

# Устройства сверхвысоких частот и антенны

Кафедра «Радиоэлектроника»

Лекционный курс

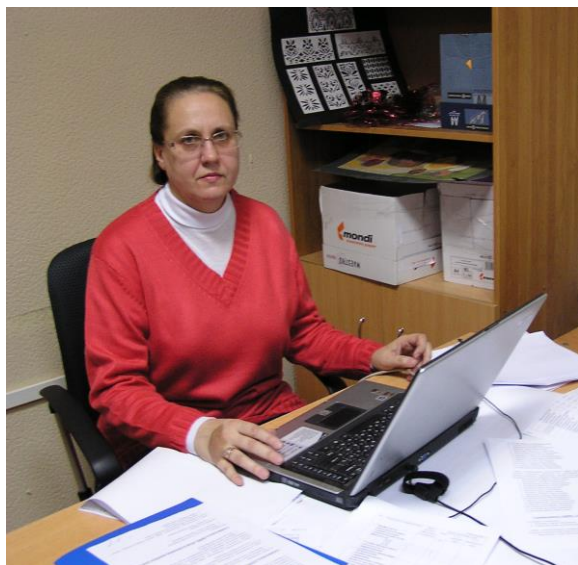
Автор

Звездина М.Ю.

## Аннотация

Лекционный курс предназначен для студентов направления 210400. Раскрывает основные вопросы проектирования устройств СВЧ и антенн.

## Автор



**Звездина Марина Юрьевна – зав. кафедрой «Радиоэлектроника»**

**ДОКТОР ФИЗИКО-МАТЕМАТИЧЕСКИХ НАУК, ДОЦЕНТ**

Сфера научных интересов – Устройства СВЧ и антенны

## Оглавление

Раздел 1. Устройства СВЧ.....	5
<b>ЛЕКЦИЯ №1. Модель линии передачи. Согласование линий передач .....</b>	<b>5</b>
1.1 Основные параметры линий передачи .....	5
1.2 Типы линий передачи .....	6
1.3 Согласование нагрузок с линией передачи .....	7
<b>Лекция №2. Многополюсники СВЧ. Идеальные и           реальные матрицы многополюсников .....</b>	<b>17</b>
2.1 Основные определения .....	17
2.2 Матрицы рассеяния, сопротивлений и проводимостей.....	18
2.3 Соотношения между матрицами многополюсника .....	23
2.4 Идеальная и реальная матрицы многополюсников .....	26
<b>Лекция №3. Методы анализа и синтеза устройств СВЧ.....</b>	<b>27</b>
3.1 Метод декомпозиции .....	27
3.2 Матрица рассеяния каскадно соединенных многополюсников.....	28
3.3 Метод синфазного и противофазного возбуждения для симметричных восьмиполюсников .....	31
3.3 Алгоритмизация проблемы анализа и синтеза           многополюсников СВЧ и принципы построения соответствующих САПР для отдельных составных узлов СВЧ и для сложных трактов.....	33
<b>Лекция №4. Управляющие устройства СВЧ .....</b>	<b>34</b>
4.1 Классификация управляющих устройств СВЧ .....	34
4.2 Коммутационные диоды СВЧ.....	35
4.3 Фазовращатели и коммутаторы на управляемых р-і-п-диодах .....	37
Раздел 2. Антенны .....	42
<b>Лекция №5. Основные задачи теории антенн. Основные характеристики антенн .....</b>	<b>42</b>
5.1 Введение. Структурная схема антенны. Основные задачи теории антенн .....	42
5.2 Эквивалентная схема антенны. Коэффициент полезного действия антенны.....	45
5.3 Комплексная характеристика направленности. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления антенны.....	46
5.4 Принцип взаимности в теории приемных антенн.           Эффективная поверхность и шумовая температура приемной антенны.....	49
<b>Лекция №6. Основные свойства линейных систем. Симметричные вибраторы .....</b>	<b>52</b>
6.1 Линейные излучающие системы. Идеальный излучатель .....	52

Устройства СВЧ и антенн

6.2 Анализ множителя направленности идеального линейного излучателя. Режимы излучения антенны.....	55
6.3 Параметры излучения антенны .....	57
6.4 Параметры и характеристики симметричного электрического вибратора .....	59
6.5 Взаимные сопротивления между близко и далеко расположенными излучателями .....	62
<b>Лекция №7. Общие свойства апертурных антенн .....</b>	<b>63</b>
7.1 Апертурный метод расчета поля антенны .....	63
7.2 Характеристики направленности плоского излучающего раскрыва.....	66
7.3 Рупорные антенны.....	67
7.4. Зеркальные антенны .....	70
7.5 Линзовые антенны .....	74
<b>Лекция №8. Фазированные антенные решетки .....</b>	<b>77</b>
8.1 Классификация антенных решеток .....	77
8.2 Основные соотношения для фазированных АР.....	80
8.3 Сканирующие антенные решетки .....	83
8.4 Активные ФАР .....	85
<b>Лекция №9. Проблема электромагнитной совместимости и подходы к решению соответствующих антенных аспектов .....</b>	<b>87</b>
9.1 Параметры антенн, определяющие электромагнитную совместимость.....	87
9.2 Методы снижения бокового излучения апертурных антенн .....	89
9.3 Активные методы борьбы с помехами .....	96
Список использованных источников .....	98

## Раздел 1. Устройства СВЧ

### ЛЕКЦИЯ №1. Модель линии передачи. Согласование линий передач

#### 1.1 Основные параметры линий передачи

**Линией передачи** называют устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных колебаний и направляющее поток электромагнитной энергии к нагрузке. Линии передачи используют для передачи мощности от генераторов к потребителям, для образования резонансных систем — объемных резонаторов и колебательных контуров с распределенными параметрами, для трансформации (преобразования) полных сопротивлений нагрузок. Отрезки линий передачи применяют и для объединения отдельных устройств СВЧ в единый тракт.

Линия передачи называется **регулярной**, если в продольном направлении неизменны поперечное сечение и электромагнитные свойства заполняющих ее сред. Линия передачи называется **однородной**, если поперечное сечение заполнено однородной средой. Различают открытые линии передачи и волноводы. **В открытых линиях передачи** (многопроводные и полосковые линии, линии с поверхностной волной и др.) поперечное сечение не имеет замкнутого проводящего контура, охватывающего область распространения электромагнитной энергии. Напротив, **в волноводах** обязательно имеется одна или несколько проводящих поверхностей, полностью охватывающих область распространения электромагнитных колебаний.

При выборе того или иного типа линии передачи для построения конкретного тракта СВЧ решающее значение имеют **следующие электрические характеристики и параметры**.

**Тип волны, структура электромагнитного поля и критическая частота.** Эти характеристики определяются исходя из указанных размеров поперечного сечения путем решения граничных задач электродинамики. Как правило, линии передачи используются в режиме **волны основного типа** (основной волны), имеющей наименьшую критическую частоту  $\omega_{кр}$ .

Различают следующие типы волн:

- а) поперечные электромагнитные волны - Т-волны;
- б) электрические волны - Е-волны;
- в) магнитные волны -Н-волны;
- г) гибридные (смешанные) волны типа HE или EH.

**Дисперсионная характеристика.** Дисперсией называется зависимость фазовой скорости волны в линии передачи от частоты, а дисперсионная характеристика представляет собой конкретный вид этой зависимости, задаваемый формулой или графиком.

**Коэффициент затухания.** Распространение электромагнитной волны вдоль любой реальной линии передачи сопровождается ослаблением мощности бегущей волны по экспоненциальному закону. Затухание обусловлено неизбежным расходом части распространяющейся мощности на нагрев проводников и диэлек-

Устройства СВЧ и антенн

триков, а также на образование паразитного излучения. Коэффициент затухания принято выражать в логарифмических единицах—неперах на метр:  $\alpha = 0,51n[P(0)/P(1)]$  или децибелах на метр:  $\alpha = 101g[P(0)/P(1)]$ . Между этими единицами существует очевидное соотношение:

$$1 \text{ дБ/м} \approx 0,115 \text{ Нп/м} \text{ или } 1 \text{ Нп/м} \approx 8,68 \text{ дБ/м.}$$

**Максимальная пропускаемая мощность** ограничивается электрическим пробоем или перегревом проводников и изоляторов линии передачи. При работе в импульсном режиме с высокой скважностью более опасен электрический пробой, а при передаче больших мощностей в непрерывном режиме возникает опасность и теплового разрушения линий передачи. Допустимую мощность в линии обычно принимают равной 25—30% от критической мощности, вызывающей пробой или перегрев в режиме чисто бегущей волны. Примерно трехкратный коэффициент запаса учитывает возможное снижение электропрочности из-за влияния различных нерегулярностей и рассогласования тракта.

### 1.2 Типы 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 рисунке 1.1.

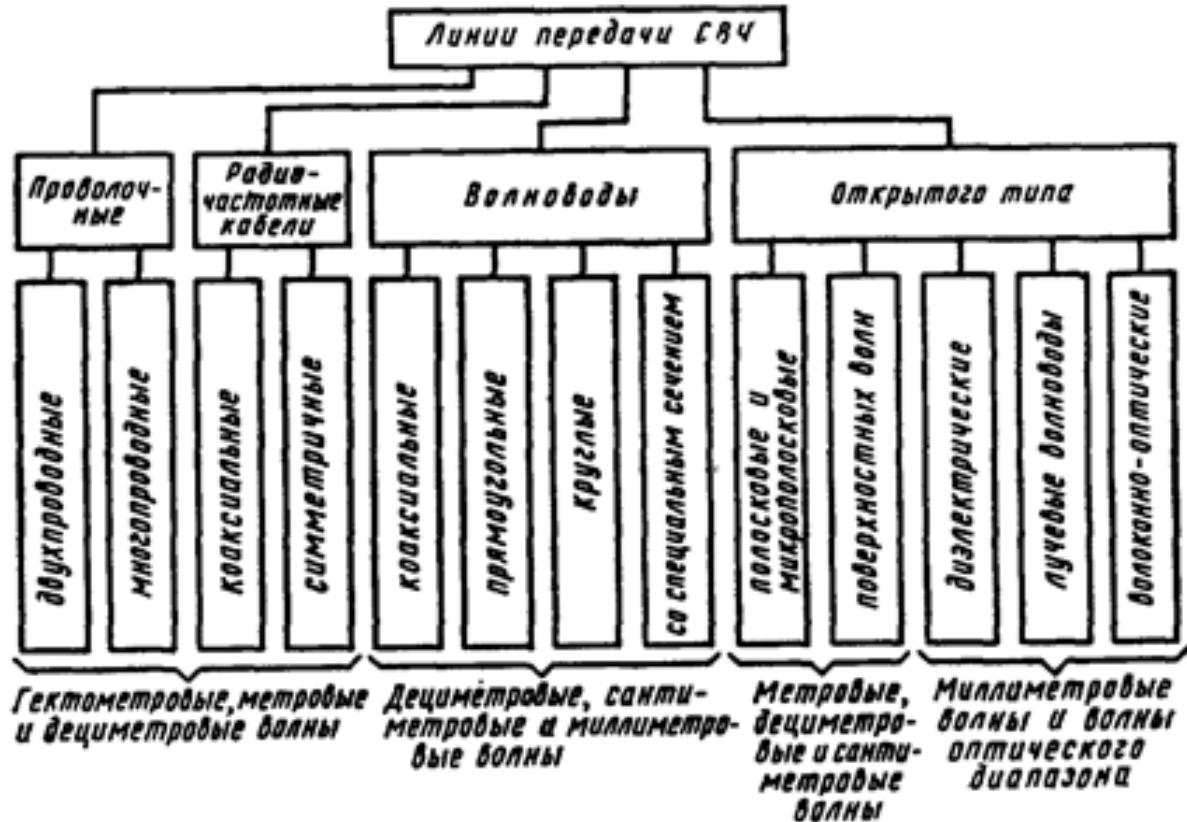


Рисунок 1.1 – Типы линии передачи

## Устройства СВЧ и антенн

Рассмотрим свойства некоторых из них.

**Проволочные линии передачи.** Открытая линия передачи из двух одинаковых параллельных проводников с  $T$ -волной применяется на гектометровых и метровых волнах для подключения антенн к приемным и передающим устройствам. На более коротких волнах применению двухпроводных линий препятствует заметное излучение, создающее помехи и увеличивающее затухание.

**Коаксиальные линии передачи.** Область применения таких линий охватывает волны длиной от 3—5 см до 10 м. Представляют собой жесткие конструкции из металлических трубок, закрепленных одна в другой с помощью диэлектрических шайб или металлических изоляторов, либо имеют вид гибких коаксиальных кабелей.

**Полосковые и микрополосковые линии передачи** широко применяются на дециметровых и сантиметровых волнах в основном для образования сложных разветвленных трактов, объединяющих в единое устройство СВЧ многие элементы. Образуются из параллельных металлических проводников и диэлектрических пластин. Различают симметричные и несимметричные полосковые линии передачи.

**Прямоугольные и круглые волноводы.** Прямоугольные металлические волноводы применяются в дециметровом, сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн для передачи мощности СВЧ на основной волне типа  $H_{10}$ . Размеры поперечного сечения волноводов  $a \times b$  выбирают исходя из необходимости удовлетворить противоречивым требованиям максимальной передаваемой мощности, минимального затухания и максимальной рабочей полосы частот.

**Волоконно-оптические линии передачи.** При переходе в субмиллиметровый и оптический диапазоны длин волн традиционные линии передачи становятся непригодными из-за возрастания потерь и трудностей изготовления. Наибольшее распространение в этих диапазонах получили **волоконно-оптические линии передачи**, представляющие собой многомодовые диэлектрические волноводы в форме нитей толщиной около 150 мкм (это сотни длин волн этого диапазона) из особо чистого кварца, обладающего ничтожными потерями в диапазоне оптических волн. Действие волоконно-оптических линий основано на распространении световой энергии в кварцевом волокне в результате полного внутреннего отражения.

### 1.3 Согласование нагрузок с линией передачи

Для обеспечения в линиях передачи режима бегущей волны применяются нагрузки. Нагрузки классифицируются на :

- согласованные;
- реактивные.

Согласованные нагрузки предназначены для поглощения мощности, передаваемой по линии передачи. Согласованные нагрузки применяют также в качестве эквивалентов антенн при настройке передающей аппаратуры и в виде меры согласования в измерительных устройствах СВЧ.

При включении согласующего элемента в линию должен обеспечиваться принцип согласования:

Устройства СВЧ и антенн

**в линию дополнительно включается согласующий элемент, отражение от которого компенсирует отражение от нагрузки. При этом стремятся, чтобы согласующий элемент был расположен как можно ближе к нагрузке.** Это делается для уменьшения длины несогласованного участка линии от нагрузки до согласующего элемента.

При согласовании необходимо, чтобы сопротивление нагрузки  $Z_n = R_n + jX_n$  удовлетворяло двум условиям:

Активная часть нагрузки должна равняться волновому сопротивлению линии:

$$R_n = W, \quad (1.1a)$$

Реактивная часть нагрузки должна равняться нулю:

$$X_n = 0. \quad (1.16)$$

Если сопротивление нагрузки удовлетворяет условиям (1.1), то говорят, что линия согласована с нагрузкой.

Включение в линию согласующего элемента преследует следующие цели:

- увеличение мощности, передаваемой в нагрузку;
- увеличение электрической прочности линии;
- устранение вредного влияния отраженной волны на генератор.

**Основной характеристикой согласованной нагрузки является модуль ее коэффициента отражения  $|\rho|$**  (или соответствующие значения КБВ или КСВ) в заданной полосе частот. Технически возможно создание нагрузок с  $|\rho| \leq 0,01$  в относительной полосе частот 20-30 % и более. Ввиду малости  $|\rho|$  требования к фазе коэффициента отражения от нагрузки не предъявляются и эта фаза может иметь любое значение в интервале  $0 \dots 2\pi$ .

Наряду с КСВН для описания согласования линии передачи с генератором используются такие показатели, как

- коэффициент возвратных потерь

$$R_{[дБ]} = 20 \lg(|\Gamma|^{-1}) = 20 \lg\left(\frac{KBCH + 1}{KBCH - 1}\right). \quad (1.2a)$$

Иногда она выражается и с отрицательным значением, т.е.

$$R_{[дБ]} = 20 \lg(|\Gamma|); \quad (1.26)$$

- потери на рассогласование – рабочее затухание

$$L = \frac{P_{ex}}{P_{вх}} = \frac{P_{ex}}{P_{ex}(1 - |\Gamma|^2)} = \frac{1}{1 - |\Gamma|^2} \geq 1 \quad (1.3a)$$

или

$$L_{[дБ]} = 10 \lg\left(\frac{1}{1 - |\Gamma|^2}\right). \quad (1.36)$$

Согласование может быть выполнено в узкой или в широкой полосе частот.

Узкой принято считать полосу частот  $2\Delta f$ , составляющую единицы процентов от средней частоты  $f_0$ . В этой полосе должен быть обеспечен допустимый уровень согласования  $КСВН \leq КСВН_{дон}$ . Типичный график зависимости КСВН тракта от частоты представлен на рисунке 1.2. Конкретное значение  $КСВН_{дон}$  определя-



Устройства СВЧ и антенн

ется назначением и типом тракта, условиями его эксплуатации и лежит в пределах 1,1..2.

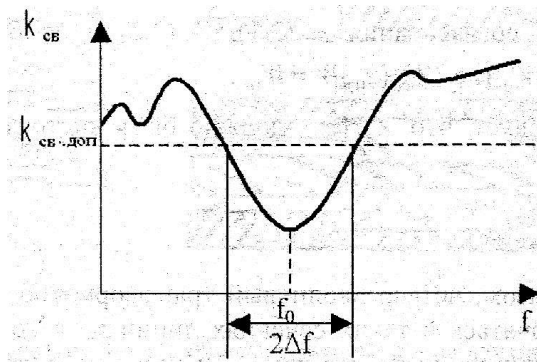


Рисунок 1.2 – Типичная зависимость КВСН тракта от частоты

В узкой полосе частот в качестве согласующих элементов используются:

- четвертьволновый трансформатор;
- последовательный шлейф;
- параллельный шлейф;
- два и три последовательных или параллельных шлейфа.

Данные согласующие устройств используются в линиях передачи различных типов (двухпроводных, коаксиальных, полосковых, волноводных и т.п.). Тип линии передачи определяет конкретную конструкторскую реализацию этих устройств.

Рассмотрим применение указанных выше согласующих устройств.

Четвертьволновый трансформатор – устройство, представляющее собой четвертьволновый отрезок линии с волновым сопротивлением  $W_{mp} \neq W$ , включенным в разрыв основной линии передачи.

Найдем место включения трансформатора в линию и его волновое сопротивление. Принцип работы такого согласующего устройства основан на трансформирующем свойстве четвертьволнового отрезка линии, которое в рассматриваемом случае примет вид:

$$Z_{ex}(z_0)Z_{ex}(z_0 + 0.25\lambda_l) = W_{mp}^2, \tag{1.4}$$

где  $Z_{ex}(z_0)$  - входное сопротивление линии, нагруженной сопротивлением нагрузки  $Z_n$ , в месте подключения трансформатора  $z_0$ , как показано на рисунке 1.3;

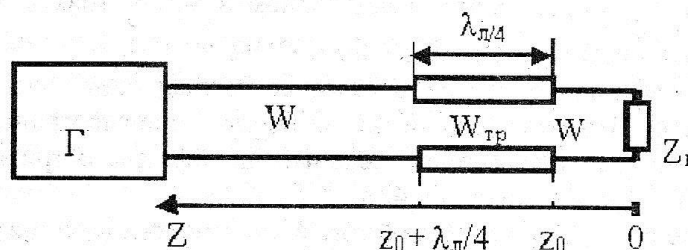


Рисунок 1.3 – Согласование линии с нагрузкой с помощью четвертьволнового трансформатора

Устройства СВЧ и антенн

$Z_{ex}(z_0 + 0.25\lambda_n)$  - входное сопротивление четвертьволнового трансформатора в сечении  $(z_0 + 0.25\lambda_n)$  с подключенным к нему отрезком линии длиной  $z_0$ , нагруженной сопротивлением нагрузки  $Z_n$ .

Условия согласования (1.1) требуют, чтобы  $Z_{ex}(z_0 + 0.25\lambda_n) = W$ , т.е.  $Z_{ex}(z_0)W = W_{mp}^2$ . Отсюда следует, что  $Z_{ex}(z_0)$  должно быть чисто действительной величиной:  $Z_{ex}(z_0) = R_{ex}(z_0)$ .

Таким образом, четвертьволновый трансформатор для согласования может включаться в таких сечениях линии  $z_0$ , в которых входное сопротивление линии чисто активное. Такое наблюдается в сечениях, где напряжение достигает максимума или минимума:

$$W_{mp} = \sqrt{WR_{ex}(z_0)}. \tag{1.5}$$

В максимумах напряжения  $R_{ex}(z_0) = W \cdot KCBH$ . В связи с этим  $W_{mp} > W$ .

