость затухания от частоты $L(\omega)$. В определение рабочего затухания входит сопротивление генератора и нагрузки, что на практике неудобно. Только в том случае, если $r_{\Gamma} = r_{\text{н}} = W$, а фильтр не имеет основных потерь, его можно характеризовать зависимостью модуля коэффициента передачи четырехполюсника S_{21} от частоты, т. е. элементом матрицы рассеяния.

Обычно для облегчения синтеза полагают $r_{\Gamma} = r_{\text{н}} = W$, считая, что в противном случае можно использовать трансформацию сопротивлений, а сам фильтр предполагают состоящим из реактивных сопротивлений.

В зависимости от вида частотной характеристики определяют следующие виды фильтров:

1. ФНЧ – это фильтр, у которого полоса пропускания занимает область частот от $\omega = 0$ до $\omega = \omega_{\text{п}}$, называемой граничной частотой полосы пропускания (частотой среза), а к полосе заграждения относят все частоты $\omega > \omega_{\text{п}}$.

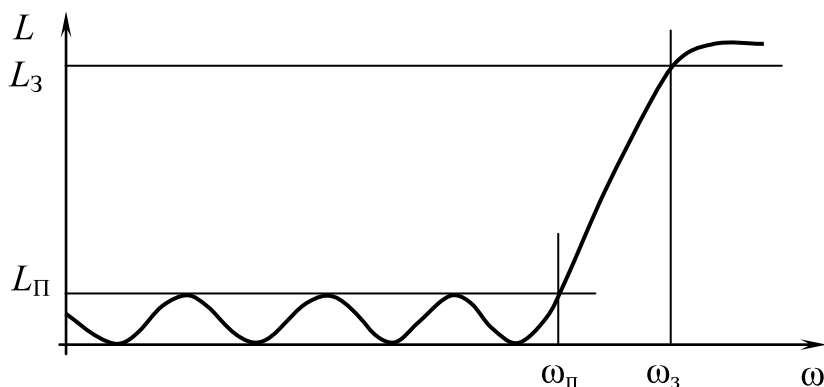


Рис. 111. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ

Однако такой идеальный фильтр может быть реализован только схемой с бесконечным числом элементов. Реальный фильтр имеет частотную характеристику, которую достаточно полно описывают четыре параметра (рис. 111):

$\Omega_{\text{п}}$ – граничная частота полосы пропускания;

$\Omega_{\text{з}}$ – граничная частота полосы заграждения;

$L_{\text{п}}$ – максимально допустимый уровень потерь в полосе пропускания;

$L_{\text{з}}$ – минимально допустимый уровень потерь в полосе заграждения.

У идеального фильтра: $\omega_{\text{п}} = \omega_{\text{з}}$, $L_{\text{п}} = 0$, $L_{\text{з}} = \infty$.

2. ФВЧ – это фильтр, у которого полоса пропускания занимает область частот от $\omega = \omega_{\text{п}}$ до $\omega = \infty$, а к полосе заграждения относят все частоты $\omega < \omega_{\text{з}}$ (рис. 112).

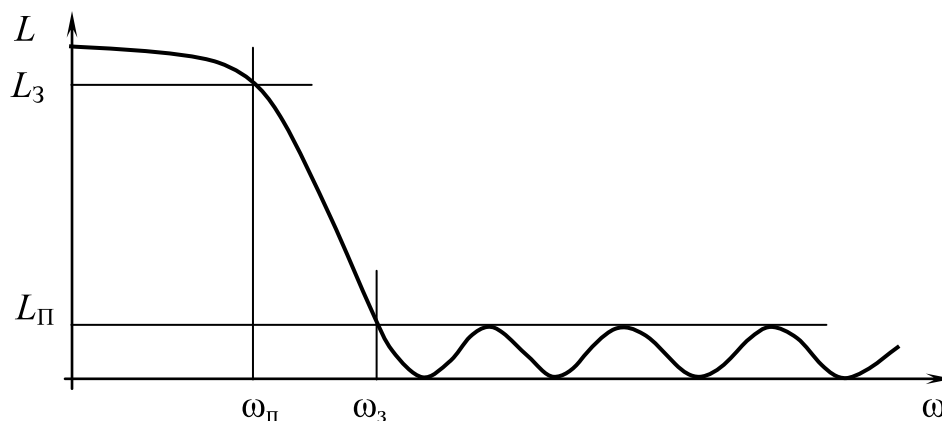


Рис. 112. Амплитудно-частотная характеристика ФВЧ

У фильтров высокого качества область перехода от $\omega_{\text{п}}$ к $\omega_{\text{з}}$ очень узка.

3. Полосно-пропускающий фильтр (ППФ) или полосовой. Характеристика реального фильтра описывается шестью параметрами: $\omega_{-з}$, $\omega_{-п}$, $\omega_{\text{з}}$, $\omega_{\text{п}}$, $L_{\text{п}}$, $L_{\text{з}}$ (рис. 113).

4. Полосно-заграждающий фильтр (ПЗФ) или режекторный (рис. 114). Параметры реального фильтра имеют описание, аналогичное предыдущему.

Синтезом фильтра СВЧ называют проектирование фильтра СВЧ с заданной АЧХ и другими характеристиками. Синтез выполняется в два этапа. На первом этапе осуществляется структурный синтез. Его задачей является выбор элементной базы, состава и структуры устройства СВЧ. Решение этой задачи зависит от накопленного опыта

проектировщика. На втором этапе осуществляется параметрический синтез, задачей которого является определение значений параметров конструктивных элементов выбранной структуры, обеспечивающих заданную частотную характеристику.