В минимумах напряжения  $R_{ex}(z_0) = W / KCBH$ , следовательно,  $W_{mp} < W$ .

На рисунке 1.4 представлены варианты исполнения четвертьволнового трансформатора на основе двухпроводной и коаксиальной линий для двух рассмотренных случаев. Из анализа рисунка следует, что в конструкторском отношении предпочтительнее вариант  $W_{mp} < W$ . На рисунке 1.5 представлены эпюры напряжений в линии без согласующего устройства и согласующими четвертьволновыми трансформаторами  $W_{mp} > W$  и  $W_{mp} < W$ .

Согласующее устройство в виде последовательного шлейфа представляет собой отрезок обычно короткозамкнутой линии длиной  $\ell_{ш}$  с волновым сопротивлением  $W$ , который включается в разрыв одного из проводов линии, как показано на рисунке 1.6.

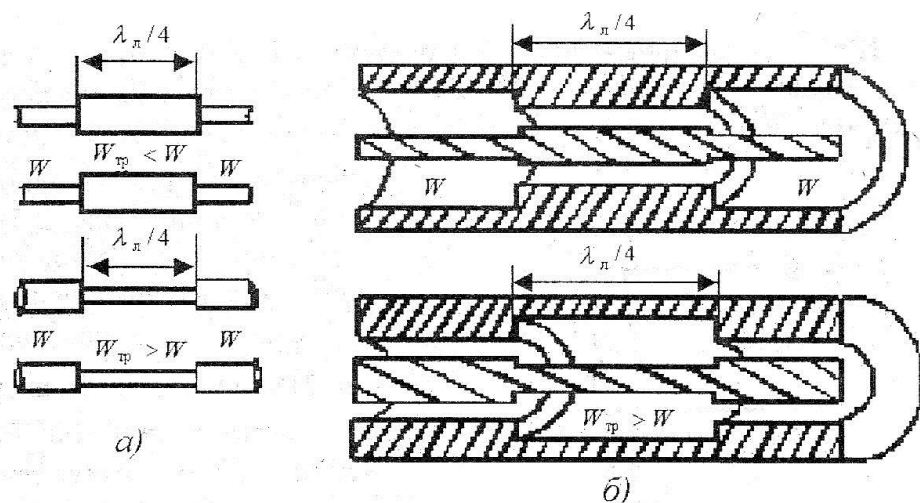


Рисунок 1.4 – Четвертьволновые трансформаторы: а – на двухпроводной линии; б – на коаксиальном кабеле

Устройства СВЧ и антенн

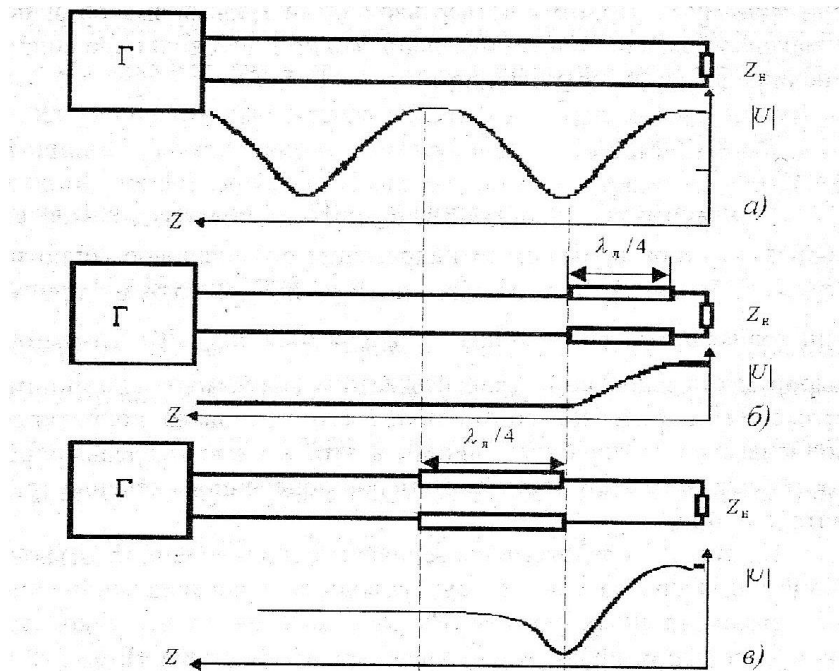


Рисунок 1.5 – Эюры напряжения в линии: а – с комплексной нагрузкой; б – с комплексной нагрузкой и трансформатором  $W_{mp} > W$ ; в – с комплексной нагрузкой и трансформатором  $W_{mp} < W$

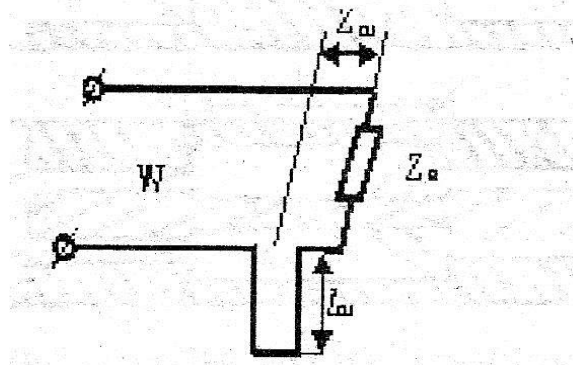


Рисунок 1.6 – Согласующий последовательный короткозамкнутый шлейф

Согласование достигается подбором места включения шлейфа в линию  $z_{ш}$  и длины шлейфа  $l_{ш}$ . Найдем  $z_{ш}$  и  $l_{ш}$  из условия согласования линии в сечении  $z_{ш}$ . В этом сечении входное реактивное сопротивление шлейфа  $jX(l_{ш})$  включено последовательно с входным сопротивлением линии  $Z_{вх}(z_{ш}) = R_{вх}(z_{ш}) + jX_{вх}(z_{ш})$ . Сумма этих сопротивлений должна быть равна волновому сопротивлению линии:

$$Z_{вх}(z_{ш}) + jX_{ш}(l_{ш}) = R_{вх}(z_{ш}) + jX_{вх}(z_{ш}) + jX_{вх}(l_{ш}) = W.$$

Отсюда

$$R_{вх}(z_{ш}) = W; \quad X_{ш}(l_{ш}) = -jX_{вх}(z_{ш}).$$

$$z_{ш} = \frac{1}{\beta} \arctg\left(\frac{1}{KCBH}\right), \quad l_{ш} = \frac{1}{\beta} \arctg\left(\frac{KCBH-1}{\sqrt{KCBH}}\right), \quad \beta = 2\pi/\lambda. \quad (1.6)$$

Из анализа выражений (1.6) следует, что последовательный шлейф необходимо включать в таком сечении линии, где активная часть ее входного сопротивления равна волновому сопротивлению линии. Длину шлейфа следует выбирать

Устройства СВЧ и антенн

такой, чтобы его реактивное сопротивление было бы равно по величине и противоположно по знаку реактивной части входного сопротивления линии в месте включения шлейфа.

Недостаток – при изменении нагрузки изменяется не только длина шлейфа, но и место его включения в линию. Конструктивно это крайне неудобно.

Рассмотрим параллельный шлейф. Согласующее устройство в виде параллельного шлейфа показано на рисунке 1.7.

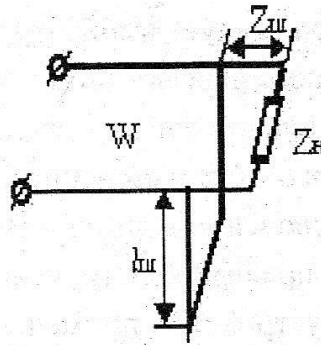


Рисунок 1.7 – Согласующий параллельный короткозамкнутый шлейф

Согласование, как и для последовательного шлейфа, достигается подбором места включения шлейфа  $z_{шл}$  в линию и длины шлейфа  $l_{шл}$ .

Условие согласования имеет вид:

$$Y(z_{шл}) + jB(l_{шл}) = 1/W,$$

где  $Y(z_{шл}) = 1/Z_{ex}(z_{шл}) = G_{ex}(z_{шл}) + jB_{ex}(z_{шл})$  - входная проводимость линии в месте подключения шлейфа;

$G_{ex}(z_{шл})$ ,  $B_{ex}(z_{шл})$  - активная и реактивная части входной проводимости;

$B(l_{шл})$  - реактивная проводимость шлейфа длиной  $l_{шл}$ .

Отсюда следует, что

$$G_{ex}(z_{шл}) = 1/W; \quad B(l_{шл}) = -B_{ex}(z_{шл});$$

$$z_{шл} - z_{max} = \frac{1}{\beta} \arctg\left(\frac{1}{\sqrt{KCBH}}\right); \quad l_{шл} = \frac{1}{\beta} \arctg\left(\frac{\sqrt{KCBH}}{KCBH - 1}\right). \quad (1.7)$$

Здесь  $z_{max}$  - расстояние от нагрузки до первого максимума напряжения.

Параллельный шлейф необходимо включать в таком месте, в котором активная часть входной проводимости линии равна волновой проводимости, а длину шлейфа следует выбирать так, чтобы его реактивная проводимость компенсировала реактивную часть входной проводимости линии.

Недостатки те же, что и для последовательного шлейфа.

Однако в двухпроводной линии параллельный шлейф может быть сделан подвижным, т.е. перемещающимся вдоль линии. В остальных типах линий применяют два и три последовательных или параллельных шлейфа. При этом добиваются того, чтобы активная часть входного сопротивления линии в месте включения второго шлейфа стала равной волновому сопротивлению линии. Подбирая длину второго шлейфа, компенсируют реактивную часть входного сопротивления линии. Аналогично работает и параллельное двухшлейфовое согласующее

Устройства СВЧ и антенн

устройство. Однако объяснение принципа работы следует провести в терминах проводимостей.

Недостаток двухшлейфовых согласователей – не могут обеспечить согласование всех возможных нагрузок.

Способы широкополосного согласования

На практике применяются сочленения и элементы тракта, предназначенные для работы в полосе частот 10% и выше. Такую полосу частот принято называть широкой, а устройства, работающие в такой полосе – широкополосными.

В технических требованиях к этим устройствам указывается полоса частот и допустимое рассогласование  $K_{CBH} \leq K_{CBH}_{дон}$  в этой полосе.

Задача широкополосного согласования возникает, например, при необходимости стыковки линии передачи с различными размерами или формами поперечных сечений, а также при работе тракта с широкополосными сигналами, например, линейно-частотно-модулированными (ЛЧМ) или шумоподобными.

Основными широкополосными согласующими устройствами являются:

- широкополосные частотные компенсаторы;
- ступенчатые трансформаторы;
- плавные переходы или неоднородные линии.

Принцип частотной компенсации состоит во взаимной компенсации частотных изменений сопротивления нагрузки и согласующих элементов. Его можно осуществить за счет подбора необходимого закона частотного изменения сопротивления согласующих элементов.

Рассмотрим широкополосное согласование комплексных сопротивлений с помощью одного шлейфа, как показано на рисунке 1.8,а. Предположим, что график проводимости согласуемой нагрузки  $Y_n = 1/Z_n = G_n + jB_n$  имеет вид, изображенный на рисунке 1.8,б. На этом же рисунке представлен график входной реактивной проводимости согласующего шлейфа  $B_{ш}$  (рисунок 1.8,в), включенного по схеме, показанной на рисунке 1.8,а. Наклон кривой  $B_{ш}$  подобран примерно равным наклону кривой  $B_n$  с обратным знаком. В связи с этим суммарная реактивная проводимость  $B_{ш} + B_n$  уменьшается и меньше изменяется с частотой, чем реактивная проводимость нагрузки.

Входное сопротивление короткозамкнутого шлейфа при этом определяется выражением:

$$Z_{вхш} = jX_{ш} = jW_{ш} \operatorname{tg}(\beta \ell_{ш}).$$

Входная проводимость шлейфа:

$$Y_{вхш} = 1/Z_{вхш} = jB_{ш} = -j \frac{1}{W} \operatorname{ctg}(\beta \ell_{ш}). \quad (1.8)$$

Откуда  $B_{ш} = -\frac{1}{W} \operatorname{ctg}(\beta \ell_{ш}).$

Таким образом, подбором величины волнового сопротивления шлейфа и его длины можно изменять наклон кривой  $B_{ш}$  и полосу частот, в которой реактивная проводимость изменяется в допустимых пределах.

Устройства СВЧ и антенн

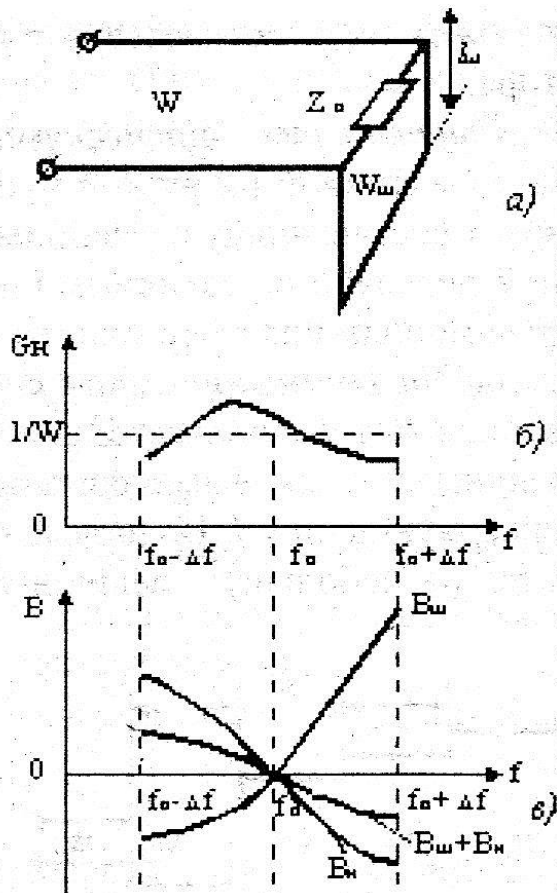


Рисунок 1.8 – Согласование в полосе частот с помощью одного шлейфа:  
 а – схема согласующего устройства;  
 б, в – графики проводимости нагрузки и шлейфа

Ступенчатые трансформаторы применяются для согласования линии с активной нагрузкой или нагрузкой, имеющей небольшую реактивную составляющую. Например, согласование при сочленении двух линий передачи с различными волновыми сопротивлениями достигается с помощью промежуточного нерегулярного отрезка линии, называемого трансформатором или переходом, как показано на рисунке 1.9.

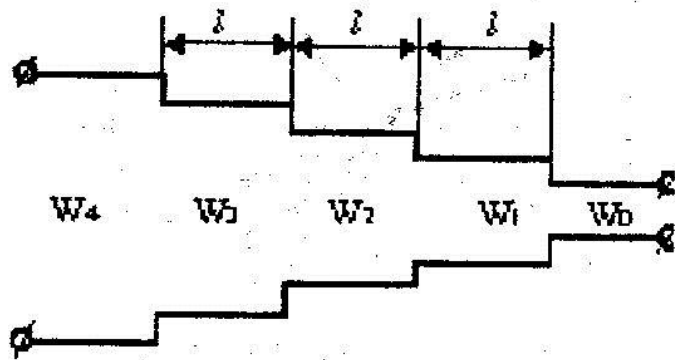


Рисунок 1.9 – Ступенчатый трансформатор

Принцип работы ступенчатого трансформатора заключается в том, что всегда найдется хотя бы пара ступенек, отражение от которых компенсируется. Чем больше ступенек, тем лучше согласование и шире полоса пропускания. Структура

трансформатора определяется числом ступенек  $n$ , длиной ступеньки  $\ell$  и отношением волновых сопротивлений соседних ступенек.

Наибольшее распространение на практике имеют трансформаторы с частотными характеристиками двух типов:

- Чебышевская характеристика;
- максимально плоская характеристика.

Чебышевская характеристика описывается полиномами Чебышева и имеет вид:

$$L = 1 + h^2 T_n^2(t \cos \Theta), \quad (1.9)$$

где  $h, t$  – масштабные коэффициенты;

$T_n$  – полином Чебышева первого рода  $n$ -го порядка;

$n$  – число ступенек трансформатора;

$$\Theta = \frac{2\pi\ell}{\lambda} = \frac{2\pi f\ell}{c}$$

Типичный график чебышевской характеристики при  $n=3$  представлен на рисунке 1.10,а. На нем использованы обозначения:  $b_n$  – затухание в полосе пропускания  $2\Delta\Theta_n$ ;  $b_3$  – затухание в полосе заграждения  $2\Delta\Theta_3$ .

Характерным для чебышевских характеристик является наличие равноамплитудных осцилляций, число которых на единицу превышает число ступенек трансформатора, т.е. равно  $n+1$ .

Максимально плоская характеристика описывается функцией вида:

$$L = 1 + h^2 (t \cos \Theta)^{2n}. \quad (1.10)$$

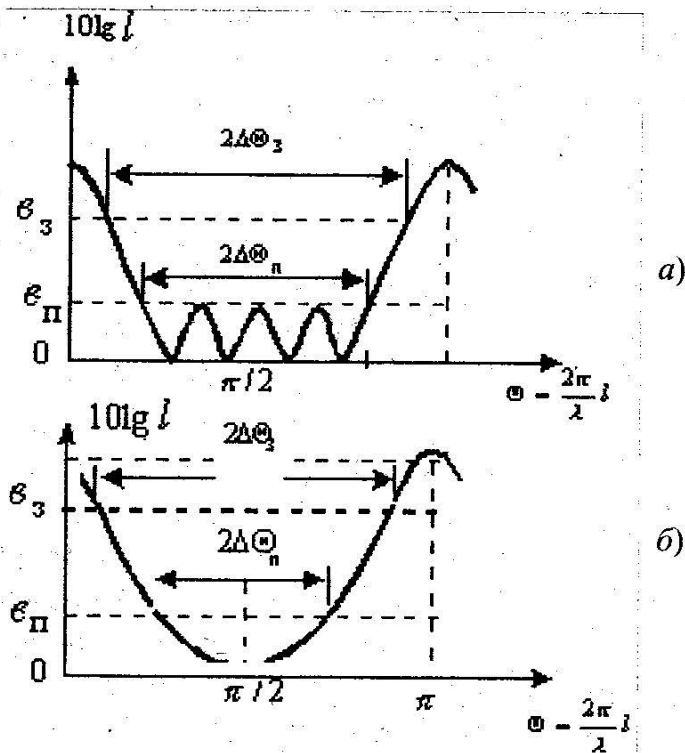


Рисунок 1.10 – Частотные характеристики ступенчатых трансформаторов:  
а – чебышевская; б – максимально плоская

Устройства СВЧ и антенн

График максимально плоской характеристики показан на рисунке 1.10,б. Следует отметить, что основное отличие трансформаторов с чебышевской и максимально плоской характеристиками состоит в том, что при одинаковых параметрах перехода  $(b_n, b_3)$  трансформатор с максимально плоской характеристикой имеет большую длину, но более линейную фазочастотную характеристику.

Плавные переходы используются для согласования активных нагрузок и могут рассматриваться как предельный случай ступенчатого перехода при увеличении числа ступенек  $n$  до бесконечности и неизменной длине перехода. Частотные характеристики плавных переходов неперриодические. Наиболее часто употребляются на практике

- экспоненциальный переход;
- чебышевский переход;
- вероятностный переход (предельный случай ступенчатого перехода с максимально плоской характеристикой).

Плавный переход, по существу, является нерегулярной двухпроводной линией передачи, в которой погонные параметры и волновое сопротивление – функции продольной координаты.

Конструкция плавного перехода в виде экспоненциальной линии показана на рисунке 1.11.

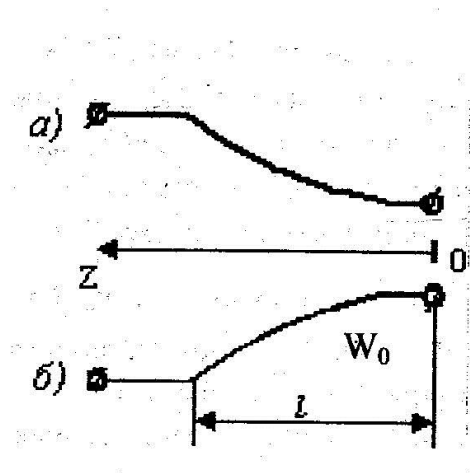


Рисунок 1.11 – Плавный переход в виде экспоненциальной линии

Недостатком плавных экспоненциальных переходов является их большая длина при значительных перепадах волнового сопротивления. Так, при  $\exp(bl) = 7,4$  и допуске на рассогласование  $|\Gamma_{\max}| \leq 0,5$  длина перехода составляет  $l \geq 3\lambda$ . При этом длина оптимального чебышевского перехода в 3..4 раза меньше.

Достоинства плавного перехода:

- полоса пропускания гораздо шире, чем у чебышевского;
- при повышенных требованиях к электрической прочности плавный переход предпочтительнее, поскольку у ступенчатого перехода в местах стыков ступенек вследствие концентрации электромагнитного поля снижается электрическая прочность.