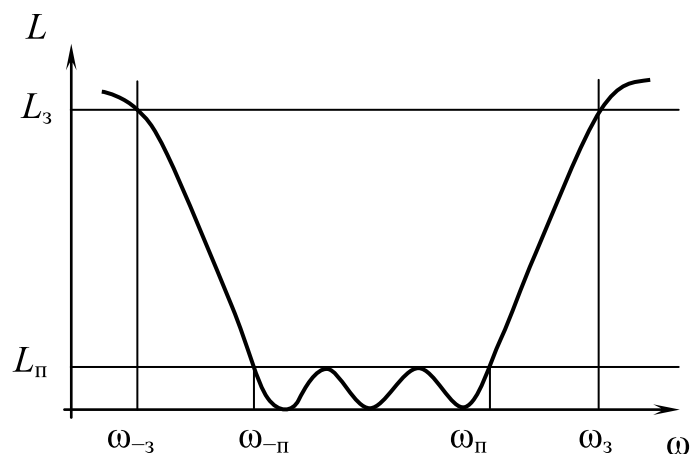


Рис. 113. Амплитудно-частотная характеристика ППФ

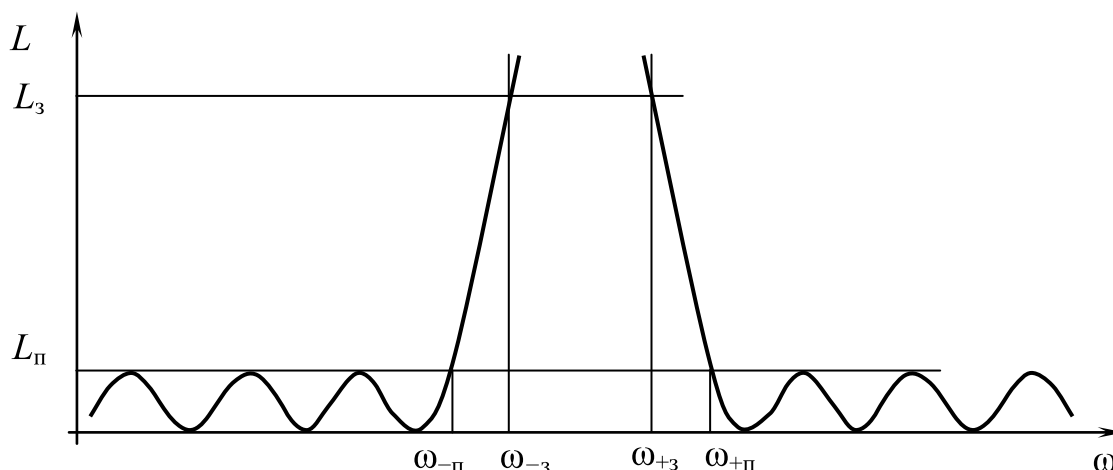


Рис. 114. Амплитудно-частотная характеристика ПЗФ

Параметрический синтез, в свою очередь, бывает оптимизационным и прямым. При оптимизационном синтезе оптимальные значения конструктивных параметров, обеспечивающих заданные АЧХ, находятся последовательными приближениями. Сначала исходя из имеющегося опыта задаются начальные значения параметров элементов конструкции. Затем на каждой итерации определяется АЧХ, отвечающая текущим значениям конструктивных параметров. Эта АЧХ сравнивается с требуемой АЧХ, и по результатам сравнения уточняются текущие значения конструктивных параметров. Итерации

прекращаются, когда расхождение текущей и требуемой АЧХ не будет превышать допустимые пределы.

Определение частотных характеристик по заданным значениям конструктивных параметров называют анализом фильтра СВЧ. Анализ может быть выполнен как экспериментально, так и теоретически. Точность теоретического анализа и его продолжительность в значительной мере зависят от выбранной математической модели фильтра СВЧ.

При нахождении поправок к текущим значениям конструктивных параметров используются различные методы оптимизации. Сущность последних заключается в нахождении положения глобального минимума скалярной целевой функции в пространстве всех допустимых значений конструктивных параметров. Целевая функция есть функционал текущей АЧХ, характеризующий степень ее отклонения от заданной АЧХ в контрольных точках. Ее можно задать различными формулами. Однако она должна быть всегда положительной и обращаться в нуль лишь при совпадении текущей и требуемой АЧХ в контрольных точках. Заметим, что как сама возможность достижения глобального минимума целевой функции, так и количество требуемых для этого итераций в значительной степени зависят от того, насколько близки будут начальные значения конструктивных параметров к значениям параметров в точке глобального минимума.

При прямом параметрическом синтезе значения конструктивных параметров фильтров СВЧ вычисляются по формулам, как правило, приближенным. Такие формулы получают сравнением электрических параметров составляющих фильтр СВЧ элементов с эквивалентными схемами на сосредоточенных элементах, т. е. на L - и C -элементах. При этом значения электрических параметров эквивалентных схем получают из фильтров-прототипов на сосредоточенных элементах. Схемы называют эквивалентными, если они имеют одинаковые электрические параметры вблизи рассматриваемой частоты. В данном случае это центральная частота полосы пропускания. Фильтрами-прототипами называют фильтры на сосредоточенных элементах, имеющие АЧХ с заданными параметрами полосы пропускания. Параметром малости приближенных формул прямого синтеза является относительная ширина полосы пропускания. Чем она уже, тем выше точность формул. Как правило, в формулах прямого синтеза не учитывается влияние потерь энергии СВЧ.

Таким образом, прямой параметрический синтез возможен лишь для тех конструкций фильтров СВЧ, для которых получены соответ-

ствующие формулы. Этот синтез не требует больших затрат времени. Он также не предполагает высокой квалификации проектировщика и наличия у него большого опыта. Нередко синтезированные фильтры требуют последующей подстройки.

Оптимизационный параметрический синтез применим к любым конструкциям фильтров СВЧ. В отсутствие высокоинтеллектуальных САПР (узкоспециализированных экспертных систем) он предполагает высокую квалификацию проектировщика и наличие у него большого опыта. Оптимизационный параметрический синтез – это длительный процесс, обеспечивающий высокую точность.

В теории цепей СВЧ показывается, что для того чтобы четырехполюсник был физически реализуем, т. е. не имел отрицательных емкостей, индуктивностей и сопротивлений, его функция рабочего затухания должна описываться аналитической функцией частоты:

$$L = |T|^2 = 1 + \frac{P(\omega^2)}{Q(\omega^2)},$$

где P и Q – полиномы некоторой степени n .

Общая закономерность заключается в том, что чем выше степень полиномов n , тем ближе частотная характеристика приближается к идеальной. Но в тоже время число n равно числу звеньев в схеме фильтра, значит оно не может быть слишком велико.