## Устройства СВЧ и антенн

Существует теоретическое ограничение на ширину полосы согласования (теорема Фано):

$$\frac{2\Delta f}{f_0} = -\frac{\pi}{Q \ln|\Gamma|}, \quad (1.12)$$

где  $Q$  – добротность нагрузки, определяемая как отношение реактивной мощности, накапливаемой в нагрузке на средней частоте  $f_0$ , к мощности тепловых потерь.

Согласование невозможно также на частотах, соответствующих бесконечно большим реактивным сопротивлениям или проводимостям нагрузки.

## Лекция №2. Многополюсники СВЧ. Идеальные и реальные матрицы многополюсников

### 2.1 Основные определения

Под **многополюсником** СВЧ понимают любую комбинацию проводников, диэлектриков и других элементов СВЧ, имеющую несколько входов в виде поперечных сечений линий передачи с заданными типами волн в каждой линии. Сечения входов многополюсника называют **плоскостями отсчета фаз**. Положения плоскостей отсчета выбирают таким образом, чтобы нераспространяющиеся волны высших типов, принадлежащие внутреннему электромагнитному полю многополюсника, в сечениях входов были пренебрежимо малы. Каждому входу многополюсника СВЧ приписывают некую фиктивную пару полюсов в подводящей линии передачи, хотя для многих типов линий (например, волноводов или поверхностных волн) эти полюсы не могут быть выделены в явном виде. Поэтому, когда используют термин "2N-полюсник СВЧ", подразумевают устройство с  $N$  подводящими линиями передачи или, более строго, с  $N$  типами волн во всех входных линиях передачи.

Основное внимание в данной книге уделяется **пассивным линейным** многополюсникам. **Свойство пассивности** означает отсутствие усиления или генерации мощности СВЧ внутри многополюсника. **Свойство линейности** означает независимость внешних характеристик многополюсника от уровня мощности СВЧ.

**Матрицы многополюсника** выявляют взаимосвязи между электрическими режимами его входов. Режимы в плоскостях отсчета фаз многополюсника могут быть описаны как в терминах нормированных напряжений падающих и отраженных волн — это так называемый **волновой** подход, так и в терминах полных нормированных напряжений и токов — это так называемый **классический** подход, аналогичный принятому в теории электрических низкочастотных цепей.

При волновом подходе для каждого входа  $m$  произвольного  $2N$  - полюсника условимся называть **падающими** нормированные волны напряжения  $\dot{u}_{\Gamma m}$  (размерностью  $\sqrt{\text{Вт}}$ ), распространяющиеся в сторону к **многополюснику**, и соответственно **отраженными** (или рассеянными) нормированные волны напряжения

Устройства СВЧ и антенн

$\dot{u}_{0m}$  (размерностью  $\sqrt{\text{Вт}}$ ), распространяющиеся в сторону **от многополюсника** (рисунок 2.1,а).

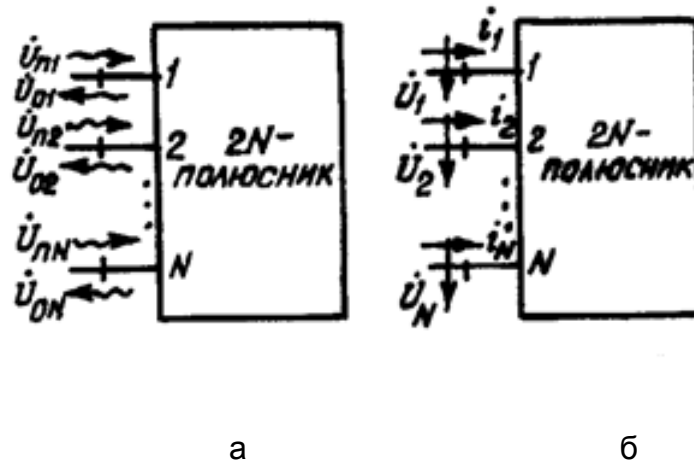


Рисунок 2.1 – Описание режима входов многополюсника СВЧ: а – волновой подход; б – классический подход

В результате нормировки для каждой подводящей линии априорно устанавливается единичное безразмерное волновое сопротивление, хотя линии могут различаться между собой и работать на неодинаковых типах волн.

При классическом подходе режимы каждого входа многополюсника задаются нормированными напряжениями  $\dot{u}_m$  и нормированными токами  $\dot{i}_m$ , **втекающими внутрь** многополюсника (рисунок 2.1,б). Вследствие нормировки размерности нормированных напряжений и токов оказываются одинаковыми — это  $\sqrt{\text{Вт}}$ . Между волновым и классическим описанием режима входов многополюсника существует простая связь

$$\begin{aligned} \dot{u}_m &= \dot{u}_{\text{пм}} + \dot{u}_{0m} \\ \dot{i}_m &= \dot{i}_{\text{пм}} - \dot{i}_{0m} \end{aligned} \quad \text{при} \quad \dot{u}_{\text{пм}} / \dot{i}_{\text{пм}} \equiv z_{\text{В}m} = 1. \quad (2.1)$$

## 2.2 Матрицы рассеяния, сопротивлений и проводимостей

При волновом подходе все падающие на вход  $2N$ -полюсника волны образуют вектор воздействия на многополюсник, а все отражённые – вектор его реакции, которые могут быть записаны в следующем виде:

$$|\dot{u}_{\text{п}}\rangle = \begin{pmatrix} \dot{u}_{\text{п1}} \\ \dot{u}_{\text{п2}} \\ \dots \\ \dot{u}_{\text{пN}} \end{pmatrix}, \quad |\dot{u}_0\rangle = \begin{pmatrix} \dot{u}_{01} \\ \dot{u}_{02} \\ \dots \\ \dot{u}_{0N} \end{pmatrix}.$$

Здесь и в дальнейшем используется краткое обозначение  $|\dot{a}\rangle$  для вектор-столбцов с элементами  $\dot{a}_1, \dot{a}_2, \dots, \dot{a}_N$ .

Взаимосвязь определенных таким образом векторов воздействия и реакции в  $2N$ -полюснике определяется матрицей рассеяния  $[S]$  (от англ. *scatter*—

Устройства СВЧ и антенн

рассеивать). Характеризующая матрицу рассеяния система линейных уравнений имеет вид

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{01} \\ \dot{i}_{02} \\ \dots \\ \dot{i}_{0N} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dots & \dot{s}_{1N} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dots & \dot{s}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{s}_{N1} & \dot{s}_{N2} & \dots & \dot{s}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{i}_{\pi 1} \\ \dot{i}_{\pi 2} \\ \dots \\ \dot{i}_{\pi N} \end{pmatrix}. \quad (2.2)$$

Наряду с развернутой записью (2.2) в дальнейшем будем пользоваться для сокращения записи более компактной формой:

$$|\dot{i}_0\rangle = [S] \cdot |\dot{i}_\pi\rangle. \quad (2.2a)$$

Квадратная матрица  $[S]$  в соотношениях (2.2) и (2.2a), имеющая смысл математического оператора, указывающего правило преобразования вектора-воздействия в виде комплексных амплитуд падающих волн  $|\dot{i}_\pi\rangle$  в вектор-отклик в виде комплексных амплитуд отражённых волн  $|\dot{i}_0\rangle$ , называется **матрицей рассеяния**. Уравнения (2.2) и (2.2a) вполне аналогичны соотношению  $\dot{i}_0 = \dot{\rho} \cdot \dot{i}_\pi$  для двухполюсников, где коэффициент отражения  $\dot{\rho}$  играет роль матрицы рассеяния. Это и понятно, так как двухполюсник является, по существу, простейшим представителем многополюсников.

Чтобы определить элементы матрицы рассеяния, необходимо воздействовать на многополюсник падающими волнами поочередно со стороны каждого входа. Во всех входных линиях передачи, кроме возбуждаемой, падающие волны должны отсутствовать. Поэтому вне многополюсника эти линии должны замыкаться на неотражающие поглотители, т. е. согласованные нагрузки. Обратившись к системе уравнений (2.2), видим, что если напряжение одной из падающих волн отлично от нуля, то соответствующий столбец матрицы рассеяния может быть легко найден. Номер этого столбца матрицы, очевидно, соответствует номеру возбужденного входа, а элементы равны отношению нормированных напряжений расходящихся от многополюсника отраженных волн к нормированному напряжению единственной падающей волны:

$$\dot{s}_{mn} = \frac{\dot{i}_{0m}}{\dot{i}_{\pi n}} \Big|_{\dot{i}_{\pi q} = 0; q=1,2,\dots,N; q \neq n}. \quad (2.3)$$

Комплексные величины  $\dot{i}_{0m}$  и  $\dot{i}_{\pi n}$  в (2.3) должны быть жестко "привязаны" к плоскостям отсчета фаз, т. е. эти величины рассчитываются или измеряются в предварительно фиксированных входных сечениях в каждой подводящей линии многополюсника.

Согласно выражению (2.3), элементы матрицы рассеяния безразмерны и имеют четкий физический смысл. **Внедиагональные** элементы матрицы  $[S]$  представляют собой **волновые коэффициенты передачи** по нормированным напряжениям между каждыми двумя входами многополюсника при согласованных нагрузках на других входах. Исключение составляют **диагональные элементы** матрицы  $[S]$  (случай  $m = n$ ), которые являются **коэффициентами отражения** для каждого входа многополюсника при согласованных нагрузках на других вхо-

Устройства СВЧ и антенн

дах. Полезно запомнить, что в обозначении элемента  $\dot{s}_{mn}$  первый индекс  $m$  определяет номер строки матрицы и одновременно номер согласованного входа, на который происходит передача мощности, второй индекс  $n$  определяет номер столбца и одновременно указывает номер входа, с которого осуществляется возбуждение.

Пример. Матрица рассеяния коаксиального разветвления, показанная на рисунке 2.2.

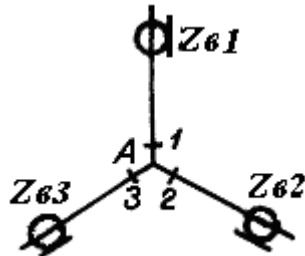


Рисунок 2.2 – Параллельное разветвление линий передачи

Пусть в точке А соединены параллельно три коаксиальных кабеля с Т-волной и с различными волновыми сопротивлениями  $Z_{B_i}$ . Если диаметры кабелей малы по сравнению с длиной волны, можно пренебречь эффектом возникновения волн высших типов в окрестности точки разветвления А и считать, что в этой точке при любых возбуждениях линий имеет место равенство ненормированных напряжений в каждой линии:  $\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{U}_3 = \dot{U}_A$ . Выберем положения плоскостей отсчета в каждой линии на бесконечно малом расстоянии от точки А (это допустимо вследствие предположения об отсутствии волн высших типов около точки А).

Положим, что падающая волна с ненормированным напряжением  $\dot{U}_{пл}$  набегают на разветвление со стороны входа 1. Если на входах 2 и 3 установлены неотражающие поглотители, т. е. резисторы с сопротивлениями  $Z_{B_2}$  и  $Z_{B_3}$ , то эквивалентной нагрузкой первой линии разветвления в точке А будет параллельное соединение сопротивлений  $Z_{B_2}$  и  $Z_{B_3}$ , равное  $R_H = Z_{B_2}Z_{B_3} / (Z_{B_2} + Z_{B_3})$ . Коэффициент отражения от такой нагрузки, в соответствии с формулой (2.3) равный элементу  $\dot{s}_{11}$  матрицы рассеяния,

$$\dot{s}_{11} = \frac{R_H - Z_{B_1}}{R_H + Z_{B_1}} = \frac{Z_{B_2}Z_{B_3} - Z_{B_1}Z_{B_2} - Z_{B_1}Z_{B_3}}{Z_{B_1}Z_{B_2} + Z_{B_1}Z_{B_3} + Z_{B_2}Z_{B_3}}.$$

Полное ненормированное напряжение в точке А

$$\dot{U}_A = \dot{U}_{пл}(1 + \dot{s}_{11}) = \dot{U}_{пл} \frac{2Z_{B_2}Z_{B_3}}{Z_{B_1}Z_{B_2} + Z_{B_1}Z_{B_3} + Z_{B_2}Z_{B_3}} = \dot{U}_{02} = \dot{U}_{03}.$$

Поскольку нормированное напряжение падающей волны в линии 1  $\dot{u}_{пл} = \dot{U}_{пл} / \sqrt{Z_{B_1}}$ , а нормированные напряжения расходящихся волн в линиях 2 и 3 соответственно  $\dot{u}_{02} = \dot{U}_A / \sqrt{Z_{B_2}}$  и  $\dot{u}_{03} = \dot{U}_A / \sqrt{Z_{B_3}}$ , для элементов  $\dot{s}_{21}$  и  $\dot{s}_{31}$  матрицы рассеяния в соответствии с (3.3) получаем следующие выражения:

Устройства СВЧ и антенн

$$\dot{s}_{21} = \frac{\dot{i}_{02}}{\dot{i}_{п1}} = \frac{2Z_{B3}\sqrt{Z_{B1}Z_{B2}}}{Z_{B1}Z_{B2} + Z_{B1}Z_{B3} + Z_{B2}Z_{B3}};$$

$$\dot{s}_{31} = \frac{\dot{i}_{03}}{\dot{i}_{п1}} = \frac{2Z_{B2}\sqrt{Z_{B1}Z_{B3}}}{Z_{B1}Z_{B2} + Z_{B1}Z_{B3} + Z_{B2}Z_{B3}}.$$

Анализ работы разветвления в испытательных режимах возбуждения падающей поочередно на входы 2 и 3 волной при согласованных нагрузках на остальных входах проводится аналогично. Соответствующие результаты могут быть получены путем простых замен индексов:  $1 \rightarrow 2, 2 \rightarrow 3, 3 \rightarrow 1$  при возбуждении входа 2 и  $1 \rightarrow 3, 3 \rightarrow 2, 2 \rightarrow 1$  при возбуждении входа 3.

При определении **матриц сопротивлений и проводимостей** используется классический подход к описанию входных режимов многополюсника через полные нормированные напряжения и токи. Это приводит к матричным описаниям многополюсников СВЧ, почти тождественным принятым в теории низкочастотных цепей. Главное отличие состоит в том, что вместо обычных напряжений и токов используются их нормированные величины (размерностью  $\sqrt{\text{Вт}}$ ).

**Матрица сопротивлений**  $[Z]$  связывает вектор-воздействие на  $2N$ -полюсник в виде набора комплексных амплитуд  $N$  нормированных токов и вектор-реакцию в виде набора комплексных амплитуд  $N$  нормированных напряжений:

$$|i\rangle = \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_N \end{pmatrix}, \quad |\dot{i}\rangle = \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix}.$$

Связь введенных таким образом векторов воздействия и реакции в  $2N$ -полюснике определяется нормированной матрицей сопротивлений  $[Z]$ . Характеризующая матрицу сопротивлений система линейных алгебраических уравнений имеет вид

$$|\dot{i}\rangle = [Z] \cdot |i\rangle \tag{2.4a}$$

или в подробной записи

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{z}_{11} & \dot{z}_{12} & \dots & \dot{z}_{1N} \\ \dot{z}_{21} & \dot{z}_{22} & \dots & \dot{z}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{z}_{N1} & \dot{z}_{N2} & \dots & \dot{z}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_N \end{pmatrix}. \tag{2.4б}$$

Соотношение (2.4б) аналогично обычному закону Ома для двухполюсника в виде  $\dot{i} = \dot{z}i$ , где входное сопротивление  $\dot{z}$  играет роль матрицы  $[Z]$ . Из уравнений (2.4б), проделывая мысленно опыты холостого хода на всех входах, кроме возбуждаемого, легко установить смысл элементов матрицы  $[Z]$ . При возбуждении  $n$ -го входа идеальным источником тока с нормированной величиной  $i_n$  и при холостом ходе на остальных входах получим все элементы столбца  $n$  матрицы  $[Z]$ :

Устройства СВЧ и антенн

$$\dot{z}_{mn} = \frac{\dot{i}_m}{i_n} \Big|_{i_{q=0}; q=1,2,\dots,N; q \neq n} \quad (2.5)$$

При этом комплексные нормированные напряжения и возбуждающие нормированные токи в (2.5) должны быть определены в плоскостях отсчета фаз многополюсника.

Недиагональные элементы матрицы  $[Z]$  представляют собой так называемые взаимные сопротивления входов  $m$  и  $n$  многополюсника. Первый индекс  $m$  в обозначении  $\dot{z}_{mn}$  указывает номер строки матрицы и одновременно номер входа, на котором определяется реакция в виде нормированного напряжения холостого хода. Второй индекс  $n$  означает номер столбца матрицы  $[Z]$  и одновременно номер входа, к которому прикладывается воздействие в виде нормированного тока.

Диагональным элементам матрицы  $[Z]$  соответствует случай  $m = n$  в (1.5). Диагональные элементы являются **собственными сопротивлениями** каждого входа многополюсника при размыкании всех других входов. Поскольку нормированные токи и напряжения имеют одинаковую размерность  $\sqrt{\text{Вт}}$ , все элементы матрицы сопротивлений получаются безразмерными.

Перейдем к определению нормированной **матрицы проводимостей**. Здесь воздействие на входах  $2N$ -полюсника выбирается в виде набора  $N$  комплексных амплитуд нормированных напряжений, а соответствующая реакция задается набором  $N$  комплексных амплитуд нормированных токов. Характеризующая матрицу проводимостей  $[Y]$  система линейных алгебраических уравнений имеет вид  $|i\rangle = [Y] \cdot |\dot{i}\rangle$ , или более подробно

$$\begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \dots \\ i_N \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{11} & \dot{y}_{12} & \dots & \dot{y}_{1N} \\ \dot{y}_{21} & \dot{y}_{22} & \dots & \dot{y}_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dot{y}_{N1} & \dot{y}_{N2} & \dots & \dot{y}_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{i}_1 \\ \dot{i}_2 \\ \dots \\ \dot{i}_N \end{pmatrix}$$

Из этой системы уравнений, проделывая мысленно опыты короткого замыкания входов (кроме возбужденного), получаем определение элементов матрицы проводимостей:

$$\dot{y}_{mn} = \frac{i_m}{\dot{i}_n} \Big|_{i_{q=0}; q=1,2,\dots,N; q \neq n}$$

Недиагональные элементы матрицы  $[Y]$  представляют комплексные **взаимные проводимости** в виде отношений выходных нормированных токов короткого замыкания к нормированному напряжению на возбуждаемом входе. Диагональные элементы матрицы  $[Y]$  являются **собственными проводимостями** каждого входа при условии короткого замыкания всех других входов. Как и в случае матрицы сопротивлений, нормированные токи и напряжения должны определяться в заранее зафиксированных плоскостях отсчета фаз. Так же как в матрице  $[Z]$ , все элементы матрицы  $[Y]$  являются безразмерными.

Сравнивая определения матриц сопротивлений и проводимостей одного и того же  $2N$ -полюсника, легко установить, что эти матрицы взаимно обратны:

Устройства СВЧ и антенн

$$[Z] = [Y]^{-1}, [Y] = [Z]^{-1}.$$

Матрицы сопротивлений и проводимостей наиболее часто применяются в расчетах многоэлементных антенн для учета взаимного влияния отдельных излучателей друг на друга. Отметим, что для некоторых пассивных многополюсников либо матрица сопротивлений, либо матрица проводимостей, либо обе они могут оказаться неопределенными (содержащими бесконечно большие элементы).

### 2.3 Соотношения между матрицами многополюсника

Любая матрица параметров многополюсника является его полной внешней характеристикой. Выбор той или иной матрицы диктуется удобством проведения расчетов элементов матриц или принятой методикой экспериментального определения параметров многополюсника. Все матрицы одного и того же многополюсника однозначно связаны между собой. Поэтому, зная одну из них, можно вычислить и остальные. Наиболее простая связь, как отмечалось, существует между матрицами сопротивлений и проводимостей - эти матрицы обратны одна по отношению к другой.

Чтобы установить взаимосвязь между матрицей рассеяния и матрицей сопротивлений (или проводимостей) и вообще между любыми двумя произвольными матрицами многополюсника, нужно использовать соотношения (2.1) между напряжениями падающих и отраженных волн во входных линиях передачи, с одной стороны, и нормированными напряжениями и токами — с другой. Имея в виду, что соотношения (2.1) справедливы для всех входных линий многополюсника, их можно представить в объединенной матричной форме относительно столбцов напряжений и токов:

$$2|\dot{u}_\Pi\rangle = |\dot{u}\rangle + |i\rangle, \quad 2|\dot{u}_0\rangle = |\dot{u}\rangle - |i\rangle. \quad (2.6)$$

Подставляя столбцы  $|\dot{u}_\Pi\rangle$  и  $|\dot{u}_0\rangle$  из (2.6) в систему уравнений (2.2), определяющую матрицу рассеяния, получаем  $(|\dot{u}\rangle - |i\rangle) = [S] \cdot (|\dot{u}\rangle + |i\rangle)$ .