Расчет фильтра любого типа легко выполняется, если известна схема и величины элементов ФНЧ с граничной полосой пропускания $\omega = 1$, нагруженного на сопротивление со стороны входа и выхода $r_T = r_H = 1$, называемого фильтром-прототипом. Это достигается в результате проведения следующих нормализаций при расчете фильтров-прототипов.

9.1. Нормализация сопротивлений фильтра

Пусть рассчитан фильтр-прототип, нагруженный на сопротивление r_0 . Он состоит из индуктивностей L_0 и емкостей C_0 . Ясно, что если активные и реактивные сопротивления увеличить в одно и то же число раз, то частотная характеристика фильтра не изменится. Поэтому для того чтобы получить фильтр с частотой прототипа при некоторой нагрузке $r = kr_0$, следует заменить элементы фильтра в соот-

ветствии с соотношением: $L = kL_0$, $C = C_0/k$, $r = kr_0$, где k – некоторое число.

Таким образом, достаточно провести расчет фильтра лишь при одном значении нагрузочного сопротивления, и из него может быть получен фильтр, нагруженный на любое сопротивление. Обычно фильтр-прототип рассчитывается на $r_0 = 1$ Ом.

9.2. Нормализация частоты

Предположим, что рассчитывается фильтр-прототип, состоящий из элементов L_0 , C_0 , r_0 и имеющий частотную характеристику $L(\omega)$. Не теряя общности, можно считать, что это фильтр нижних частот с граничной частотой $\omega_{\text{п}}$.

Пусть требуется построить фильтр с другой граничной частотой: $\omega'_{\text{п}} = k_1\omega_{\text{п}}$.

При расчете фильтра частота входит лишь в качестве множителя при индуктивности, емкости, взаимдуктивности. Поэтому достаточно заменить реактивные элементы фильтра прототипа на элементы в соответствии с соотношением: $L = L_0/k_1$; $C = C_0/k_1$.

При этом получим фильтр на новую граничную частоту $\omega'_{\text{п}}$. Обычно фильтр-прототип рассчитывается на $\omega'_{\text{п}} = 1$.

9.3. Нормализация полосы пропускания

Пусть имеется ФНЧ, имеющий определенную частотную характеристику. Элементы этого фильтра L_0 , C_0 , r_0 , а граничная частота $\omega_{\text{п}}$.

а) Требуется рассчитать ФВЧ с граничной частотой $\omega'_{\text{п}}$.

Рассмотрим замену частоты по формуле: $\omega' = k_2/\omega$, так, что $\omega'_{\text{п}} = k_2/\omega_{\text{п}}$. Ясно, что эта замена переводит характеристику ФНЧ в характеристику ФВЧ. Поэтому если заменить емкости ФНЧ C_0 на индуктивности L и индуктивности ФНЧ L_0 на емкости C в соответствии с соотношениями:

$$L = \frac{1}{\omega_{\text{п}}\omega'_{\text{п}}C_0}, \quad C = \frac{1}{\omega_{\text{п}}\omega'_{\text{п}}L_0},$$

то получится требуемый фильтр верхних частот с граничной частотой $\omega'_{\text{п}}$. При $k_2 = \omega_{\text{п}}^2$ получим $\omega_{\text{п}} = \omega'_{\text{п}}$.

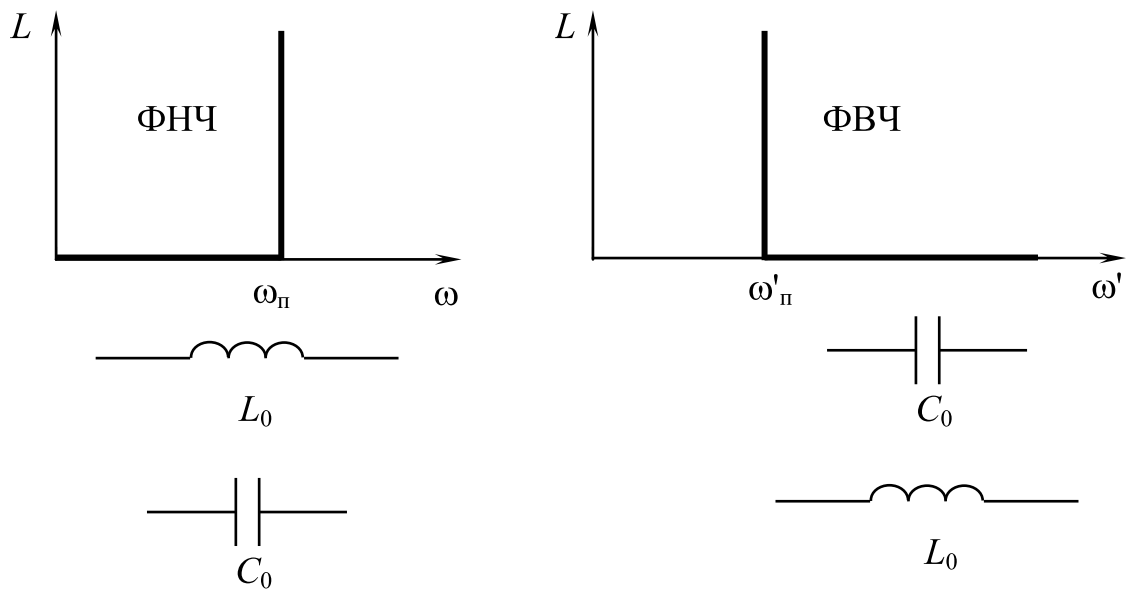


Рис. 115. Преобразование элементов ФНЧ в элементы фильтра ФВЧ

б) Требуется рассчитать ППФ с граничными частотами $\omega'_{\pi-}$ и ω'_{π} . Ширина полосы пропускания такого фильтра $2\Delta\omega' = \omega'_{\pi-} - \omega'_{\pi}$. Среднюю геометрическую частоту обозначим $\omega'_0 = \sqrt{\omega'_{\pi-}\omega'_{\pi}}$.

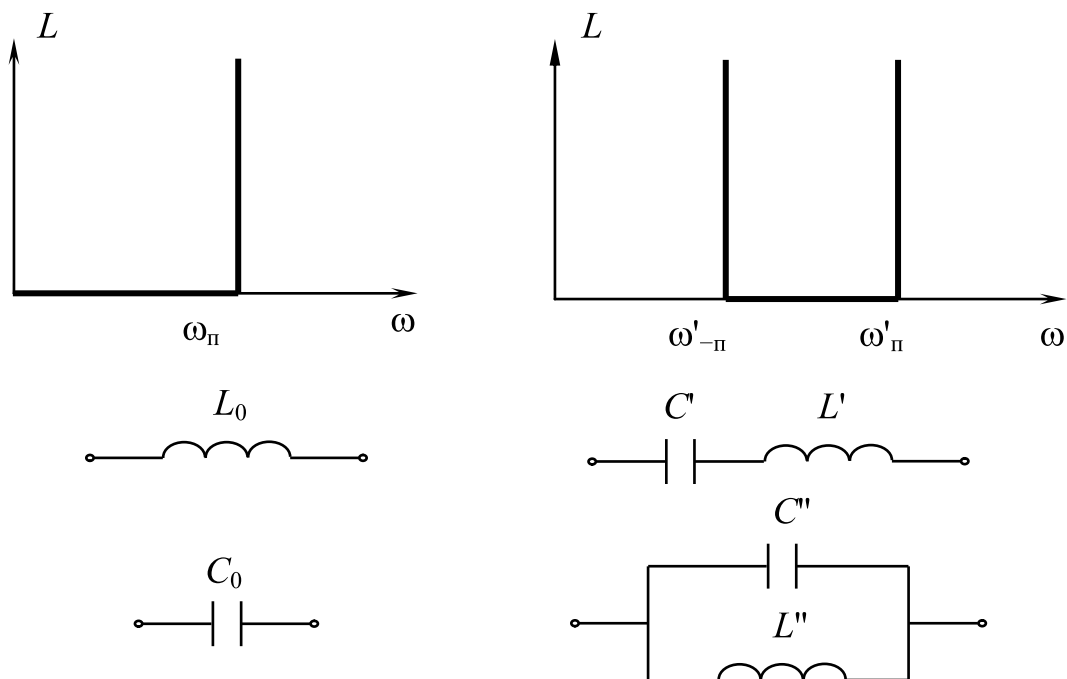


Рис. 116. Преобразование элементов ФНЧ в элементы ППФ

Рассмотрим замену переменной: $\omega = k_s \omega'_0 \left(\frac{\omega'}{\omega'_0} - \frac{\omega'_0}{\omega'} \right)$, где k_s – нелинейная действительная постоянная. Если ее внести в соответствии с соотношением $k_s = \omega'/2\Delta\omega'$, то замена переведет характеристику ФНЧ в характеристику ППФ.

При этом следует учесть, что $L(\omega) = L(-\omega)$.

Индуктивное сопротивление элементов ФНЧ в результате замены переменной можно записать в виде:

$$\omega L_0 = k_s \omega'_0 L_0 \left(\frac{\omega'}{\omega'_0} - \frac{\omega'_0}{\omega'} \right) = \omega' L' - \frac{1}{\omega' C'}, \quad L' = k_s L_0; \quad C' = \frac{1}{k_s L_0 (\omega'_0)^2},$$

а емкостную проводимость элементов ФНЧ:

$$\omega C_0 = k_s \omega'_0 C_0 \left(\frac{\omega'}{\omega'_0} - \frac{\omega'_0}{\omega'} \right) = \omega' C'' - \frac{1}{\omega' L''};$$

$$C'' = k_s C'; \quad L'' = \frac{1}{k_s C_0 (\omega'_0)^2}.$$

Это означает, что если индуктивность ФНЧ L_0 заменить последовательными контурами с элементами L' , C' , а емкости C_0 – параллельными контурами с L'' , C'' , то получим требуемый ППФ с заданными частотами $\omega'_{п-}$ и $\omega'_{п+}$.

в) Если требуется рассчитать ПЗФ, то сначала с помощью замены $\omega' = k_2 / \omega$ следует перейти от ФНЧ к ФВЧ, а затем, используя замену, полученную для ППФ, получить частотную характеристику и элементы ПЗФ.

Таким образом, фильтр любого типа может быть построен на основе одного прототипа – ФНЧ.

9.4. Фильтр-прототип

Прямой синтез полосно-пропускающего фильтра на связанных резонаторах СВЧ начинается с определения параметров фильтра-прототипа нижних частот. Две возможные схемы такого фильтра приведены на рис. 117. Эти схемы дуальны одна другой. На схемах R_0 – входное сопротивление генератора, G_0 – его проводимость, R_{n+1} –

сопротивление нагрузки, G_{n+1} – ее проводимость, L_i – величины индуктивных и емкостных элементов фильтра ($i = 1, 2, \dots, n$). Величины g_i поясняются на рис. 117. Их использование позволяет описывать обе схемы одновременно.

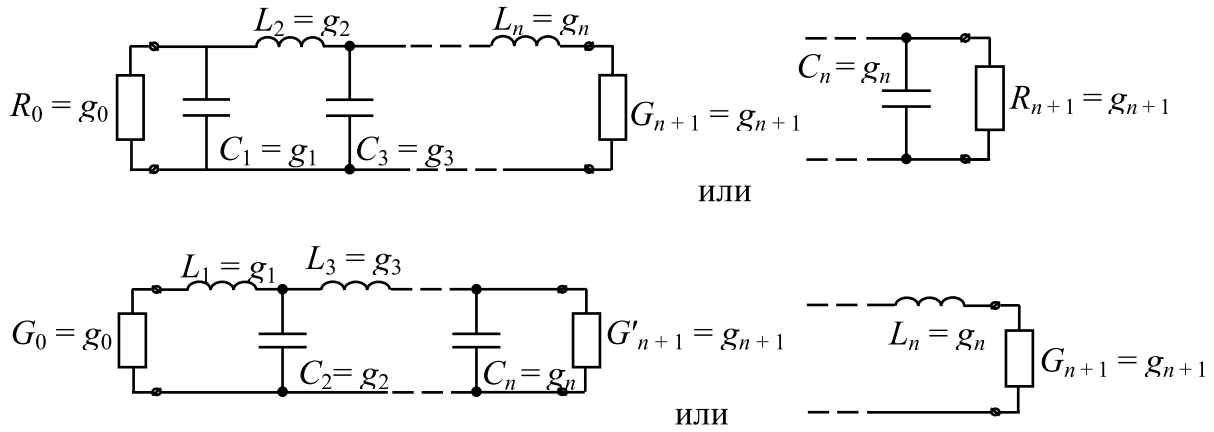


Рис. 117. Фильтры-прототипы нижних частот

Функция передачи мощности для схем, приведенных на рис. 117, всегда является полиномом степени n относительно квадрата частоты (Ω^2). Конкретный вид полинома зависит от значений параметров g_i . Функцию передачи мощности можно аппроксимировать различными многочленами. Часто выбирают многочлены Чебышева

$$T_n(x) = \begin{cases} \cos(n \arccos x) & \text{при } |x| \leq 1, \\ \text{ch}(n \text{ arch } x) & \text{при } |x| \geq 1, \end{cases} \quad (73)$$