Группируя в левой части равенства слагаемые с множителем  $|u\rangle$ , можно записать  $([E] - [S]) \cdot |u\rangle = ([E] + [S]) \cdot |i\rangle$ , где  $[E]$  — единичная матрица порядка  $N$ . Умножая это уравнение слева на матрицу  $([E] - [S])^{-1}$ , приходим к соотношению

$$|u\rangle = ([E] - [S])^{-1} \cdot ([E] + [S]) \cdot |i\rangle,$$

из сопоставления которого с определяющей системой уравнений (2.4) для матрицы сопротивлений следует искомая формула связи матриц  $[Z]$  и  $[S]$ :

$$[Z] = ([E] - [S])^{-1} \cdot ([E] + [S]). \quad (2.7)$$

Из соотношения (2.7) следует, что матрица сопротивлений существует не всегда - она оказывается неопределенной при обращении в нуль определителя матрицы, подлежащей обращению, т. е. при  $\det([E] - [S]) = 0$ .

Для матрицы проводимостей  $[Y]$  тем же путем, что и для матрицы  $[Z]$ , можно получить выражение, связывающее ее с матрицей рассеяния:

$$[Y] = ([E] + [S])^{-1} \cdot ([E] - [S]). \quad (2.8)$$

Устройства СВЧ и антенн

Из этого соотношения следует, что если определитель  $\det([E]+[S]) = 0$ , то матрица проводимостей  $[Y]$  для многополюсника отсутствует. Например, непосредственной проверкой можно установить, что обращаются в нуль  $\det([E]-[S])$  и  $\det([E]+[S])$  для шестиполюсника в виде параллельного разветвления трех линий передачи (см. рисунок 1.2). Это указывает на одновременное отсутствие матриц  $[Z]$  и  $[Y]$  для такого шестиполюсника.

Матричные соотношения (2.7) и (2.8) аналогичны известным соотношениям в линии передачи, связывающим нормированное сопротивление  $\dot{z}$  (или нормированную проводимость  $\dot{y}$ ) и коэффициент отражения:

$$\dot{z} = (1 + \dot{\rho}) / (1 - \dot{\rho}), \quad \dot{y} = (1 - \dot{\rho}) / (1 + \dot{\rho}).$$

Это вполне естественно, поскольку последние соотношения можно рассматривать как частный случай (2.7) и (2.8) для минимального многополюсника с одним входом.

Таким образом, для получения соотношения между любыми двумя нормированными матрицами многополюсника достаточно использовать системы уравнений, определяющие эти матрицы, и соотношения типа (2.6), связывающие нормированные напряжения и токи и напряжения падающих и отраженных волн.

*Можно установить, что матрица рассеяния выражается через матрицы сопротивлений и проводимостей с помощью формул*

$$[S] = ([Z] - [E])([Z] + [E])^{-1} = ([E] - [Y])([E] + [Y])^{-1}, \quad (2.9)$$

аналогичных известным соотношениям в линии передачи

$$\dot{\rho} = (\dot{z} - 1) / (\dot{z} + 1) = (1 - \dot{y}) / (1 + \dot{y}).$$

Заметим, что **матричные сомножители в формулах связи матриц** (2.7)-(2.9) перестановочны между собой, что легко проверяется с помощью тождественных преобразований. Такая возможность изменения порядка сомножителей позволяет упрощать многие выкладки при анализе устройств СВЧ.

**Зависимость матриц многополюсников от нумерации входов.** Любая матрица многополюсника имеет смысл только при установленном порядке нумерации входов. При изменении нумерации получаются другие матрицы: числовые значения элементов, конечно, остаются теми же самыми, но расположение элементов матрицы изменяется. Для получения расчетных соотношений введем специальную квадратную матрицу перенумерации  $[G]$  по следующему правилу. В каждую строку матрицы  $[G]$  запишем  $N-1$  нулей и одну единицу в ту позицию, номер которой соответствует новому номеру входа, прежний номер которого равен номеру этой строки. Например, если третий вход стал седьмым, то в третьей строке в седьмом столбце записывается единица, а все остальные элементы этой строки полагаются равными нулю. На конкретных примерах можно убедиться, что матрица перенумерации оказывается ортогональной, т. е. удовлетворяет соотношению  $[G][G]^T = [E]$ , где  $[E]$ —единичная матрица порядка  $N$ . Индекс  $t$  означает транспонирование матрицы.

Если обозначить через  $|u_{II}\rangle$  и  $|u'_{II}\rangle$ ,  $|u_0\rangle$  и  $|u'_0\rangle$  распределения напряжений падающих и отраженных волн соответственно при старой и новой нумерациях, то эти распределения будут связаны между собой с помощью матрицы перенумерации следующим образом:  $|u_{II}\rangle = [G] \cdot |u'_{II}\rangle$ ,  $|u_0\rangle = [G] \cdot |u'_0\rangle$ .



Устройства СВЧ и антенн

Подставим теперь столбцы  $|u_{\Pi}\rangle$  и  $|u_0\rangle$  в определяющую систему уравнений (2.2) для матрицы рассеяния:  $[G] \cdot |u'_0\rangle = [S] \cdot [G] \cdot |u'_{\Pi}\rangle$ . Умножая это равенство слева на матрицу  $[G]^{-1}$  (вследствие ортогональности  $[G]^{-1} = [G]_t$ ), получим  $|u'_0\rangle = [G]_t \cdot [S] \cdot [G] \cdot |u'_{\Pi}\rangle$ , откуда следует, что новая матрица рассеяния  $[S]_G$  для многополюсника с перенумерованными входами связана с исходной матрицей рассеяния соотношением

$$[S]_G = [G]_t \cdot [S] \cdot [G], \quad (2.10)$$

которое является частным случаем известного в математике преобразования подобия.

Таким же образом можно получить аналогичные (2.10) выражения матриц сопротивлений и проводимостей для перенумерованного многополюсника:

$$[Z]_G = [G]_t \cdot [Z] \cdot [G], \quad [Y]_G = [G]_t \cdot [Y] \cdot [G].$$

С помощью перенумерации входов удается приводить матрицы устройств к стандартной форме, принятой для многополюсников того или иного вида.

**Ненормированные матрицы многополюсников.** Остановимся кратко на взаимосвязи нормированных и ненормированных матриц сопротивлений и проводимостей. Ненормированные матрицы имеют ограниченное распространение при описании устройств СВЧ с подводными линиями, канализирующими Т-волны. Для таких линий соотношения нормировки напряжений и токов имеют вид

$$\dot{u}_m = \dot{U}_m / \sqrt{Z_{Bm}}, \quad \dot{i}_m = \dot{I}_m \sqrt{Z_{Bm}},$$

где  $m$  — номер входа. Всей совокупности входных линий передачи  $2N$ -полюсника соответствуют матричные соотношения нормировки

$$|u\rangle = [Z_B]^{-0.5} \cdot |U\rangle, \quad |i\rangle = [Z_B]^{0.5} \cdot |I\rangle,$$

где  $[Z_B]^{0.5}$  — диагональная матрица, элементами диагонали которой являются положительные числа  $\sqrt{Z_{Bm}}$ ,  $m = 1, 2, \dots, N$ . Матрица  $[Z_B]^{-0.5}$  — также диагональная матрица, элементы диагонали которой равны  $1 / \sqrt{Z_{Bm}}$ .

Подставив столбцы  $|u\rangle$  и  $|i\rangle$ , определенные соотношениями нормировки, в систему уравнений (2.4) и решив эту систему относительно столбца  $|U\rangle$ , получим  $|U\rangle = [Z_B]^{0.5} \cdot [Z] \cdot [Z_B]^{0.5} \cdot |I\rangle$ , или  $|U\rangle = [\tilde{Z}] \cdot |I\rangle$ .

Отсюда следует, что ненормированные столбцы напряжений и токов связаны между собой квадратной матрицей  $[\tilde{Z}] = [Z_B]^{0.5} \cdot [Z] \cdot [Z_B]^{0.5}$ , которая может быть названа **ненормированной матрицей сопротивлений**. Элементы этой матрицы имеют размерность Ом и связаны с соответствующими безразмерными элементами  $\dot{z}_{mn}$  нормированной матрицы  $[Z]$  соотношением

$$\tilde{z}_{mn} = \dot{z}_{mn} \sqrt{Z_{Bm} Z_{Bn}}.$$

Аналогично вводится **ненормированная матрица проводимостей**

$$|I\rangle = [\tilde{Y}] \cdot |U\rangle, \quad [\tilde{Y}] = [Z_B]^{-0.5} \cdot [Y] \cdot [Z_B]^{-0.5}.$$

## Устройства СВЧ и антенн

Элементы матрицы  $[\tilde{Y}]$  (размерность См) связаны с безразмерными элементами нормированной матрицы проводимостей соотношением

$$\tilde{y}_{mn} = y_{mn} / \sqrt{Z_{Bm} Z_{Bn}}.$$

Ненормированные матрицы  $[\tilde{Z}]$  и  $[\tilde{Y}]$  применяются в теории многоэлементных вибраторных и щелевых антенн.

### 2.4 Идеальная и реальная матрицы многополюсников

Матрицы параметров многополюсников по назначению и применению могут быть условно разделены на две группы:

- идеальные многополюсники,
- реальные многополюсники.

**Идеальные многополюсники** используются для формулировки технических требований к конкретным узлам и устройствам, исходя из их назначения в тракте СВЧ.

Например, для защиты генераторов СВЧ от вредного влияния отраженных от нагрузки волн необходимо четырехполюсное устройство, пропускающее колебания в одну сторону (с входа 1 на вход 2) и не пропускающее их в обратную сторону. Такое устройство, называемое **вентилем**, должно иметь матрицу рассеяния вида

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ e^{-j\varphi} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.11)$$

При задании этой идеальной матрицы совершенно не важно, как устроен вентиль. При задании идеальных матриц часто игнорируют частотную зависимость элементов и не уточняют положения плоскостей отсчета фаз.

**Реальные многополюсники** фиксируют результаты расчета или экспериментального исследования устройства. При записи реальных матриц многополюсников всегда имеется в виду конкретное устройство с предварительно установленными плоскостями отсчета фаз и в большинстве случаев учитывается частотная зависимость элементов.

Например, для конкретного экземпляра вентиля реальная матрица рассеяния на расчетной частоте может иметь вид

$$[\mathbf{S}_p] = \begin{bmatrix} \dot{\rho}_1 & \dot{\alpha} \\ \dot{\tau} & \dot{\rho}_2 \end{bmatrix}, \quad (2.12)$$

причем для хорошо спроектированного вентиля модули элементов матрицы  $\rho_1$ ,  $\rho_2$  и  $\alpha$  близки нулю, а модуль коэффициента передачи  $\tau$  несколько меньше единицы как из-за наличия отраженной волны, так и из-за неизбежных внутренних потерь. В полосе частот элементы матрицы  $[\mathbf{S}_p]$  изменяются и, сравнивая модули элементов с допустимыми значениями, можно установить рабочую полосу частот вентиля.

При получении как идеальных, так и реальных матриц многополюсников большое значение имеет априорная информация о фундаментальных свойствах рассматриваемого устройства.

## Устройства СВЧ и антенн

К априорной информации о пассивных многополюсниках, существенной для определения их матриц, относятся сведения

- о подчинении или неподчинении многополюсника теореме взаимности,
- об отсутствии потерь мощности внутри многополюсника,
- о наличии определенной симметрии.

Без учета априорной информации для описания  $2N$ -полюсника требуется  $N^2$  комплексных параметров, образующих, например, элементы какой-либо матрицы. Однако свойства взаимности, отсутствия потерь и симметрии приводят к взаимосвязи различных элементов одной и той же матрицы многополюсника и число независимых параметров уменьшается.

Учет априорных соотношений взаимосвязи между элементами матрицы многополюсника позволяет избежать ошибок при записи идеальных матриц из-за нарушения физических законов. При анализе реальных матриц априорные соотношения взаимности, отсутствия потерь и симметрии могут быть использованы для проверки правильности расчетов или для оценки уровня случайных ошибок при измерениях.

## Лекция №3. Методы анализа и синтеза устройств СВЧ

### 3.1 Метод декомпозиции

Универсальным методом расчета устройств СВЧ является разбиение - **декомпозиция** сложного устройства на ряд более простых устройств, характеризующихся соответствующими матрицами параметров, что допускает их независимый анализ. Эти простые устройства называют **базовыми элементами**. Если характеристики базовых элементов предварительно изучены и установлены номиналы параметров, определяющих матрицу каждого базового элемента, то анализ электрических характеристик сложной системы СВЧ сводится к проводимому по специальным алгоритмам расчету матриц параметров для объединения двух базовых элементов и более.

Для расчета низкочастотных электрических цепей достаточен набор базовых элементов из резистора (поглотителя мощности), конденсатора (накопителя энергии электрического поля), индуктивной катушки (накопителя энергии магнитного поля). На сверхвысоких частотах свойства накопления и поглощения электромагнитной энергии присущи любому элементу объема анализируемого устройства и выделение базовых элементов становится не столь однозначным.

Традиционный подход к декомпозиции устройств СВЧ предусматривает замену каждого выделенного базового элемента некоторой схемой замещения, состоящей из сосредоточенных элементов  $L$ ,  $C$  и  $R$  и отрезков линии передачи. Электродинамические расчеты базовых элементов проводят заблаговременно, а результаты представляют в виде приближенных формул и таблиц, определяющих связь номиналов в схеме замещения с геометрическими размерами базового элемента, длиной волны и параметрами магнитодиэлектриков. Преимуществами такого подхода являются универсальность, схожесть с теорией низкочастотных цепей, а также наглядность представлений о функционировании сложных

устройств СВЧ, достигаемая за счет разумной идеализации схем замещения. Недостатками традиционного подхода являются потеря точности при использовании упрощенных схем замещения и трудности в количественной оценке погрешностей расчета.

Эти недостатки успешно преодолеваются при формальном электродинамическом подходе, ориентированном на применение мощных ЭВМ. Здесь осуществляется **декомпозиция устройства СВЧ** на ряд базовых элементов в виде геометрических конфигураций, допускающих аналитическое или численное определение матрицы параметров путем решения уравнений Максвелла при заданных граничных условиях. Последующее нахождение матрицы параметров сложного устройства (**рекомпозиция**) осуществляется по точно таким же алгоритмам объединения многополюсников, как и при традиционном подходе на основе схем замещения. Электродинамический подход в принципе позволяет выполнять расчеты с любой требуемой точностью, однако при этом теряется наглядность анализа и происходит сужение класса устройств, рассчитываемых по конкретной вычислительной программе.

Между традиционным и электродинамическим подходами нет глубоких принципиальных различий, и поэтому в основу последующего изложения методов анализа на основе принципа декомпозиции положен традиционный подход на основе схем замещения базовых элементов. При этом следует различать два **уровня декомпозиции**: 1) представление укрупненных базовых элементов СВЧ в виде схем замещения из отрезков линий передачи и элементов  $L, C$  и  $R$ ; 2) разбиение тракта СВЧ на укрупненные базовые элементы и использование алгоритмов объединения многополюсников.

### 3.2 Матрица рассеяния каскадно соединенных многополюсников

Принцип декомпозиции может быть использован для нахождения матриц рассеяния любых линейных устройств, образованных поочередным соединением базовых элементов. При этом заданная идеальная матрица рассеяния многополюсника представляется как результат объединения нескольких матриц рассеяния более простых многополюсников.

Наиболее общая схема каскадного соединения двух многополюсников представлена на рисунке 3.1. Каждый многополюсник имеет группу входов, не участвующих в соединении (у первого многополюсника таких входов  $M$ , у второго  $N$ ) и группу соединяемых входов числом  $P$ . Если второй многополюсник не имеет

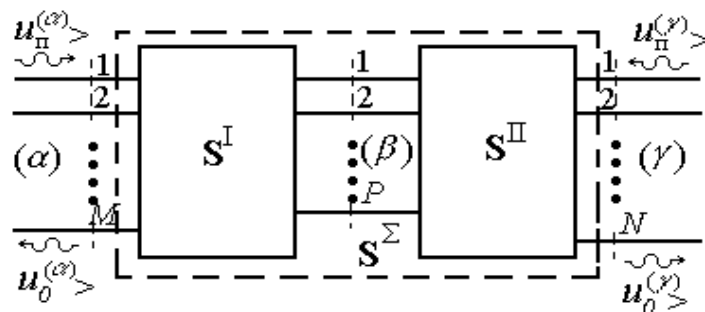


Рисунок 3.1 – Каскадное соединение двух многополюсников

Устройства СВЧ и антенн

«свободных» входов ( $N=0$ ), то он является просто многовходовой нагрузкой первого многополюсника.

Каждый из многополюсников имеет группу входов, не участвующих в соединении (у первого многополюсника число таких входов равно  $M$ , у второго  $N$ ), и группу соединяемых входов, число которых равно  $P$ . В частности, многополюсник I может иметь один свободный вход и  $P$  соединяемых входов, для которых многополюсник II представляет  $P$ -входную комплексную нагрузку (случай, соответствующий распределительной системе многоэлементной ФАР, нагруженной на комплексные входные сопротивления излучателей).

Для определения  $\mathbf{S}^\Sigma$  применяют следующую нумерацию входов: группа входов  $\alpha$ , объединяющая все свободные  $M$  входов первого многополюсника; группа входов  $\beta$ , объединяющая  $P$  входов, участвующих в соединении, и, наконец, группа входов  $\gamma$ , объединяющая  $N$  свободных входов второго многополюсника:

$$S^I = \begin{matrix} & & 1 & \dots & M & 1 & \dots & P \\ \begin{matrix} (\alpha) \\ \vdots \\ M \\ 1 \\ \vdots \\ (\beta) \\ P \end{matrix} & & \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha} & \vdots & \mathbf{S}_{\alpha\beta} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{S}_{\beta\alpha} & \vdots & \mathbf{S}_{\beta\beta} \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} & & & & & \end{matrix}; \quad (3.1a)$$

$$S^{II} = \begin{matrix} & & 1 & \dots & P & 1 & \dots & N \\ \begin{matrix} (\beta) \\ \vdots \\ P \\ 1 \\ \vdots \\ (\gamma) \\ N \end{matrix} & & \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\beta\beta}^II & \vdots & \mathbf{S}_{\beta\gamma} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{S}_{\gamma\beta} & \vdots & \mathbf{S}_{\gamma\gamma} \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} & & & & & \end{matrix}, \quad (3.16)$$

где каждая из квадратных матриц  $\mathbf{S}^I$  (порядка  $M+P$ ) и  $\mathbf{S}^{II}$  (порядка  $P+N$ ) представлена в виде четырех блочных матриц.

Матрица рассеяния  $\mathbf{S}^\Sigma$  представляется при этом в виде

$$S^\Sigma = \begin{matrix} & & (\alpha) & & (\gamma) \\ \begin{matrix} (\alpha) \\ \vdots \\ (\gamma) \end{matrix} & & \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{\alpha\alpha}^\Sigma & \vdots & \mathbf{S}_{\alpha\gamma} \\ \dots & \dots & \dots \\ \mathbf{S}_{\gamma\alpha} & \vdots & \mathbf{S}_{\gamma\gamma}^\Sigma \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix} & & \end{matrix}, \quad (3.2)$$

Устройства СВЧ и антенн

$$\text{где } \mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma} = \mathbf{S}_{\alpha\alpha} + \mathbf{S}_{\alpha\beta} \frac{\mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}} \mathbf{S}_{\beta\alpha}}{1 - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}}}; \quad \mathbf{S}_{\alpha\gamma} = \mathbf{S}_{\alpha\beta} \frac{\mathbf{S}_{\beta\gamma}}{1 - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}}};$$

$$\mathbf{S}_{\gamma\alpha} = \mathbf{S}_{\gamma\beta} \frac{\mathbf{S}_{\beta\alpha}}{1 - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}}}; \quad \mathbf{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma} = \mathbf{S}_{\gamma\gamma} + \mathbf{S}_{\gamma\beta} \frac{\mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}} \mathbf{S}_{\beta\gamma}}{1 - \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}} \mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}}}. \quad (3.3)$$

При использовании выражений (3.1)-(3.3) следует иметь в виду, что, во-первых, процедуре объединения многополюсников должна предшествовать операция упорядочения нумерации входов. Во-вторых, соединяемые входы представляют собой плоскости отсчета фаз, принадлежащие одной и той же линии передачи, т.е. нельзя непосредственно соединять между собой различные линии передачи. Стык различающихся линий передачи является отдельным устройством и должен учитываться соответствующей матрицей параметров. В-третьих, сдвиг во входных линиях передачи плоскостей отсчета в новые положения приводит к изменению матриц параметров.

Для некоторых разновидностей соединяемых многополюсников формулы существенно упрощаются и могут быть использованы при получении аналитических выражений для элементов матриц рассеяния укрупненных базовых элементов СВЧ. Рассмотрим характерные случаи.

**1. Один из многополюсников согласован и развязан по всем соединяемым входам.** Если имеют место согласование и развязка групп входов  $\beta$  либо первого, либо второго многополюсника, то формулы (3.3) принимают вид:

$$\begin{array}{ll} \text{при } [\mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}}] = [0] & \text{при } [\mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}}] = [0] \\ [\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma}] = [\mathbf{S}_{\alpha\alpha}] + [\mathbf{S}_{\alpha\beta}] [\mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{II}}] [\mathbf{S}_{\beta\alpha}], & [\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma}] = [\mathbf{S}_{\alpha\alpha}], \\ [\mathbf{S}_{\alpha\gamma}] = [\mathbf{S}_{\alpha\beta}] [\mathbf{S}_{\beta\gamma}], & [\mathbf{S}_{\alpha\gamma}] = [\mathbf{S}_{\alpha\beta}] [\mathbf{S}_{\beta\gamma}], \\ [\mathbf{S}_{\gamma\alpha}] = [\mathbf{S}_{\gamma\beta}] [\mathbf{S}_{\beta\alpha}], & [\mathbf{S}_{\gamma\alpha}] = [\mathbf{S}_{\gamma\beta}] [\mathbf{S}_{\beta\alpha}], \\ [\mathbf{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma}] = [\mathbf{S}_{\gamma\gamma}], & [\mathbf{S}_{\gamma\gamma}^{\Sigma}] = [\mathbf{S}_{\gamma\gamma}] + [\mathbf{S}_{\gamma\beta}] [\mathbf{S}_{\beta\beta}^{\text{I}}] [\mathbf{S}_{\beta\gamma}]. \end{array} \quad (3.4)$$

Недиагональные блоки матрицы рассеяния объединенного многополюсника, называемые **блоками передачи**, могут быть вычислены как произведения соответствующих блоков матриц рассеяния отдельных каскадов.

**2. Матрица рассеяния многополюсника при подключении к одному из входов заданной нагрузки** имеет вид

$$[\mathbf{S}_{\alpha\alpha}^{\Sigma}] = [\mathbf{S}_{\alpha\alpha}] + \frac{\dot{\rho}_{\text{H}}}{1 - \dot{s}_{\text{pp}} \dot{\rho}_{\text{H}}} [\mathbf{S}_{\alpha\beta} \gg \mathbf{S}_{\beta\alpha}]. \quad (3.5)$$

Таким образом, при подключении к многополюснику нагрузки матрица рассеяния уменьшает свой порядок на единицу.

Если в качестве многополюсника фигурирует четырехполюсник, то выражение (3.5) преобразуется в формулу для входного коэффициента отражения четырехполюсника с заданной нагрузкой

$$\dot{\rho}_{\text{Bx}} = \dot{s}_{11} + \dot{s}_{12} \dot{s}_{21} \dot{\rho}_{\text{H}} / (1 - \dot{s}_{22} \dot{\rho}_{\text{H}}). \quad (3.6)$$

При подключении к входам многополюсника нескольких нагрузок преобразование матрицы рассеяния многополюсника можно производить последовательно,

используя каждый раз формулу (3.5) и понижая порядок матрицы рассеяния на единицу. При подключении поглощающих нагрузок в недиссипативный многополюсник результирующая матрица рассеяния теряет свойство унитарности.

### 3.3 Метод синфазного и противофазного возбуждения для симметричных восьмиполюсников

Метод синфазного и противофазного возбуждения позволяет свести анализ восьмиполюсников, имеющих плоскость симметрии, к анализу более простых четырехполюсников, представляющих собой «половины» восьмиполюсника. Данное «разделение» представлено на рисунке 3.2, а.

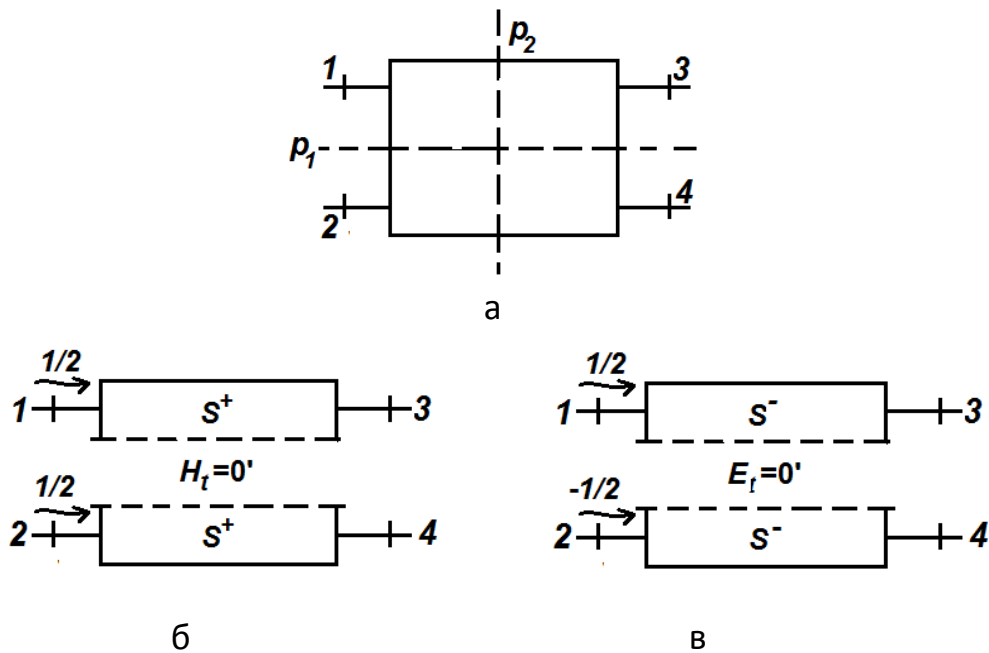


Рисунок 3.2 – Декомпозиция восьмиполюсника

В матрице рассеяния восьмиполюсника вследствие симметрии и взаимности независимыми между собой оказываются только шесть элементов:

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22}, \quad \dot{s}_{21} = \dot{s}_{12}, \quad \dot{s}_{31} = \dot{s}_{13} = \dot{s}_{42} = \dot{s}_{24}, \quad \dot{s}_{41} = \dot{s}_{14} = \dot{s}_{23} = \dot{s}_{32}, \quad \dot{s}_{33} = \dot{s}_{44}, \quad \dot{s}_{43} = \dot{s}_{34}.$$

Рассмотрим два режима возбуждения восьмиполюсника: синфазный и противофазный.

1. При синфазном возбуждении со стороны входов 1 и 2 падающими волнами  $\dot{u}_{n1}^+ = 1/2$  и  $\dot{u}_{n2}^+ = 1/2$  через плоскость симметрии не происходит передача мощности и в ней устанавливается пучность напряженности касательного электрического поля и нуль распределения напряженного магнитного поля, т.е. создается режим холостого хода. Плоскость как бы расчленяет восьмиполюсник на два не связанных между собой парциальных четырехполюсника синфазного возбуждения, каждый из которых характеризуется матрицей рассеяния  $S^+$ , как показано на рисунке 3.2, б.

Устройства СВЧ и антенн

2. . При противофазном возбуждении со стороны входов 1 и 2 падающими волнами  $\dot{u}_{n1}^- = 1/2$  и  $\dot{u}_{n2}^- = -1/2$  через плоскость симметрии нет передачи мощности, в этой плоскости устанавливается нуль распределения напряженности электрического поля и пучность распределения напряженного касательного магнитного поля, т.е. создается режим короткого замыкания. Плоскость симметрии как бы расчленяет восьмиполюсник на два не связанных между собой парциальных четырехполюсника противофазного возбуждения, каждый из которых характеризуется матрицей рассеяния  $\mathbf{S}^-$ , как показано на рисунке 3.2,в.

Матрицы рассеяния парциальных четырехполюсников синфазного и противофазного возбуждения имеют вид:

$$\mathbf{S}^+ = \begin{bmatrix} \dot{\rho}_1^+ & \dot{t}^+ \\ \dot{t}^+ & \dot{\rho}_2^+ \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S}^- = \begin{bmatrix} \dot{\rho}_1^- & \dot{t}^- \\ \dot{t}^- & \dot{\rho}_2^- \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

и могут быть определены одна независимо от другой, например, через матрицы передачи, если парциальные четырехполюсники представимы в виде цепочки элементарных каскадов.

Суперпозиция синфазного и противофазного возбуждения входов 1 и 2 восьмиполюсника представляет собой возбуждение одиночного входа 1:

$$\dot{u}_{n1} = \dot{u}_{n1}^+ + \dot{u}_{n1}^- = 1, \quad \dot{u}_{n2} = \dot{u}_{n2}^+ + \dot{u}_{n2}^- = 0. \quad (3.8)$$

Учитывая соотношения (3.8), независимые элементы матрицы рассеяния  $\mathbf{S}$  восьмиполюсника будут определяться выражениями:

$$\begin{aligned} \dot{s}_{11} &= \frac{1}{2}(\dot{\rho}_1^+ + \dot{\rho}_1^-), & \dot{s}_{21} &= \frac{1}{2}(\dot{\rho}_1^+ - \dot{\rho}_1^-), \\ \dot{s}_{31} &= \frac{1}{2}(\dot{t}_1^+ + \dot{t}_1^-), & \dot{s}_{41} &= \frac{1}{2}(\dot{t}_1^+ - \dot{t}_1^-). \end{aligned} \quad (3.9a)$$

Для нахождения элементов  $\dot{s}_{33}$  и  $\dot{s}_{43}$  матрицы рассеяния  $\mathbf{S}$  повторяются операции синфазного и противофазного возбуждения для входов 3 и 4. В результате имеем:

$$\dot{s}_{33} = \frac{1}{2}(\dot{\rho}_2^+ + \dot{\rho}_2^-), \quad \dot{s}_{43} = \frac{1}{2}(\dot{\rho}_2^+ - \dot{\rho}_2^-). \quad (3.9б)$$

При наличии у восьмиполюсника еще одной плоскости симметрии (или же при наличии полной поворотной симметрии всех четырех входов) имеем

$$\dot{s}_{33} = \dot{s}_{11}, \quad \dot{s}_{43} = \dot{s}_{21}. \quad (3.10)$$

Метод синфазного и противофазного возбуждения может быть обобщен на симметричные многополюсники с любым четным числом входов.



### 3.3 Алгоритмизация проблемы анализа и синтеза многополюсников СВЧ и принципы построения соответствующих САПР для отдельных составных узлов СВЧ и для сложных трактов

В последние десятилетия наблюдается интенсивное развитие систем автоматизированного проектирования (САПР) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Эти системы различаются по типу проектируемой РЭА: цифровой, аналоговой и по диапазону частот, в котором функционирует РЭА: низкочастотный и сверхвысокочастотный (СВЧ). При этом можно отметить возрастание роли СВЧ РЭА. Данная тенденция обусловлена большим количеством систем, функционирующих на СВЧ: мобильная связь, навигация (GPS, ГЛОНАС), спутниковое телевидение, телекоммуникационные системы, системы специального назначения и т.д. С другой стороны, многие вопросы функционирования низкочастотных систем, например, электромагнитная совместимость различных подсистем, должны решаться методами, характерными для диапазона СВЧ.

Такое расширение области применения СВЧ РЭА отразилось на развитии соответствующих САПР. Начиная с девяностых годов прошлого столетия, стали появляться первые системы проектирования, ориентированные на СВЧ диапазон (*Touchstone, Libra*). Они отличались сравнительной простотой математического обеспечения и текстовым описанием исследуемой схемы.

Последующее развитие САПР РЭА СВЧ было связано с совершенствованием интерфейса пользователя, который постепенно приближался к графическому, а также с переходом к электродинамическому анализу устройства. Здесь можно упомянуть САПР *Microwave Office* фирмы *Applied Wave Research*, в которой сочетаются электродинамический анализ устройства (*EM Sight*) с его представлением в виде набора базовых элементов. Следует отметить, что система *Microwave Office* содержит также практически полный набор инструментов, характерных для низкочастотной САПР, таких как нелинейный анализ схемы, ее оптимизация, анализ чувствительности, статистический анализ. Здесь видна тенденция к созданию интегрированных САПР, поддерживающих весь цикл проектирования РЭА вплоть до изготовления схемы. В ряду таких систем необходимо отметить *Advanced Design System (ADS)*, содержащую блок электродинамического анализа *ADS Momentum*.

Системы *Microwave Office* и *ADS* не являются в полной мере системами трехмерного электродинамического моделирования, так как они ориентированы на анализ исключительно многослойных печатных схем. Такие системы называют также 2.5-мерными системами.

Максимальной универсальностью с точки зрения решения трехмерных задач электродинамики обладают такие системы как *High Frequency System Simulator (HFSS)* и *Microwave Studio (MWS)*.

В современных САПР реализуются разные математические методы. Среди них можно отметить прямые методы решения граничных задач, такие как метод конечных элементов (МКИ) и метод *Finite Difference Time Domain (FDTD)*. Отличительной и наиболее привлекательной их чертой является универсальность, т.е.

## Устройства СВЧ и антенн

возможность анализировать практически любую структуру. Платой за универсальность являются большие затраты компьютерных ресурсов.

С точки зрения пользователя наиболее существенным недостатком является большое время необходимое для анализа СВЧ структур. Причина этого обусловлена дискретизацией пространства, лежащей в основе МКИ и *FDTD*. Количество элементов разбиения определяет размерность решаемой задачи. В случае МКИ и *FDTD* оно является максимально возможным из всех известных методов. Отметим, что МКИ используется в *HFSS*, а *FDTD* в *MWS*.

Среди причин усложнения программ, рассчитывающих СВЧ структуры, является переход от методов теории цепей (к которым относится метод Олинера, имеющий в ряде случаев достаточно высокую для практических задач точность расчета) к полноценному расчету трехмерного электромагнитного поля. Данный переход обусловлен тем, что многие части реального устройства не поддаются декомпозиции на элементы, которые есть в библиотеке модулей.

## Лекция №4. Управляющие устройства СВЧ

### 4.1 Классификация управляющих устройств СВЧ

**Управляющими устройствами СВЧ** называют многополюсники, позволяющие регулировать амплитуду, фазу и поляризацию сигналов СВЧ или изменять пути их прохождения в трактах. По характеру управления различают устройства с механическим и электрическим управлением. В **механических** управляющих устройствах изменение параметров передачи сигналов происходит вследствие перемещения отдельных частей устройства. В **электрических** управляющих устройствах параметры тракта изменяются без каких-либо перемещений его частей под прямым воздействием электрических сигналов управления. Электрически управляемые устройства могут быть выполнены на коммутационных диодах СВЧ, подмагниченных ферритах, газовых разрядниках и сегнетоэлектрических элементах.

**В зависимости от выполняемых функций** можно выделить следующие управляющие устройства СВЧ:

- **выключатели** - четырехполюсники, обеспечивающие либо согласованную передачу сигнала со входа на выход (открытое состояние), либо отсутствие передачи сигнала (закрытое состояние или режим запираения). Режим запираения может быть реализован путем либо полного отражения сигнала, либо его поглощения;

- **коммутаторы** - многополюсники, имеющие один или несколько входов и ряд выходов. Сигналы, поданные на входы, поступают по одному или нескольким изменяемым при переключении каналам на выходы с минимальными потерями и при выполнении условий согласования;

- **отражательные фазовращатели** - двухполюсники с регулируемой фазой коэффициента отражения (плавно или ступеньками) при модуле коэффициента отражения, близком единице. В идеале отражательный фазовращатель представляет собой переменное реактивное сопротивление и может быть реализован в виде короткозамкнутого или разомкнутого шлейфа переменной длины;

## Устройства СВЧ и антенн

- **проходные фазовращатели** - согласованные четырехполюсники, в идеале реактивные, обладающие переменной фазой коэффициента передачи. Проходные фазовращатели бывают плавными (с непрерывным изменением фазы) и ступенчатыми (дискретными), в которых фаза принимает ряд фиксированных значений, различающихся на постоянную величину  $\Delta\varphi$  — дискрет фазы;

- **аттенюаторы** - четырехполюсники, обеспечивающие плавное или дискретное изменение вносимого ослабления от минимального значения  $L_{\min}$  до максимального значения  $L_{\max}$ ;

- **поляризаторы** - согласованные восьмиполюсники, предназначенные для изменения поляризации волны, проходящей в тракте.

## 4.2 Коммутационные диоды СВЧ

**Коммутационные диоды СВЧ.** Благодаря своей относительной простоте и большому числу замечательных свойств полупроводниковые  $p-i-n$  структуры уже с 50-х годов нашли широчайшее применение в конструкциях многих разновидностей полупроводниковых диодов, начиная от высоковольтных выпрямительных до фотодиодов и гетеролазеров. Наиболее уверенно  $pin$ -диоды заняли свою нишу в ВЧ- и СВЧ-диапазонах для управления уровнем и (или) фазой СВЧ-сигналов, коммутации ВЧ- и СВЧ-мощности в линиях передач, для защиты радиотехнической аппаратуры от случайных СВЧ-импульсов, для стабилизации СВЧ-мощности, а также в аттенюаторах ВЧ-диапазона. Кроме того, одной из причин современного интереса к СВЧ  $pin$ -диодам является резкое увеличение спроса на бескорпусные приборы. В этих сферах  $pin$ -диоды практически не имеют конкурентов, а из-за фактической невозможности их совмещения на чипе с другими элементами не вытесняются и интегральными схемами.

В отечественной практике  $pin$ -диоды СВЧ-диапазона получили **название переключательных** и **ограничительных** (в зависимости от рода использования), в ВЧ-диапазоне их называют **коммутационными** и **регулируемыми резистивными** (для аттенюаторов). В зарубежной практике в их названии сохранен конструктивно-технологический маркер «*PIN-Diodes*».

Наиболее распространены  $p-i-n$ -диоды, у которых сильнолегированные торцевые  $p$ - и  $n$ -слои полупроводниковой пластинки разделены высокоомной областью с электропроводностью собственного типа (**базой** диода). Принципы работы  $p-i-n$ -диоды были подробно рассмотрены в курсе дисциплины «Схемотехника».

$P-i-n$  диоды позволяют управлять прохождением колебаний в трактах СВЧ при импульсной мощности до 100 кВт и средней мощности до 1 кВт. Однако инерционность  $p-i-n$ -диодов ограничивает их быстроедействие по управлению. Время включения диода, определяемое скоростью заполнения  $i$ -слоя носителями заряда, составляет 0,1..1 мкс. Время перехода диода в закрытое состояние, обусловленное вытягиванием запасенного заряда из  $i$ -слоя, существенно больше.

Значительно более быстроедействующими являются  $p-n$ -диоды, время переключения которых не превышает наносекунд. Однако в связи с тем, что эти диоды имеют точечный контакт, они могут коммутировать лишь малые уровни мощности.

**О трансформации сопротивлений коммутационных диодов.** Коммутационные диоды обычно включают в схемы устройств СВЧ через трансформирующие

Устройства СВЧ и антенн

четырёхполюсники. Двум возможным состояниям диода 1 и 2 соответствуют комплексные входные сопротивления (нормированные)  $\dot{z}' = r' + jx'$  и  $\dot{z}'' = r'' + jx''$ , образующие так называемую **пару сопротивлений**. Можно добиться, чтобы входное сопротивление четырёхполюсника в обоих состояниях было активным.

Качество коммутационного диода  $K$  оценивается отношением:

$$K = \frac{(x' - x'')^2}{r'r''}. \quad (4.1)$$

Для переключающих  $p-i-n$ -диодов на сантиметровых и дециметровых волнах характерно значение параметра качества  $10^3 - 10^4$ . Параметр качества является универсальной характеристикой, позволяющей сравнивать переключающие свойства управляющих элементов различной природы. Именно этот параметр определяет наименьший достижимый уровень вносимого ослабления мощности в управляющих устройствах СВЧ с неидеальными коммутационными элементами.

**Выключатели СВЧ на коммутационных диодах.** Простейший выключатель содержит один коммутационный элемент с парой сопротивлений  $(r, Kr)$ , установленный параллельно или последовательно в линию передачи, как показано на рисунке 4.1, а, б, причем сопротивление должно быть подобрано в соответствии с неравенствами  $r \ll 1, Kr \gg 1$ .