которые обеспечивают равноотклоняющуюся функцию передачи в полосе пропускания ($T_n(x) \leq 1$ при $|x| \leq 1$). В этом случае функция затухания фильтра имеет вид

$$L(\Omega) = 10 \lg \left[1 + \eta T_n^2 \left(\frac{\Omega}{\Omega_1} \right) \right],$$

где Ω_1 – граничная частота полосы пропускания; η – параметр, связанный с неравномерностью затухания в полосе пропускания ΔL и минимальными потерями на отражение L_r формулой

$$\eta = 10^{\frac{\Delta L}{10}} - 1 = \frac{1}{10^{\frac{L_r}{10}} - 1}. \quad (74)$$

Согласно формулам (73) и (74), решение обратной задачи о нахождении суммарного числа индуктивных и емкостных элементов по заданному затуханию $L(\Omega)$ имеет вид:

$$n \geq \frac{\text{arch} \sqrt{\frac{L(\Omega)}{10^{10} - 1}}}{\text{arch} \left(\frac{\Omega}{\Omega_1} \right)}.$$

Чебышевскую характеристику называют также равноволновой характеристикой. График ее функции затухания представлен на рис. 118 слева. Видно, что на границе полосы пропускания Ω_1 затухание L равно ΔL . Обычно рассматривают нормированный фильтр-прототип, в котором $g_0 = 1$ Ом, $\Omega_1 = 1$ рад/с.

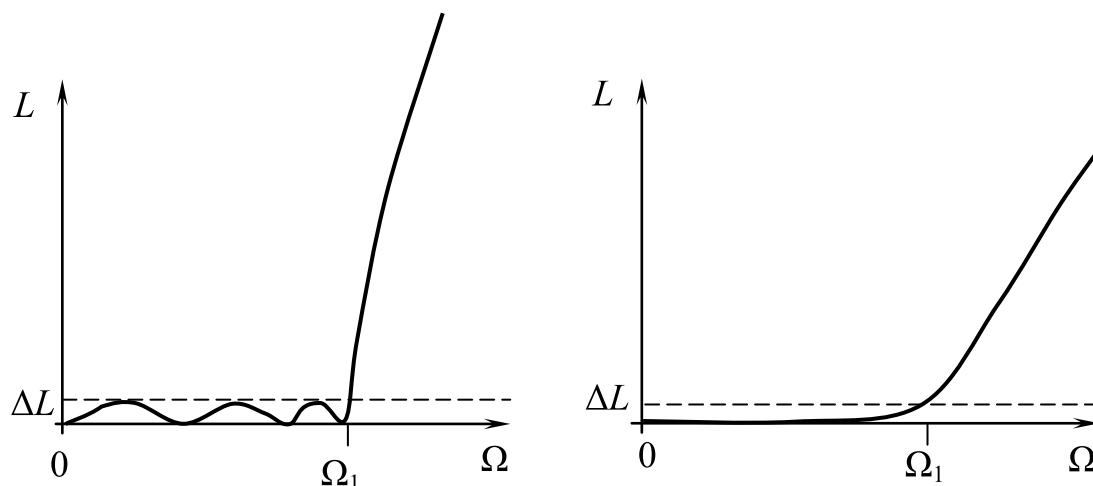


Рис. 118. Чебышевская характеристика ($n = 7$, слева),
максимально плоская характеристика ($n = 7$, справа)

Нормированные параметры g_i чебышевского фильтра-прототипа нижних частот вычисляют по формулам:

$$g_0 = 1, \quad g_1 = \frac{2a_1}{\gamma};$$

$$g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}}, \quad k = 2, 3, \dots, n;$$

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1, & \text{если } n \text{ нечетное;} \\ \operatorname{cth}^2\left(\frac{\beta}{4}\right), & \text{если } n \text{ четное.} \end{cases}$$

Здесь использованы вспомогательные параметры:

$$\beta = 2 \operatorname{arth} \sqrt{10 \frac{-\Delta L}{10}} = 2 \operatorname{arth} \sqrt{1 - 10 \frac{-L_r}{10}}, \quad \gamma = \operatorname{sh}\left(\frac{\beta}{2n}\right),$$

$$a_k = \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}, \quad b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right), \quad k = 1, 2, \dots, n.$$

Зная параметры g_i нормированного фильтра, параметры соответствующего ненормированного фильтра можно вычислить по формулам:

$$L_i = \frac{g_i R_0}{\Omega_1}; \quad C_i = \frac{g_i}{R_0 \Omega_1}.$$

Предельным случаем чебышевской характеристики является максимально плоская характеристика. Эту характеристику называют также характеристикой Баттерворта. Её функция затухания описывается формулой

$$L(\Omega) = 10 \lg \left[1 + \eta \left(\frac{\Omega}{\Omega_1} \right)^{2n} \right], \quad (75)$$

где Ω_1 – граничная частота полосы пропускания; η – параметр, связанный с неравномерностью затухания ΔL и минимальными потерями на отражение L_r в полосе пропускания формулами (74). Функция затухания (75) в отличие от функции (73) не имеет осцилляций. Она монотонно возрастающая. Её график приведен на рис. 118 справа.