Рисунок 4.1 – Включение в линию трансформирующего четырехполюсника с коммутационным диодом

Ослабление мощности в параллельном выключателе в двух состояниях коммутационного элемента определяется формулами:

$$L_3 = 1/|\dot{S}'_{21}|^2 = [1 + 1/(2r)]^2, \quad L_{\Pi} = 1/|\dot{S}''_{21}|^2 = [1 + 1/(2Kr)]^2, \quad (4.2)$$

где  $\dot{S}'_{21}$  и  $\dot{S}''_{21}$  — элементы матрицы рассеяния выключателя при двух состояниях коммутационного элемента (закрытое и открытое, или состояние пропускания); ослабления  $L_3$  и  $L_{\Pi}$  связаны соотношением:

$$(\sqrt{L_3} - 1)/(\sqrt{L_{\Pi}} - 1) = K. \quad (4.3)$$

Таким образом, параметр качества коммутационного элемента действительно определяет предельно достижимые характеристики выключателя: лишь одна из величин  $L_3$  или  $L_{\Pi}$  при расчете выключателя может быть задана произвольно, а другая величина жестко связана с первой. Значения величин  $L_3$  и  $L_{\Pi}$  можно изменять путем подбора величины  $r$ . Например, выключатель может управлять максимальной мощностью СВЧ, если в каждом его состоянии одинаковы мощности потерь в коммутационном элементе. Можно показать, что это требование удовлетворяется при  $r = 1/(2\sqrt{K})$  и вносимые ослабления оптимизированного таким

Устройства СВЧ и антенн

образом выключателя составляют  $L_3 = (1 + \sqrt{K})^2$ ,  $L_{II} = (1 + 1/\sqrt{K})^2$ . При  $K=103$  это дает  $L_3=30,3$  дБ и  $L_{II} = 0,27$  дБ. Аналогичные результаты имеют место и для выключателя по последовательной схеме.

Примером конструктивной реализации выключателя для прямоугольного волновода с волной  $H_{10}$  является резонансная диафрагма со спаренным  $p-i-n$ -диодом, показанная на рисунке 4.2.

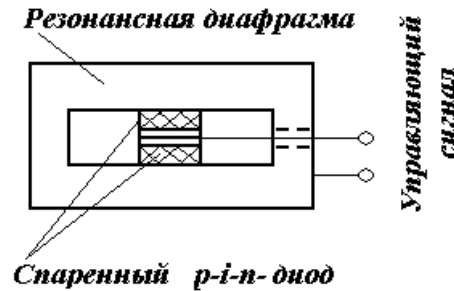


Рисунок 4.2 – Схема резонансной диафрагмы на спаренном  $p-i-n$ -диоде

При открытом состоянии диодов диафрагма закорочена и отражает практически весь сигнал. При закрытом состоянии диодов сигнал проходит через диафрагму почти без потерь.

### 4.3 Фазовращатели и коммутаторы на управляемых $p-i-n$ -диодах

С момента появления фазовращателей на  $p-i-n$  диодах и по настоящее время постоянно идет процесс совершенствования приборов, стимулом к которому выступают все возрастающие требования со стороны разработчиков радиотехнических систем, а также постоянная конкуренция с ферритовыми фазовращателями. Существенное значение придается расширению полосы рабочих частот, повышению точности установки фазы, снижению энергопотребления, повышению технологичности конструкции. Последнее особенно важно ввиду высокой стоимости современных  $p-i-n$  диодных фазовращателей. Большой вклад в развитие дискретно коммутируемых фазовращателей внесли Сестрорецкий Б.В., Гарвер Р., Уотсон Д., Лебедев И.В., Жуссемэ С., Хижа Г.С. и другие.

Дискретные фазовращатели на коммутационных диодах могут строиться по отражательной либо проходной схемам. В обоих случаях применяются выключатели на полупроводниковых диодах ( $p-i-n$ -диодах или  $p-n$ -диодах).

**Отражательные фазовращатели.** В качестве прототипа двухпозиционного отражательного фазовращателя обычно используют схему, показанную на рисунке 4.3, в которой параметры реактивного трансформирующего четырехполюсника выбираются из следующих условий:

1) разность фаз входных коэффициентов отражения в двух состояниях диода должна быть равна заданному дискрету фазы:  $\Delta\varphi = |\varphi_2 - \varphi_1|$ ;

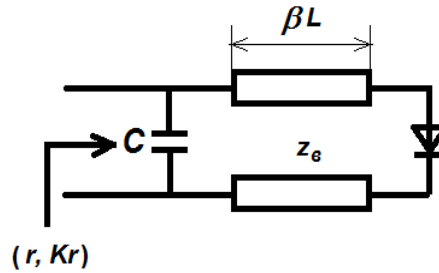


Рисунок 4.3 – Двухпозиционный отражательный фазовращатель

2) модули коэффициентов отражения  $\rho'$  и  $\rho''$  в двух состояниях диодов должны быть равны между собой и как можно меньше отличаться от единицы - это так называемая **оптимизация фазовращателя по потерям**.

Омические потери в отражательном фазовращателе принято оценивать вносимым ослаблением,  $L=1/\rho^2$ . При коэффициенте отражения  $\rho=1$  потери отсутствуют и  $L=1$  (0 дБ). Анализ показывает, что при равенстве модулей коэффициентов отражения  $\rho' = \rho''$  вносимое ослабление оказывается равным

$$L = 1 + \frac{4}{\sqrt{K}} \left| \sin \frac{\Delta \varphi}{2} \right|, \quad (4.4)$$

т.е. не зависит от параметров реактивного трансформирующего четырехполюсника и определяется только заданным дискретом фазы и параметром качества диода. Заметим, что канонический коммутационный элемент с парой сопротивлений  $(r, Kr)$  можно рассматривать как отражательный фазовращатель с дискретом фазы  $\pi$ . Многопозиционные отражательные фазовращатели часто выполняют в виде отрезка линии передачи, шунтированного в ряде сечений каноническими коммутационными элементами. Один из коммутационных элементов с низким сопротивлением ( $r \ll 1$ ) «закорачивает» линию передачи, а остальные коммутационные элементы имеют высокие сопротивления ( $Kr \gg 1$ ) и не оказывают влияния на фазу коэффициента отражения. При переключении коммутационных элементов изменяется положение плоскости короткого замыкания в линии передачи и фазы коэффициента отражения.

Существуют и другие схемы многопозиционных отражательных фазовращателей. Однако следует отметить, что на сегодняшний день традиционные конструкции волноводных фазовращателей на  $p-i-n$  диодах исчерпали свои возможности по улучшению электрических параметров и не удовлетворяют современным требованиям. Одним из возможных направлений их совершенствования является использование планарных петель связи, позволяющих расширить полосу рабочих частот, уменьшить ток управления, сократить габариты, повысить технологичность.

Схема конструкции многопозиционного волноводного фазовращателя отражательного типа (рисунок 4.4), состоящая из закороченного на конце прямоугольного волновода, в котором установлен ряд диэлектрических пластин с планарными петлями связи. К концам каждой петли связи присоединены  $p-i-n$  диоды, элект-

Устройства СВЧ и антенн

трически соединенные с закороткой. Управляющие электроды, предназначенные для подачи управляющего напряжения на *p-i-n* диоды, подсоединяются к средней точке каждой петли связи. При поочередном включении *p-i-n* диодов обеспечивается режим переменной реактивной нагрузки на конце волновода, тем самым изменяется фаза отраженного сигнала.

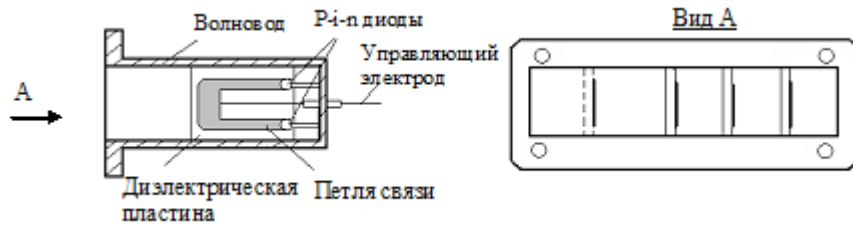


Рисунок 4.4 – Многопозиционный ФВ отражательного типа с планарными петлями связи

**Прходные фазовращатели** должны обеспечивать заданную разность фаз коэффициентов передачи  $\Delta\varphi = |\varphi_2 - \varphi_1|$  в двух состояниях при условии согласования входов и при минимальном вносимом ослаблении мощности.

Одним из простейших является проходной диодный **фазовращатель на переключаемых отрезках линии передачи**, приведенный на рисунке 4.5,а. Изменение фазы коэффициента передачи на  $\Delta\varphi = \beta(l_2 - l_1)$  происходит в результате изменения пути прохождения колебаний — по отрезку  $l_2$  или по отрезку  $l_1$ , осуществляемого диодными выключателями. Анализ показывает, что вносимое ослабление в таком фазовращателе при использовании диодов с параметром качества  $K > 100$  мало зависит от величины  $\Delta\varphi$ , примерно одинаково в каждом фазовом состоянии и определяется выражением

$$L = 1/|\dot{s}_{21}|^2 \approx 1 + 4/\sqrt{K}, \tag{4.5}$$

т.е. соответствует максимальному значению ослабления. В связи с этим проходные фазовращатели на переключаемых отрезках линии передачи невыгодны при малых фазовых сдвигах.

Наиболее распространенными в трактах СВЧ являются проходные **фазовращатели мостового типа**. Они образуются включением двух идентичных

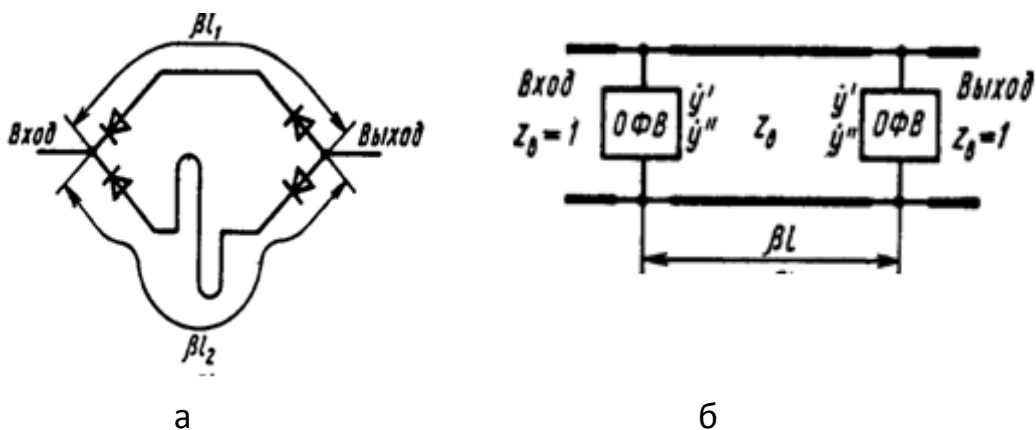


Рисунок 4.5 – Двухпозиционные проходные фазовращатели

отражательных фазовращателей на коммутационных диодах во взаимно развязанные выходы моста СВЧ.

**Прходной фазовращатель в виде нагруженной линии передачи** показан на рисунке 4.5,б. Основными параметрами этой компактной схемы являются шунтирующие проводимости отражательных фазовращателей (ОФВ) в двух состояниях  $(y', y'') \approx j(b', b'')$ , а также электрическая длина  $\beta l$  и волновое сопротивление отрезка линии передачи между ними. Подбор этих параметров производится по условиям согласования входа фазовращателя в двух состояниях при обеспечении требуемого скачка фазы коэффициента передачи  $\Delta\varphi$ . Практически интересен «симметричный» случай  $b' = -b''$ , когда обеспечиваются почти одинаковые полосы пропускания в двух состояниях и наилучшая широкополосность. Номиналы элементов схемы определяются по формулам

$$b' = \operatorname{tg}(\Delta\varphi/2), \quad \beta l = \pi/2, \quad z_B = \cos(\Delta\varphi/2). \quad (4.6)$$

Вносимое из-за конечного качества коммутационных диодов ослабление, определяемое выражением

$$L = 1 + \frac{4}{\sqrt{K}} \left| \operatorname{tg} \frac{\Delta\varphi}{2} \right|, \quad (4.7)$$

имеет более резкую зависимость от фазового сдвига (в формуле вместо синуса присутствует тангенс). В связи с этим проходные фазовращатели в виде нагруженной линий передачи невыгодно применять при больших фазовых сдвигах ( $\Delta\varphi > \pi/2$ ).

**Многоступенчатые проходные фазовращатели.** Существуют различные способы их выполнения. В фазовращателях мостового типа число фазовых состояний можно увеличить, применяя многопозиционные отражательные фазовращатели. Фазовращатель на переключаемых отрезках линии передачи может содержать не два, а большее число переключаемых отрезков.

Многопозиционный проходной фазовращатель чаще всего выполняют в виде каскадной цепочки двухпозиционных фазовращателей. Если каскады одинаковы и их число равно числу требуемых состояний фазы, то схема не оптимальна по суммарному вносимому ослаблению, но ее достоинство в том, что мощность потерь распределяется поровну между диодами и фазовращатель пропускает увеличенную мощность.

Более экономный по числу диодов многопозиционный фазовращатель выполняется по **бинарному принципу** в виде каскадного соединения  $p$  проходных секций, первая из которых дает дискрет фазы  $\pi$ , вторая  $\pi/2$ , третья  $\pi/4$  и т. д. Общее число фазовых состояний получается равным  $2^p$ , что обеспечивает перекрытие фазы  $0-2\pi$  с дискретом, определяемым секцией, дающей наименьший фазовый сдвиг. Бинарный проходной фазовращатель при оптимизации дает минимальное вносимое ослабление, но диоды в нем работают в неравных условиях, что снижает допустимую пропускаемую мощность. Бинарный фазовращатель может состоять из разнотипных двухпозиционных секций. Секция с фазовым сдвигом  $\pi$  или  $\pi/2$  обычно выполняется по мостовой схеме (для уменьшения вносимого ослабления), а секции с малыми фазовыми сдвигами – на основе более простых фазовращателей в виде нагруженной линии передачи. Данная конструкция



Устройства СВЧ и антенн

является примером гибридной интегральной микросхемы СВЧ, характерной особенностью которой является наличие навесных элементов - диодов, блокировочных емкостей и др. Проходной трехрядный бинарный фазовращатель обеспечивает точность установки фазовых сдвигов  $5\text{--}8^\circ$  в полосе частот  $5\text{--}10\%$  при вносимом ослаблении  $1,0\text{--}1,5$  дБ и входном КСВ не выше 1,3.

Еще одним примером реализации дискретного фазовращателя является плавный фазовращатель на варикапах, разработанный в Ростовском НИИ радиосвязи. В конструкции фазовращателя, показанной на рисунке 4.6, пассивные элементы (резисторы, конденсаторы) интегрированы в объем многослойной подложки по технологии низкотемпературной совместно обжигаемой керамики (LTCC).

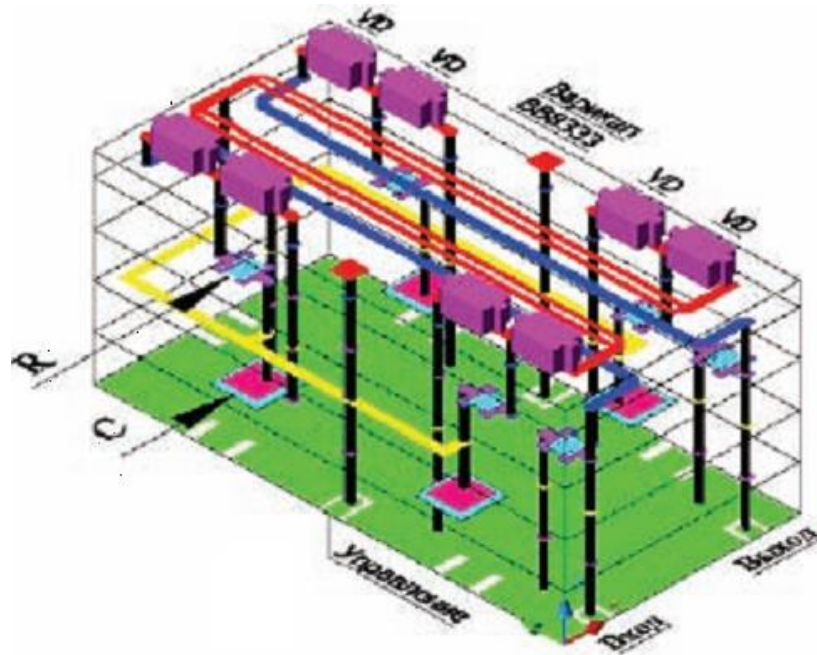


Рисунок 4.6 – Конструкция фазовращателя проходного типа на варикапах

Расчеты параметров образцов ФВ показали, что при изменении управляющего напряжения варикапов от 0,5 до 15 В изменение фазы может достигать 300 градусов. Габариты фазовращателя –  $20 \times 10 \times 1$  мм.

## Раздел 2. Антенны

### Лекция №5. Основные задачи теории антенн. Основные характеристики антенн

#### 5.1 Введение. Структурная схема антенны. Основные задачи теории антенн

Расширение круга задач, решаемых современной радиоэлектроникой, а также их усложнение стимулировало в последнее время интенсивное развитие теории и техники антенн. Основные области использования радиоэлектроники – связь, телевидение, радиолокация, радиоуправление, радиоастрономия и т.д. невозможны без применения антенн с различными характеристиками.

По определению антенной называется устройство, осуществляющее преобразование (трансформацию) направляемых электромагнитных волн в радиоволны и, наоборот, радиоволн - в направляемые электромагнитные волны. Из этого определения следует, что **преобразование волн является основным назначением антенн**. Кроме собственно излучения и приема радиоволн, **другим назначением антенн является пространственное распределение электромагнитной энергии при излучении и пространственная избирательность при приеме**. Структурная схема антенны приведена на рисунке 5.1.

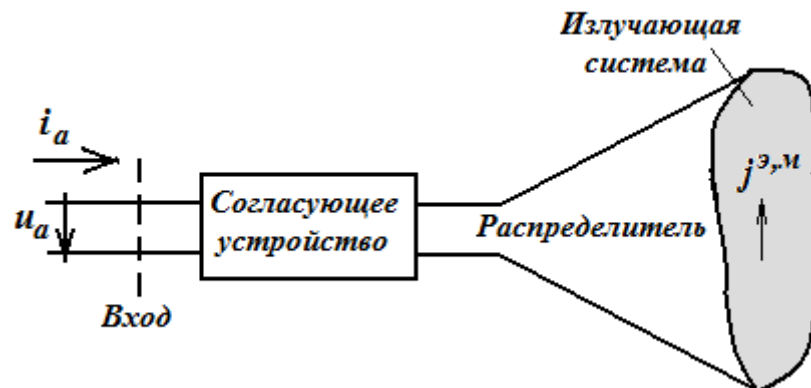


Рисунок 5.1 – Структурная схема антенны

В ней можно выделить следующие элементы:

- вход;
- согласующее устройство;
- распределитель;
- излучающее устройство.

Под **входом антенны** обычно понимают сечение линии передачи с волной заданного типа. Современные антенны могут иметь несколько, а иногда сотни и тысячи входов.

**Согласующее устройство** предназначено для обеспечения режима питающей линии, как можно более близкого к бегущей волне.

**Распределитель антенны** представляет конструкцию из проводников и диэлектриков и предназначен для создания нужного закона распределения излуча-

## Устройства СВЧ и антенн

ющих токов, обеспечивающего формирование требуемой характеристики направленности.

**Излучающая система** представляет собой область, в которой протекают токи, возбуждающие электромагнитные волны. В качестве излучающей системы могут фигурировать как реальные электрические токи, текущие по металлическим поверхностям, так и эквивалентные фиктивные электрические и магнитные токи на замкнутых поверхностях, окружающих антенну, а также токи электрической и магнитной поляризации в объемах, занимаемых магнитодиэлектриками.

Антенны **классифицируются** по многим признакам. **Основными** из них являются:

1. **Направленность излучения и приема.** По этому признаку антенны подразделяются на:

- слабонаправленные антенны (линейные размеры  $\ell$  которых меньше длины волны  $\lambda$  или соизмеримы с ней);
- умеренно направленные антенны ( $\ell$  порядка единиц  $\lambda$ );
- остронаправленные антенны ( $\ell > 10\lambda$ ).

2. **Принцип действия и конструктивное выполнение.** Любая антенна содержит вполне определенные конструктивные элементы (проводники, отверстия, щели, замедляющие структуры и т.п.), которые излучают электромагнитные волны при условии, что эти элементы обтекаются токами проводимости или смещения. В связи с этим различают:

- линейные антенны, к которым можно отнести проволочные, штыревые, щелевые антенны и антенны поверхностных волн;
- апертурные антенны, к которым можно отнести рупорные, линзовые и зеркальные антенны;
- многоэлементные антенны (антенные решетки), в которых излучателями являются слабонаправленные антенны.

3. **Характер сканирования.** В несканирующих антеннах луч занимает фиксированное положение, а в сканирующих можно управлять его пространственным положением. В связи с этим различают:

- механическое сканирование - вращение всей антенны;
- электромеханическое сканирование - перемещение какой-то части (менее массивной) антенны;
- электрическое сканирование - вся антенна неподвижна, а луч перемещается в результате изменения амплитудно-фазового распределения токов или полей, возбуждающих излучатели антенны.

Помимо перечисленных выше основных признаков классификации, существуют **второстепенные признаки классификации антенн**:

- **область применения:** связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные и т.п.;
- **место размещения:** стационарный наземный объект, мобильный наземный объект, борт морского корабля, летательные аппараты (самолет, ракета, космический аппарат);
- **диапазон волн:** антенны СДВ, ДВ, СВ, КВ, УКВ;

Устройства СВЧ и антенн

- **диапазонность:** узкополосные ( $\frac{\Delta f}{f_{\text{сред}}} < 10\%$ ), широкополосные ( $10\% \leq \frac{\Delta f}{f_{\text{сред}}} < 100\%$ ), сверхширокополосные ( $\frac{\Delta f}{f_{\text{сред}}} \geq 100\%$ );

**режим работы** антенны: передающие, приемные, приемопередающие.

В процессе развития антенн они усложнялись, появлялись принципиально новые их классы, расширялись выполняемые ими функции. Зачастую антенны из простых взаимных устройств в сложные динамические системы, содержащие в большинстве случаев сотни, тысячи различных элементов.

Конструктивно антенны в процессе развития также существенно видоизменялись. Наряду с проволочными вибраторными антеннами, созданными на первых этапах развития, широко распространены антенны апертурные, бегущей волны, фазированные антенные решетки (ФАР), активные ФАР (АФАР), антенны с обработкой сигнала и др. Разработаны щелевые, импедансные, диэлектрические, ферритовые, печатные и другие типы конструкторского исполнения антенн.

С развитием техники антенн возросла их роль в радиотехнических системах, увеличилась их стоимость и к настоящему времени в ряде областей радиоэлектроники антенны играют решающую роль. В наибольшей степени это относится к ФАР, АФАР, антенным решеткам с обработкой сигнала, радиотелескопам. Реализуемые в настоящее время характеристики антенн определяют основные параметры радиосистем. Так, в радиолокационных станциях с ФАР разрешающую способность, точность определения угловых координат объектов, время обзора и установки луча в заданную точку пространства, помехозащищенность и другие параметры определяются в основном характеристиками антенн. Многие антенные характеристики являются исходными при построении новых радиосистем, например, комплексов для дальнего космоса, в которых реализуемое усиление антенны определяет дальность действия.

**Направления развития антенной техники:**

- *уменьшение массогабаритных размеров антенн за счет применения микроэлектроники* (печатные излучатели, интегральные полосковые узлы, различные устройства СВЧ в интегральном исполнении, создание новой элементной базы на основе твердотельных микроволновых модулей СВЧ АР дает возможность отказа от обтекателей на носителях, и строить выпуклые электрически сканирующие антенные решетки, размещаемые на наружной поверхности носителя);

- *обеспечение электромагнитной совместимости радиотехнических систем* (антенны с диаграммами специальной формы, поляризованная, пространственная и временная фильтрация сигналов в антенной системе, применение многофункциональных антенн);

- *снижение стоимости вновь разрабатываемых антенн, более эффективное использование уже созданных радиосистем* (применение автоматизированных пакетов проектирования антенн, разработка новых методов решения краевых задач электродинамики, алгоритмов и программ решения систем интегральных уравнений или операторных уравнений с векторными или тензорными функциями Грина);

- улучшение параметров антенн (увеличение скорости сканирования, улучшение характеристик антенн, обеспечение многофункциональности – применение ФАР);

- развитие теоретической базы построения антенн (рассмотрение существующих и развивающихся направлений с единых позиций).

## 5.2 Эквивалентная схема антенны. Коэффициент полезного действия антенны

Радиотехнические показатели антенны делятся на характеристики и параметры.

**Характеристиками** являются функциональные зависимости амплитуды, фазы и коэффициента поляризации поля антенн в дальней зоне от направления на точку наблюдения. Остальные показатели являются **параметрами**.

Эквивалентная схема антенны как нагрузки генератора представлена на рисунке 5.2. Точки «а» и «b» обозначают входные зажимы антенны (точки ее питания).

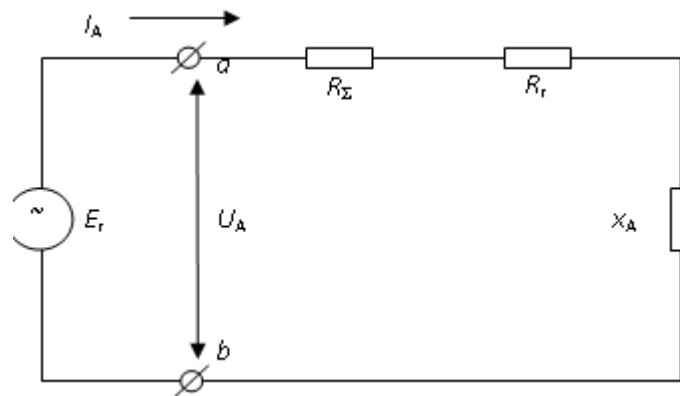


Рисунок 5.2 – Эквивалентная схема антенны как нагрузки

Если обозначить комплексные амплитуды напряжения и тока на входе антенны  $U_A$  и  $I_A$  соответственно, то входное сопротивление антенны определяется выражением:

$$Z_A = \frac{U_A}{I_A}. \quad (5.1)$$

В общем случае входное сопротивление – комплексная величина. Найдем его компоненты. Для этого умножим числитель и знаменатель в (5.1) на комплексно-сопряженное значение тока на входе антенны. Тогда получим

$$Z_A = \frac{0,5 U_A I_A^*}{0,5 I_A I_A^*} = \frac{P_A}{|I_A|^2}. \quad (5.2)$$

В выражении (5.2)  $|I_A|^2$  обозначает квадрат действующего значения тока на входе антенны.

Подводимая к антенне мощность  $P_A$  расходуется на:

- излучение ( $P_\Sigma$ ),
- нагревание металлических конструкций (мощность потерь –  $P_r$ ),

Устройства СВЧ и антенн

- мощности реактивных полей антенны ( $P_X$ ).

В связи с этим выражение для входного сопротивления антенны можно записать в виде:

$$Z_A = \frac{P_\Sigma}{|I_A|^2} + \frac{P_r}{|I_A|^2} + j \frac{P_X}{|I_A|^2} = R_\Sigma + R_r + jX_A = R_A + jX_A. \quad (5.3)$$

Активная часть входного сопротивления антенны  $R_A$  состоит из двух слагаемых: сопротивления излучения  $R_\Sigma$  и сопротивления потерь  $R_r$ . Реактивная часть входного сопротивления  $X_A$  соответствует мощности реактивных полей вокруг антенны. При резонансе  $X_A = 0$  и входное сопротивление антенны активное.

Эффективность работы антенны как преобразователя энергии оценивается с помощью коэффициента полезного действия (КПД):

$$\eta = \frac{P_\Sigma}{P_A} = \frac{P_\Sigma}{P_\Sigma + P_r} = \frac{R_\Sigma}{R_\Sigma + R_r}. \quad (5.4)$$

Входное сопротивление и КПД антенны относятся к ее параметрам.

Поскольку реальные радиолинии функционируют в пределах некоторой полосы частот, интерес представляют частотные характеристики КПД, сопротивления излучения, сопротивления потерь и реактивного сопротивления.

Для характеристики антенны как нагрузки передатчика важную роль играет **электрическая прочность**, под которой понимают то максимальное напряжение (или максимальную мощность), которое может быть подведено к антенне при сохранении нормальных условий ее функционирования (отсутствие пробоя и не искаженная передача сигналов).

**Входное сопротивление, КПД и электрическая прочность** антенны в заданной полосе частот являются **параметрами**, определяющими функцию антенны как **преобразователя направляемых волн в свободные**.

### 5.3 Комплексная характеристика направленности. Коэффициент направленного действия и коэффициент усиления антенны

Электромагнитное поле произвольной антенны в дальней зоне в соответствии с основными положениями электродинамики можно записать в виде:

$$\vec{E} = \frac{W_0}{2\lambda} I_A^\circ h_\Delta \vec{F}(\theta, \varphi) \frac{\exp(-jkR)}{R}, \quad (5.5)$$

где  $W_0 = 120\pi$  Ом – волновое сопротивление свободного пространства;

$\lambda = c/f$  - длина волны в свободном пространстве;

$c$  - скорость света;

$f$  - рабочая частота излучения;

$I_A^\circ$  - комплексная амплитуда электрического тока в выбранной точке  $A$  излучающей системы (обычно в максимуме излучения);

$h_\Delta$  - действующая длина антенны (коэффициент пропорциональности);

$\vec{F}(\theta, \varphi)$  - комплексная векторная нормированная диаграмма направленности, определяемая в общем случае соотношением:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = |\vec{F}(\theta, \varphi)| \vec{p}(\theta, \varphi) \exp(\psi(\theta, \varphi)), \quad (5.6)$$

где  $|\vec{F}(\theta, \varphi)|$ ,  $\vec{p}(\theta, \varphi)$ ,  $\psi(\theta, \varphi)$  - соответственно амплитудная, поляризационная и фазовая диаграммы направленности.

Амплитудная характеристика (диаграмма) направленности даёт наглядное представление о распределении энергии волн в пространстве и определяется зависимостью амплитуды напряженности создаваемого антенной поля от направления в пространстве при фиксированном расстоянии. Направление определяется азимутальным ( $\varphi$ ) и меридиональным ( $\theta$ ) углами сферической системы координат, как показано на рисунке 5.3. При этом поле измеряется (или рассчитывается) на одном и том же (достаточно большом) расстоянии  $r$  от антенны. Амплитудную диаграмму направленности часто называют просто диаграммой направленности.

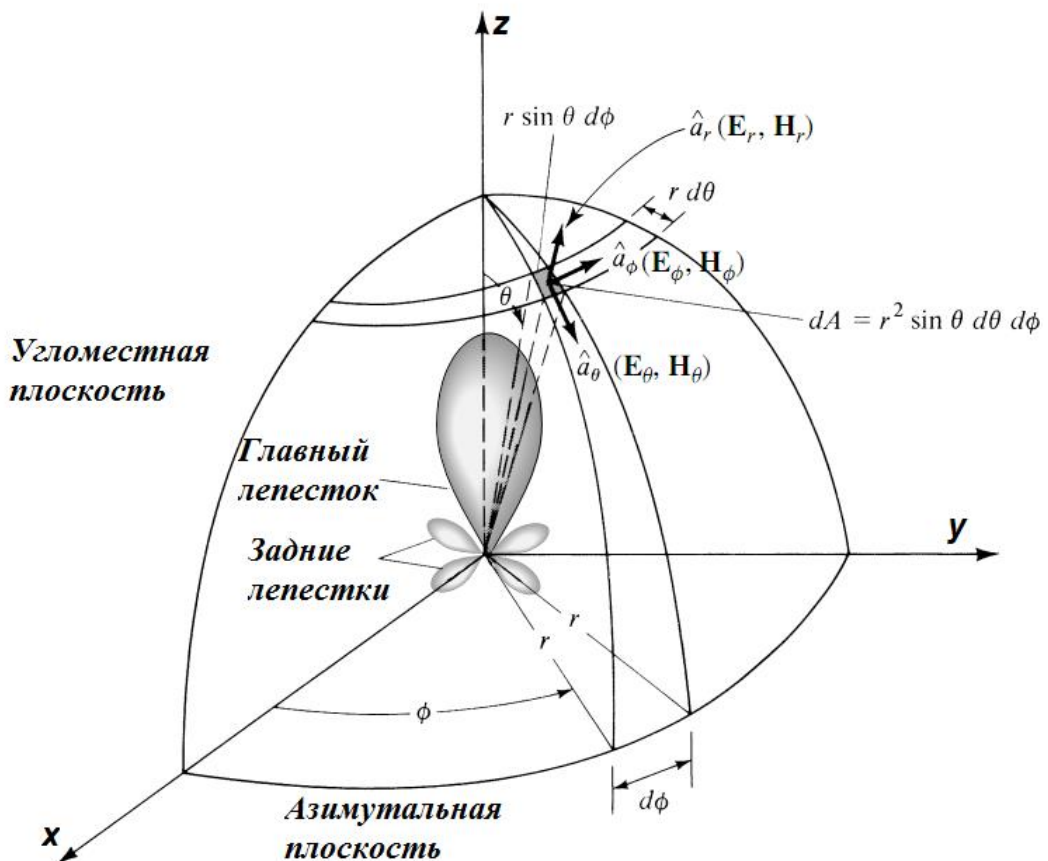


Рисунок 5.3 – Диаграмма направленности антенны

Пространственная (объемная) диаграмма направленности изображается в виде поверхности  $f(\theta, \varphi)$ , как показано на рисунке 5.3.

Пространственная диаграмма направленности, у которой максимальное значение равно единице, называется *нормированной* и обозначается как  $\mathbf{F}(\theta, \varphi)$ :

Устройства СВЧ и антенн

$$F(\theta, \varphi) = \frac{f(\theta, \varphi)}{f_{\max}(\theta, \varphi)}. \quad (5.7)$$

В общем случае построение пространственных диаграмм направленности неудобно. В связи с этим на практике обычно строят *диаграммы направленности в какой-либо одной плоскости (азимутальной или угломестной)*, в которой они изображаются плоской кривой  $F(\varphi)$  или  $F(\theta)$  в полярных или декартовых системах координат.

Помимо *рассмотренных* выше диаграмм направленности (ДН) по напряженности поля (амплитудных диаграмм направленности)  $\mathbf{F}(\theta, \varphi)$ , иногда используют *диаграммы направленности антенны по мощности*  $\Phi(\theta, \varphi)$ , которые определяют зависимость плотности потока мощности излучаемого антенной поля от направления в пространстве при фиксированном расстоянии:

$$\Phi(\theta, \varphi) = F^2(\theta, \varphi). \quad (5.8)$$

В тех случаях, когда необходимо получить изображение боковых лепестков низкого уровня, целесообразно использовать *логарифмический масштаб*

$$F_{\text{ДБ}}(\theta, \varphi) = 10 \cdot \lg \Phi(\theta, \varphi) = 20 \cdot \lg F(\theta, \varphi) \text{ [дБ]}. \quad (5.9)$$

Каждая остронаправленная диаграмма направленности содержит главный лепесток, боковые лепестки, задний лепесток и имеет определённую ширину главного лепестка и некоторый уровень боковых лепестков, которые относятся к вторичным параметрам, характеризующим направленные антенны.

Ширина главного лепестка диаграммы направленности (чаще ее называют *шириной луча*) определяется как угол между направлениями, в которых плотность потока мощности уменьшается в 2 раза ( $2\theta_{0,5}$ ), в 10 раз ( $2\theta_{0,1}$ ) или до нуля ( $2\theta_0$ ). Эта ширина для диаграммы направленности по напряженности будет соответствовать уровням 0,707; 0,316 и 0 соответственно.

*Уровень боковых лепестков* определяется отношением величины наибольшего и главного лепестков. Он может выражаться в разгах, процентах и децибелах. Иногда задаются требования на уровень боковых лепестков в некотором секторе углов либо даже на уровень задних лепестков.

Степень направленности антенны может быть выражена **коэффициентом направленного действия (КНД)**. КНД – это число, показывающее во сколько раз необходимо увеличить мощность излучения антенны при переходе от направленной антенны ( $P$ ) к ненаправленной ( $P_0$ ) при условии сохранения одинаковой напряженности поля в месте приема. С учетом соотношений, описывающих данные мощности, можно записать:

$$D = \frac{4\pi}{\int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |F(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}. \quad (5.10)$$

Для оценки выигрыша в мощности за счет направленных свойств антенны с учетом потерь в ней вводится параметр, называемый **коэффициентом усиления** антенны. Коэффициентом усиления  $G$  антенны называется отношение мощ-



Устройства СВЧ и антенн

ности  $P_0$ , излучаемой ненаправленной антенной без потерь, к мощности  $P_A$ , подводимой к направленной антенне с потерями при условии получения одинаковой напряженности поля в точке наблюдения. Наиболее часто применяют формулу:

$$G = \frac{P_0}{P} \cdot \frac{P}{P_A} = D \cdot \eta. \quad (5.11)$$

Поляризационные свойства антенны описываются поляризационным эллипсом, показанным на рисунке 5.4.

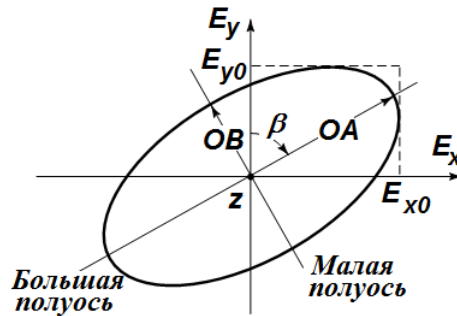


Рисунок 5.4 – Поляризационный эллипс

При этом поляризационный эллипс может быть определен следующими величинами:

- коэффициентом эллиптичности

$$k_e = \frac{OB}{OA} = \frac{\|E_n\| - \|E_l\|}{\|E_n\| + \|E_l\|}, \quad (5.12)$$

- углом наклона поляризационного эллипса

$$\beta = \frac{\arg E_n - \arg E_l}{2}, \quad (5.13)$$

- направлением вращения вектора  $E$  поля, которое называется правым ( $E_n$ ), если вращение вектора  $E$  происходит по часовой стрелке при наблюдении вслед уходящей волне (аналогия с правым винтом в механике), в противном случае направление называется левым ( $E_l$ ):

$$E_n = \frac{-jE_\theta + E_\varphi}{\sqrt{2}}, \quad E_l = \frac{jE_\theta + E_\varphi}{\sqrt{2}}. \quad (5.14)$$

### 5.4 Принцип взаимности в теории приемных антенн.

#### Эффективная поверхность и шумовая температура приемной антенны

Известны два режима работы антенны:

- передающий, когда излучатель возбуждается сторонним источником (напряжением или током);
- приемный, когда излучатель возбуждается плоской волной, приходящей из свободного пространства.

Устройства СВЧ и антенн

Антенны, работающие в передающем и приемном режимах, связаны между собой принципом взаимности, являющимся одним из основных принципов электродинамики. В соответствии с ним можно утверждать, что если при приложении к одной из антенн ЭДС  $\varepsilon_A$  во второй протекает ток  $J$ , то при приложении ЭДС  $\varepsilon_A$  ко второй антенне в первой также будет протекать ток  $J$ .

С помощью принципа взаимности можно доказать, что параметры антенн в режиме приёма сохраняются теми же, что и в режиме передачи, хотя некоторые параметры и меняют свой смысл. Так, поскольку приёмная антенна выступает по отношению к приёмнику как генератор, её **внутреннее сопротивление** равняется входному сопротивлению той же антенны, используемой как передающая.

Параметрами, используемыми для описания приемных антенн, являются следующие.

**Действующей (эффективной) длиной** приёмной антенны  $l_d$  называется отношение максимального напряжения  $U$ , которое может быть наведено на клеммах приемной антенны без потерь, к напряжённости поля  $E$  в месте её расположения:

$$l_d = \frac{U}{E}. \quad (5.15)$$

**Действующей (эффективной) площадью** приемной антенны  $S_{эфф}$  называется отношение максимальной мощности  $P$ , которая может быть отдана приемной антенной (без потерь) в согласованную нагрузку, к плотности потока мощности  $\Pi$  в падающей волне:

$$S_{эфф} = \frac{P}{\Pi}. \quad (5.16)$$

Если обозначить через  $S$  геометрическую площадь раскрыва, то

$$S_{эфф} = \nu \cdot S, \quad (5.17)$$

где  $\nu$  - **коэффициент использования площади** (КИП) раскрыва.

Между КНД и  $S_{эфф}$  существует простая связь:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{эфф} \quad (5.18a) \quad \text{или} \quad S_{эфф} = \frac{D\lambda^2}{4\pi}. \quad (5.18b)$$

**Коэффициентом эффективности** антенны, или ее **энергетической эффективностью**  $g_A$ , принято называть произведение КПД и КИП:

$$g_A = \eta \cdot \nu. \quad (5.19)$$

Между действующей длиной, сопротивлением излучения и КНД антенны существует простая связь ( $k = 2\pi / \lambda$ ):

$$D = 30 \cdot k^2 \cdot l_d^2 / R_\Sigma. \quad (5.20)$$

Для приемной антенны максимальная величина принятой мощности, получаемая при совпадении поляризации падающей волны и антенны, определяется выражением:

$$P_{\max} = \Pi S_{эфф} \eta. \quad (5.21)$$

Устройства СВЧ и антенн

В случае несовпадения плоскостей поляризации приемной и передающей антенн в правой части (5.21) появляется множитель  $\cos^2 \alpha$ , где  $\alpha$  - угол между векторами  $E$  линейно поляризованных приемной и передающей антенн.

Для оценки возможности приема слабого сигнала необходимо сопоставлять его мощность с полной мощностью различных шумов на входе приемника. Одна часть шумов связана с антенной, другая образуется в приемнике. Создаваемые антенной шумы по самой природе могут быть разделены на внешние и внутренние. Их классификация приведена в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Классификация шумов антенны



Внутренние помехи (шумы) создаются антенной, фидером и приемником. Их источником являются так называемые флуктуационные или тепловые шумы цепей радиотехнического устройства. Внешние помехи создают источники вне радиотехнического устройства - космические излучения, атмосферные помехи, тепловое излучение Земли, работа промышленных, бытовых и медицинских аппаратов, работа мешающих передатчиков (непреднамеренные помехи).