Согласно (75) решение обратной задачи о нахождении суммарного числа индуктивных и емкостных элементов по заданному затуханию $L(\Omega)$ имеет вид

$$n \geq \frac{\lg \sqrt{\left[\frac{L(\Omega)}{10^{10}} - 1 \right]}}{\lg \left(\frac{\Omega}{\Omega_1} \right)}. \quad (76)$$

Нормированные параметры g_i баттервортовского фильтра-прототипа нижних частот при $\eta = 1$ вычисляются по формулам

$$\begin{aligned} g_0 &= 1, \\ g_{n+1} &= 1, \\ g_k &= 2 \sin \frac{(2k-1)\pi}{2n}, \quad k = 1, 2, 3, \dots, n. \end{aligned} \quad (77)$$

Любую из двух дуальных схем ФНЧ, приведенных на рис. 117, можно преобразовать в соответствующую эквивалентную схему, заменяя в ней все параллельные емкости на последовательные индуктивности либо, наоборот, все последовательные индуктивности на параллельные емкости. Так как замена параллельной емкости на последовательную индуктивность и наоборот сопровождается инверсией комплексного сопротивления ($i\Omega^{-1}C^{-1} \Leftrightarrow -i\Omega L$), для компенсации такой инверсии необходимо включать в схему инверторы сопротивления.

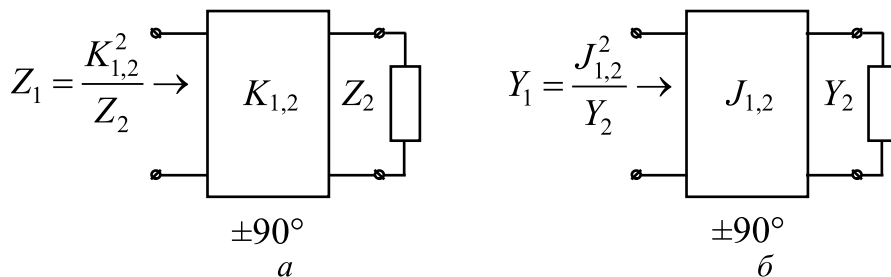


Рис. 119. Идеальные инверторы сопротивлений (а) и проводимости (б)

Инвертор сопротивления – это четырехполюсник, который ведет себя на всех частотах подобно четвертьволновому ($\theta = \pm\pi/2, \pm 3\pi/2, \dots$) отрезку линии с волновым сопротивлением K . Поэтому, если инвертор сопротивления нагружен на одном входе на сопротивление Z_2 , то его сопротивление на другом входе будет $Z_1 = K^2 / Z_2$ (рис. 119, а). Анало-

гично работает инвертор проводимости (рис. 119, б). Инвертор сопротивления (проводимости) при $\theta = -\pi/2$ имеет матрицу передачи

$$[A_{inv}] = \begin{bmatrix} 0 & iK \\ iK^{-1} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & iJ^{-1} \\ iJ & 0 \end{bmatrix}.$$

Существует несколько схем практической реализации инверторов сопротивлений. На рис. 120 изображена одна из них. Она содержит три индуктивности, соединенные по T -схеме. Две из этих индуктивностей, расположенные горизонтально, имеют отрицательные значения. На практике отрицательная величина индуктивности реализуется соответствующим уменьшением последовательной индуктивности нагрузки на входе и выходе инвертора.

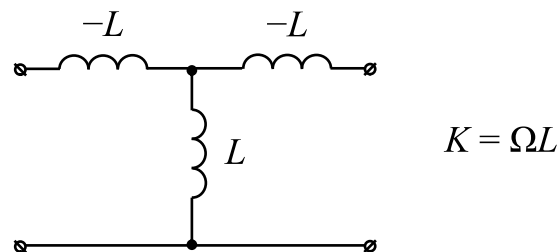


Рис. 120. Вариант практической реализации инвертора сопротивлений

Схемы ФНЧ, получающиеся заменой в схемах на рис. 117 параллельных емкостей на последовательные индуктивности и обратной заменой, изображены на рис. 121.

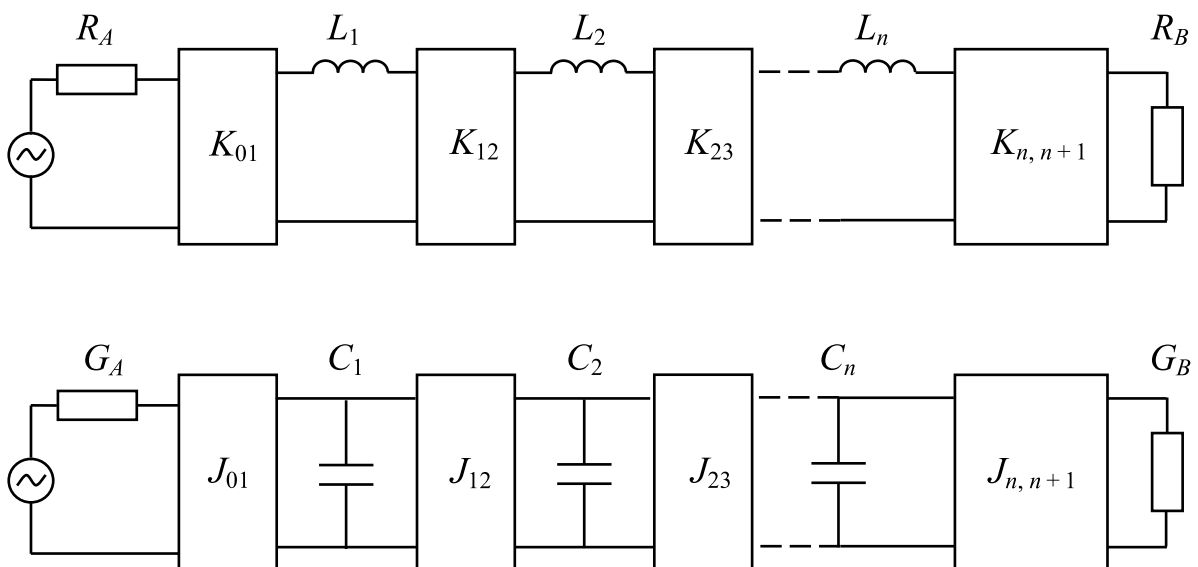


Рис. 121. Фильтры-прототипы нижних частот с инверторами сопротивлений

Вводя в схему фильтра инверторы сопротивлений или проводимостей, значения последовательных индуктивностей L_i и параллельных емкостей C_i ($i = 1, 2, \dots, n$), а также значения сопротивления и проводимости генератора R_A, G_A и нагрузки R_B, G_B , можно задавать произвольно, если параметры инверторов будут следующими:

$$\begin{aligned} K_{01} &= \sqrt{\frac{R_A L_1}{g_0 g_1}}, & K_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{L_i L_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}, & K_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{L_n R_B}{g_n g_{n+1}}}, \\ J_{01} &= \sqrt{\frac{G_A C_1}{g_0 g_1}}, & J_{i,i+1} &= \sqrt{\frac{C_i C_{i+1}}{g_i g_{i+1}}}, & J_{n,n+1} &= \sqrt{\frac{C_n G_B}{g_n g_{n+1}}}. \end{aligned} \quad (78)$$

Докажем справедливость формул для параметра $K_{i,i+1}$. Для этого на схеме ФНЧ, приведенной на рис. 121, выделим звено, содержащее две последовательные индуктивности L_i и L_{i+1} , соединенные инвертором сопротивления $K_{i,i+1}$, и изобразим его на рис. 122, где также представим соответствующие ему LC -звенья двух дуальных схем, приведенных на рис. 117.

Сравним значения входных сопротивлений звеньев, изображенных на рис. 122, *а* и *б*. Для определенности будем считать, что правое плечо LC -звена на рис. 122, *б* разомкнуто. Тогда дуальное ему LC -звену на рис. 122, *в* будет иметь короткозамкнутое правое плечо. А значит, и звено на рис. 122, *а*, образованное последовательными индуктивностями и K -инвертором, также будет иметь короткозамкнутое правое плечо.

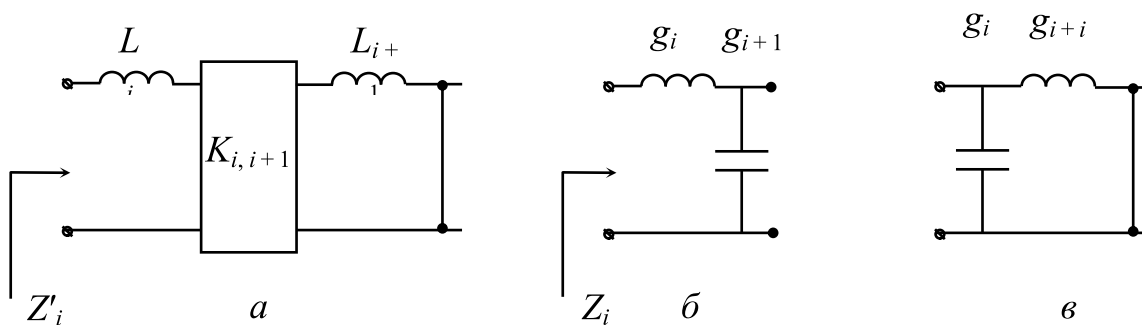


Рис. 122. К выводу формул (78)

Согласно схемам на рис. 122, *а* и *б*, для входных сопротивлений имеем:

$$Z'_i = -i \Omega L_i + \frac{K_{i,i+1}^2}{-i \Omega L_{i+1}}, \quad (79)$$

$$Z_i = -i \Omega g_i + \frac{1}{-i \Omega g_{i+1}}. \quad (80)$$

Сопровитления Z'_i и Z_i должны совпадать на любой частоте Ω с точностью до постоянного множителя L_i/g_i , характеризующего изменение уровня сопротивления. Поэтому отношение вторых слагаемых в формулах (79), (80) должно равняться отношению первых слагаемых. Отсюда получаем значение для параметра $K_{i,i+1}$, аналогичным образом вычисляются значения для остальных параметров в формуле (78).

Заключение

Задачей изучения студентами дисциплины «Устройства СВЧ и антенны» является создание у студентов представлений о классе СВЧ-устройств и антенн, предназначенном для передачи СВЧ-сигналов в различных структурах, включая свободное пространство, о формировании полей излучения антенных систем. Поэтому основное внимание в пособии уделено расчету и измерению характеристик антенн СВЧ, изучению свойств линейных излучателей, рассмотрение которых позволяет понять особенности формирования полей излучения произвольной антенной. В результате изучения курса студенты должны получить представление об эскизных методах расчета наиболее широко используемых антенн, об основных характеристиках антенн, формах их представления и измерения.

Существенный объем материала посвящен линейным излучающим структурам различного типа, на основе которых у студентов появляется возможность изучения свойств антенн произвольного вида. Изложенная теория приемных антенн позволит применить знания, полученные при изучении антенн в режиме передачи к антеннам, выполняющим функции приема сигналов, рассчитать параметры разрабатываемых линий радиосвязи или радиолокации.

Наиболее общим подходом, использованным в пособии при рассмотрении устройств СВЧ, является применение волновых матриц рассеяния. В пособии показаны основные свойства матриц рассеяния, аргументирующие их широкое использование при рассмотрении устройств СВЧ.

Приведенный в пособии материал должен дать студентам необходимое представление об антеннах и устройствах СВЧ, познакомить их с существующим уровнем техники, и подготовить к самостоятельному изучению литературы в этой области.

Задачи для самостоятельного решения

1. Электромагнитная волна распространяется в вакууме с фазовой скоростью $v_\phi = c = 3 \cdot 10^8$ м/с. Частота колебания $f = 400$ МГц. Определите длину волны λ и коэффициент фазы β .

2. Определите параметры поляризационного эллипса передающей антенны, если отношение амплитуд азимутальной и меридиональной составляющих напряженности электрического поля равно 1, а сдвиг по фазе между ними равен 45° .

3. Определите мощность, отдаваемую приемной антенной в несогласованную нагрузку, если коэффициент согласования $\gamma = 0,6$, а напряженность электрического поля в точке приема $E = 400$ мкВ/м. Антенна работает на волне длиной $\lambda = 3$ м и имеет максимальный КНД $D_0 = 25$.

4. Эффективная площадь приемной антенны $S_{эф} = 3,6$ м². Определите максимальную мощность, отдаваемую антенной в согласованную нагрузку, если напряженность электрического поля в точке приема равна $E = 150$ мкВ/м.

5. Во сколько раз максимальная мощность полезного сигнала на выходе приемной антенны будет меньше мощности сигнала, излучаемого передающей антенной, если расстояние между антеннами $r = 10$ км, длина рабочей волны $\lambda = 30$ см, а КУ антенн одинаковы: $G_{пер} = G_{пр} = 1000$?

6. Мощность сигнала, излучаемого передающей антенной с КУ $G_{пер} = 10$ на частоте $f = 30$ МГц, составляет $P_{пер} = 15$ Вт. Какой КУ должна иметь приемная антенна, установленная на расстоянии $r = 1$ км от передающей, чтобы максимальная мощность принимаемого сигнала была равна $P_{пр} = 1$ мВт?

7. Рассчитать волновое сопротивление и коэффициент затухания симметричной двухпроводной воздушной линии, работающей на частоте 100 МГц. Диаметр проводов линии $d = 3$ мм, расстояние между ними $D = 200$ мм. Линия выполнена из меди.

8. Определить волновое сопротивление W_B и погонные параметры L_1 , C_1 , R_1 двухпроводного воздушного фидера, выполненного из медных проводников диаметром $d = 6$ мм, расстояние между их центрами $D = 24$ см. Рабочая частота $f = 10$ МГц.

9. Двухпроводный медный фидер имеет волновое сопротивление $W_B = 300$ Ом. Погонная индуктивность фидера $L_1 = 2 \frac{\text{мкГн}}{\text{м}}$. Определить относительную проницаемость диэлектрика ϵ , используемого в фидере, и коэффициент укорочения волны ξ .

10. Рассчитать волновое сопротивление и погонные параметры коаксиального медного кабеля РК-75-9-12. Параметры кабеля: диаметр внутреннего проводника $d = 1,35$ мм, относительная проницаемость диэлектрика $\epsilon = 2,2$.

11. Рассчитать волновое сопротивление, погонные емкость и индуктивность для НПЛ с воздушным заполнением. Параметры линии: ширина проводника $b = 5$ мм, расстояние между проводником и заземленной пластиной $d = 1$ мм. Толщина проводника $t = 0,025$ мм.

12. Рассчитать волновое сопротивление, погонные индуктивность и емкость в несимметричной полосковой линии. Параметры линии: ширина токонесущей полоски $b = 7$ мм, ее толщина $t = 0,05$ мм, толщина подложки $d = 1$ мм. Диэлектрик – фторопласт ($\epsilon = 2,08$).

13. В прямоугольном волноводе сечением 4×3 см на частоте $f = 8$ ГГц распространяется волна типа H_{11} . Волновод заполнен пенополистиролом с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 1,15$. Определить фазовую скорость и длину волны в волноводе.

14. Прямоугольный волновод сечением 23×10 мм заполнен диэлектриком с относительной проницаемостью $\epsilon = 2,25$. Рабочая частота $f = 8,4$ ГГц. Определить фазовую скорость и длину волны в волноводе.

15. Определить размеры поперечного сечения прямоугольного волновода, если известно, что для волны основного типа критическая длина волны равна $5,7$ см, а для волны типа H_{11} – $2,3$ см.

16. Короткозамкнутая линия без потерь с волновым сопротивлением 600 Ом имеет относительную длину, равную $0,85 \lambda_B$. Опреде-

литель входное сопротивление и входную проводимость линии, пользуясь круговой диаграммой сопротивлений.

17. Разомкнутый отрезок линии без потерь с волновым сопротивлением 500 Ом имеет относительную длину, равную $0,8 \lambda_{\text{в}}$. Определить входное сопротивление и входную проводимость отрезка линии, пользуясь круговой диаграммой сопротивлений.

18. Фидер с волновым сопротивлением 100 Ом нагружен на активное сопротивление. Рассчитать величину этого сопротивления, если известно, что КБВ в фидере равен $0,25$, а максимум напряжения приходится на нагрузку. Задачу решить с помощью круговой диаграммы.

19. Линия без потерь с волновым сопротивлением 600 Ом работает на волне длиной $\lambda_{\text{в}} = 73 \text{ м}$. Длина линии $l = 500 \text{ м}$, сопротивление нагрузки $Z_{\text{н}} = 300 + j150 \text{ Ом}$. Определить с помощью круговой диаграммы КБВ входное сопротивление и входную проводимость линии.

20. Определить элементы матрицы рассеяния симметричного четырехполюсника, если известно, что КБВ в тракте СВЧ, к которому подключен четырехполюсник, нагруженный на согласованную нагрузку, равен $0,6$, а затухание четырехполюсника $\alpha_{\text{ч}} = 2 \text{ дБ}$.

21. На рис. 123 показано последовательное включение управляющего элемента в тракт СВЧ. Записать матрицу рассеяния для этого элемента, выразив ее через нормированное сопротивление элемента $z = Z / W$, где $Z = R + iX$ – комплексное сопротивление управляющего элемента, W – волновое сопротивление тракта. Определить затухание, вносимое управляющим элементом в тракт при $z = 3$.

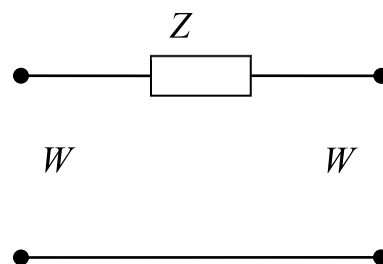


Рис. 123. Последовательно включенный элемент

22. Определить затухание волноводного поглощающего аттенюатора измерительной установки СВЧ, на вход которого поступает мощность $P_{\text{вх}} = 500 \text{ мВт}$, а мощность на выходе аттенюатора $P_{\text{вых}} = 1 \text{ мВт}$.

23. Реактивная проводимость симметричной емкостной диафрагмы, установленной в прямоугольном волноводе с размером широкой стенки $a = 6,1$ см, составляет $B_c = 4,7 \cdot 10^{-4}$ См. Частота генератора $f = 2860$ МГц. Определить размер узкой стенки волновода, если ширина окна диафрагмы $\Delta b = 8$ мм.

24. Определить реактивную проводимость симметричной индуктивной диафрагмы, установленной в волноводном тракте сечением $a \times b = 7,2 \times 3,4$ см, на частоте $f = 3000$ МГц, ширина окна симметричной индуктивной диафрагмы составляет $\Delta a = 5,2$ см.