Суммарная мощность шумов  $P_{ш}$  на входе приемника складывается из мощности собственных шумов приемника, приведенной к его входу ( $P_{ш,пр}$ ), мощности омических потерь в фидерном тракте ( $P_{шф}$ ) и элементах антенны ( $P_{ша}$ ), а также мощности шумов внешних источников ( $P_A$ ), которые часто называют апертурными шумами.

Общая мощность шумов на входе приемника определяется формулой

$$P_{ш} = P_{шпр} + (P_{ша} + P_A \cdot \eta_A) \cdot \eta_{ф} + P_{шф}, \tag{5.22}$$

где  $\eta_A$  и  $\eta_{ф}$  - КПД антенны и фидера соответственно.

Устройства СВЧ и антенн

Если известна ширина спектра частот сигнала  $\Delta f$ , то мощность шумов  $P_{ш}$  любого четырехполюсника может быть выражена через его эквивалентную шумовую температуру  $T_{ш}$  следующим образом:

$$P_{ш} = k_B \cdot T_{ш} \cdot \Delta f, \quad (5.23)$$

где  $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/град - постоянная Больцмана.

**Эквивалентная (или эффективная) шумовая температура** четырехполюсника - это температура согласованного с четырехполюсником активного сопротивления, которое, будучи присоединенным ко входу идеального (не шумящего) четырехполюсника, создает на его выходе мощность шумов, равную мощности собственного шума реального четырехполюсника.

С учетом сказанного выше, соотношение (5.22) можно преобразовать к виду

$$T_{ш} = T_{шпр} + (T_{шA} + T_A \eta_A) \eta_{\Phi} + T_{шф}. \quad (5.24)$$

Шумовая температура приемника ( $T_{шпр}$ ) определяется шумовой температурой его первого каскада. Для транзисторных усилителей диапазона УКВ она имеет порядок десятков градусов Кельвина, для параметрических - несколько меньше, а для охлаждаемых до температуры жидкого азота или гелия мазеров - единицы Кельвинов.

Шумовые температуры фидера ( $T_{шф}$ ) и элементов антенны ( $T_{шA}$ ) обусловлены омическими потерями и потерями за счет рассогласования в соответствующих узлах и определяются их КПД и физической температурой ( $T_o$ ), выраженной в Кельвинах

$$T_{шA} = T_o(1 - \eta_A), \quad T_{шф} = T_o(1 - \eta_A). \quad (5.25)$$

## Лекция №6. Основные свойства линейных систем. Симметричные вибраторы

### 6.1 Линейные излучающие системы. Идеальный излучатель

Под **линейными антеннами** следует понимать антенны, образуемые элементарными источниками, расположенными непрерывно или дискретно вдоль линии, если поперечные размеры источников много меньше продольных и длины волны.

Парциальные диаграммы направленности элементов системы предполагаются одинаковыми, что эквивалентно постулированию одинакового распределения излучающих токов внутри каждого элемента. В целом линейная излучающая система полностью определяется законом размещения центров излучателей вдоль оси и законом распределения комплексных амплитуд возбуждения по отдельным элементам, так называемым **амплитудно-фазовым распределением возбуждения**.

В настоящее время нет единой общепринятой классификации линейных антенн. Классификация, приведенная на рисунке 6.1, является весьма условной.

Устройства СВЧ и антенн



Рисунок 6.1 – Классификация линейных антенн

В курсе дисциплин «Электродинамика и распространение радиоволн», а также в теме «Основы теории антенн» были исследованы характеристики отдельных антенных излучателей – вибраторов, элементов Гюйгенса, микрополосковых излучателей. Кроме того, при изучении теории, описывающей вычисление поля прямоугольного отверстия, был изложен подход к нахождению поля системы непрерывных излучателей, каждый из которых представляет собой элемент Гюйгенса. Используем данный подход и к нахождению поля линейных антенн. При этом будем рассматривать как дискретную антенную решетку размерности  $N$ , так и систему непрерывных излучателей (в случае моделирования линейного излучателя конечных размеров). Геометрия представления линейного излучателя при нахождении поля в дальней зоне проиллюстрирована на рисунке 6.2.

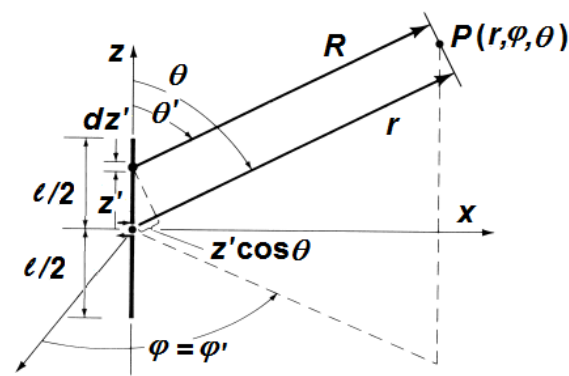


Рисунок 6.2 – К расчету линейного излучателя конечной длины

В соответствии с теоремой перемножения диаграмму направленности линейной излучающей системы  $\vec{F}(\theta, \varphi)$  представим в виде:

$$\vec{F}(\theta, \varphi) = \vec{F}_\mu(\theta, \varphi) F_\Sigma(\theta), \tag{6.1}$$

Устройства СВЧ и антенн

где  $\vec{F}_\mu(\theta, \varphi)$  - векторная диаграмма направленности элемента (парциальная диаграмма направленности).

Множитель направленности линейной излучающей системы  $F_\Sigma(\theta)$  в зависимости от представления системы в виде дискретных или непрерывных излучателей записывается в виде:

- для дискретной системы излучателей

$$F_\Sigma(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n \exp(jkz_n \sin \theta); \quad (6.2a)$$

- для непрерывной системы излучателей

$$F_\Sigma(\theta) = \int_{-\ell/2}^{\ell/2} I(z) \exp(jkz \cos \theta) dz, \quad (6.2b)$$

где  $I_n$  - комплексная амплитуда возбуждения излучателя с номером  $n$ ;

$z_n \cos \theta$  - разность хода лучей, идущих из начала общей системы координат и из точки расположения излучателя с номером  $n$  в точку наблюдения;

$I(z) = |I(z)| \exp(j\Phi(z))$  - амплитудно-фазовое распределение по длине излучателя;

$z \cos \theta$  - разность хода лучей.

Множители направленности линейных систем излучателей не зависят от азимутальной координаты и обладают симметрией вращения вокруг оси  $Oz$ . В физическом отношении данные множители описывают интерференцию сферических волн, возбуждаемых изотропными источниками. Данному сомножителю обычно уделяется основное внимание при анализе остронаправленных антенн, поскольку именно он оказывает существенное влияние на ширину главного лепестка.

Своеобразным эталоном, относительно которого оценивают свойства и параметры линейных излучателей с другими различными распределениями возбуждения является **идеальный линейный излучатель**, представляющий собой линейную излучающую систему с распределением возбуждения вида

$$I(z) = I_0 \exp(-j\xi kz) \quad \text{при } |z| \leq \ell/2, \quad (6.3)$$

где  $I_0$  - постоянная амплитуда;  $\xi = c/v$  - коэффициент замедления фазовой скорости возбуждения  $v$  по отношению к скорости света  $c$ .

Распределение амплитуды возбуждения в идеальном излучателе равномерно, а распределение фазы подчиняется линейному закону, характерному для бегущей вдоль координаты  $z$  волны (рисунок 6.3).

Подстановка распределение тока (6.3) в соотношение (6.2б) позволяет записать замкнутое выражение для **множителя направленности идеального линейного излучателя**:

$$F_\Sigma(\theta) = \frac{\sin(u - u_0)}{u - u_0} = \text{sinc}(u - u_0), \quad (6.4)$$

Устройства СВЧ и антенн

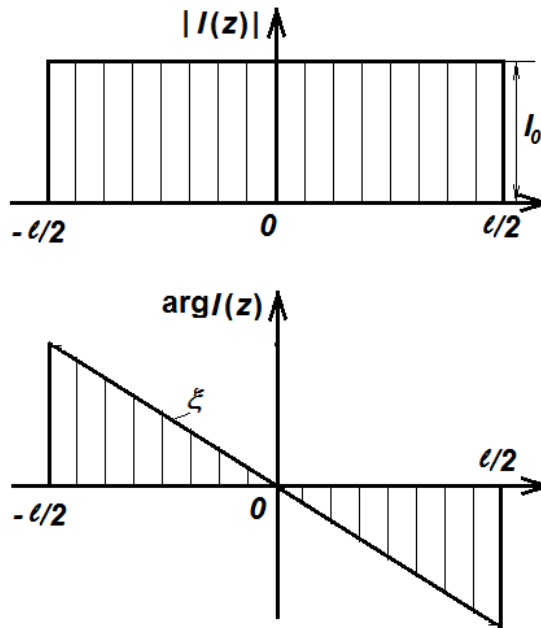


Рисунок 6.3 – Равномерное АФР в идеальном линейном излучателе

где  $u = \frac{1}{2}kl \cos\theta$ ,  $u_0 = \frac{1}{2}kl\xi$ ,  $u - u_0$  - новая обобщенная угловая переменная, имеющая смысл половины разности фаз колебаний, приходящих в удаленную точку наблюдения из крайних точек излучателя, с учетом как пространственной разности хода  $kl \cos\theta$ , так и полной разности фаз возбуждения крайних точек излучателя.

Фазовый центр линейного идеального излучателя находится в его середине.

## 6.2 Анализ множителя направленности идеального линейного излучателя. Режимы излучения антенны

На рисунке 6.4 представлен график множителя направленности идеального излучателя для  $l = 6\lambda$  и  $\xi = 0$ , описываемого соотношением (6.4).

График данной функции имеет ряд особенностей:

- ширина луча по нулям, независимо от числа излучателей, всегда равна  $2\pi$  и не изменяется при отклонении луча;

- все боковые лепестки имеют одинаковую протяженность, равную  $\pi$ ;

- при отклонении луча его симметрия не нарушается. С увеличением  $l/\lambda$  увеличивается только, как это видно из (6.4), так называемая «область реальных углов наблюдения» или «область видимых углов», соответствующая значениям

$0 \leq \theta \leq \pi$  (или  $-\frac{1}{2}kl \leq u \leq \frac{1}{2}kl$ ), обозначенная на рисунке 6.4 штриховой линией.

Диаграмма направленности в области реальных (видимых) углов характеризует мощность, излученную антенной. Диаграмма направленности в области мнимых углов характеризует реактивное поле антенны, запасенное в ближней зоне антенны.

Устройства СВЧ и антенн

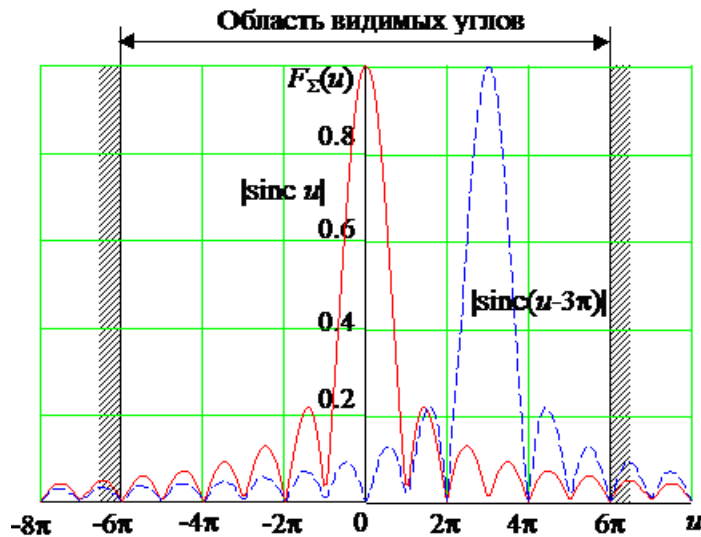


Рисунок 6.4 – График множителя направленности идеального линейного излучателя

Анализ выражения (6.4) также показывает, что переменная  $u_0$  определяет направление ориентации главного луча.

Боковые лепестки диаграммы направленности с номером  $p$ , как следует из (6.4), имеют максимумы вблизи направлений

$$|u - u_0| \approx p\pi + \pi/2, \quad (p = 1, 2, \dots, \infty), \quad (6.5a)$$

а их величина составляет

$$F_{\Sigma}\left(p\pi + \frac{\pi}{2}\right) \approx \frac{2}{(2p+1)\pi}. \quad (6.5b)$$

Уровень первых боковых лепестков идеальной линейной антенны составляет  $\approx 2/3\pi = 0,212$  или  $-13,2$  дБ.

При  $u_0 = 0$  (т.е.  $\xi = \cos\theta_0 = 0$ ) имеет место синфазное возбуждение участков провода. Угловое положение главного максимума равно  $\theta_0 = \pi/2$ , т.е. антенна излучает в направлении, перпендикулярном своей оси, и имеет место так называемый **режим поперечного излучения**.

В случае, если  $0 < \xi < 1$ , главный лепесток диаграммы направленности отклоняется от нормали к оси антенны в сторону движения волны возбуждающего тока. Это **режим наклонного излучения**. Изменение положения луча называется сканированием. Следовательно, если изменять  $\xi = \cos\theta_0$  в пределах  $(-1, +1)$ , главный лепесток диаграммы направленности сканирует в пределах  $180^\circ < \theta_0 < 0^\circ$ .

При величине  $|\cos\theta_0|$ , близкой к единице ( $\theta_0 \sim 0^\circ$  или  $\theta_0 \sim \pi$ ), главный лепесток приближается к оси излучателя и начинает «уходить» из области действительных углов; при  $\xi = |\cos\theta_0| = 1$  главный максимум ориентирован точно вдоль оси излучателя. Такой режим называется **режимом осевого излучения**.



При дальнейшем увеличении  $\xi$  в области реальных углов остаются только боковые лепестки функции  $F_{\Sigma}$ , и в пространстве нет ни одного направления, в котором излучение всех элементов было бы синфазным. Парциальные волны отдельных элементов в значительной степени компенсируют друг друга. Антенна становится плохо излучающей.

### 6.3 Параметры излучения антенны

Вследствие нелинейной зависимости  $u(\theta)$  ширина луча по половинной мощности оказывается непостоянной при сканировании. При нахождении выражения, описывающего данную величину, учтем, что  $\text{sinc}(u - u_0) = 0,707$  при  $u - u_0 = 1,39$ . Тогда имеем

$$\frac{\pi \ell}{\lambda} [\cos \theta_0 - \cos(\theta_0 + \theta_{0,5})] = 1,39. \quad (6.6)$$

Выполняя дальнейшие преобразования, получаем

$$2\theta_{0,5} = \frac{2,78}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{\ell \sin\left(\theta_0 + \frac{\theta_{0,5}}{2}\right)}. \quad (6.66)$$

Откуда можно записать:

- при  $\theta_0 \gg 0,5\theta_{0,5}$  (поперечное или наклонное излучение)

$$2\theta_{0,5} = 0,89 \frac{\lambda}{\ell \sin \theta_0} [\text{рад}] = 51 \frac{\lambda}{\ell \sin \theta_0} [\text{град}], \quad (6.7a)$$

- при  $\theta_0 = 0$  или  $\theta_0 = \pi$  (режим осевого излучения)

$$2\theta_{0,5} = 2\sqrt{0,89} \frac{\lambda}{\ell} [\text{рад}] = 108 \sqrt{\frac{\lambda}{\ell}} [\text{град}]. \quad (6.76)$$

Главный лепесток при осевом излучении можно заметно сузить, если перейти к режиму небольшого замедления  $|\cos \theta_0| > 1$ . В этом случае центральная часть главного лепестка функции  $\text{sinc}(u - u_0)$  уходит в область мнимых углов и главный лепесток ДН заметно обостряется. При этом одновременно наблюдается повышение уровня боковых лепестков, так как их уровень теперь определяется не по отношению к главному максимуму функции  $\text{sinc}(u - u_0)$ , а к её значению на границе области видимости. Удовлетворительный компромисс между сужением главного лепестка и ростом боковых лепестков достигается, когда  $u_0$  превышает границу области видимых углов на  $\pi/2$ , т. е.  $\frac{\pi \ell}{\lambda} \cos \theta_0 - \frac{\pi \ell}{\lambda} = \frac{\pi}{2}$ . Из последнего соотношения можно найти оптимальный коэффициент замедления  $|\cos \theta_0|_{opt}$ , при заданной длине антенны

$$|\cos \theta_0|_{opt} = 1 + \frac{\lambda}{2\ell}, \quad (6.8)$$

Устройства СВЧ и антенн

или же вычислить оптимальную длину антенны при заданном коэффициенте замедления

$$\ell_{opt} = \frac{1}{2} \frac{\lambda}{|\cos\theta_0| - 1}. \quad (6.9)$$

В режиме оптимального замедления ширина луча линейной антенны может быть вычислена по формуле

$$2\theta_{0,5opt} = \sqrt{1,12\lambda/\ell} \text{ [рад]} = 60,6\sqrt{\lambda/\ell} \text{ [град]}. \quad (6.10)$$

Перейдем к определению КНД линейной антенны. Учитывая симметрию антенны относительно оси z (т.е. по углу  $\varphi$ ), получаем:

$$D = \frac{2}{\int_0^\pi F^2(\theta) \sin\theta d\theta}. \quad (6.11)$$

Для получения оценки максимального значения КНД воспользуемся одним из определений дельта-функции Дирака:

$$\delta(x) = \lim_{\nu \rightarrow \infty} \left( \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin^2(\nu x)}{\nu x^2} \right). \quad (6.12)$$

После введения переменной  $\zeta = \pi \cos\theta_0$  для больших значений  $\ell/2$  можно записать:

$$D = \frac{\ell}{\lambda} \cdot \frac{2}{\int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin^2\left[\frac{\ell}{\lambda}(\zeta - \zeta_0)\right]}{\frac{\ell}{\lambda}(\zeta - \zeta_0)^2} d\zeta} = \frac{2\ell}{\lambda} \cdot \frac{1}{\int_{-\pi}^{\pi} \delta(\zeta - \zeta_0) d\zeta} = \frac{2\ell}{\lambda}. \quad (6.13)$$

Соотношение (6.13) дает нижнюю оценку величины КНД. Оценка КНД линейного излучателя по главному лепестку определяется формулой

$$D' \approx 2,22\ell/\lambda. \quad (6.14)$$

Между полным КНД антенны и КНД по главному лепестку имеется связь

$$D = D'(1 - \beta_0), \quad (6.15)$$

где  $\beta_0$  - коэффициент рассеяния мощности в боковые лепестки.

При увеличении коэффициента замедления  $\xi \rightarrow 1$  главный лепесток плавно подходит к оси антенны, а КНД возрастает:

$$D = 4\ell/\lambda, \quad D' \approx 4,44\ell/\lambda. \quad (6.16)$$

Отсутствие зависимости КНД от положения главного лепестка объясняется компенсацией расширения лепестка ДН при отклонении от нормали уменьшением доли телесного угла, приходящегося на один меридиональный градус  $d\Omega = \sin\theta_0 d\theta d\varphi$ .

Устройства СВЧ и антенн

Запишем выражения для сопротивления излучения  $R_\Sigma$  линейной антенны, связанного с излученной мощностью  $P_\Sigma$  и комплексной амплитудой тока на входе антенны  $I_A$  соотношением

$$R_\Sigma = 2P_\Sigma / |I_A|^2, \quad (6.17)$$

где

$$P_\Sigma = \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^\pi \Pi r^2 \sin \theta d\theta = 2\pi \int_0^\pi \Pi r^2 \sin \theta d\theta \quad (6.18)$$

Учитывая выражение для вектора Пойнтинга:

$$\Pi = \frac{1}{2} E_\theta \cdot H_\varphi^* = \frac{|E_\theta|^2}{240\pi}, \quad (6.19a)$$

а также выражение для  $E_\theta$  в дальней зоне антенны

$$\dot{E}_\theta = i \frac{30kI_A}{r} e^{-ikr} \cdot \sin \theta \cdot \frac{\sin \left[ \frac{\pi \ell}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0) \right]}{\frac{\pi}{\lambda} (\cos \theta - \cos \theta_0)}, \quad (6.19b)$$

получаем

$$R_\Sigma = 60\pi^2 \frac{\ell}{\lambda} \int_{-\pi}^\pi \left( 1 - \frac{\xi^2}{\pi^2} \right) \frac{1}{\pi} \cdot \frac{\sin^2 \left[ \frac{\ell}{\lambda} (\xi - \xi_0) \right]}{\frac{\ell}{\lambda} (\xi - \xi_0)^2} d\xi. \quad (6.20)$$

Откуда несложно получить для  $\ell / \lambda \rightarrow \infty$

$$R_\Sigma = 60\pi^2 \frac{\ell}{\lambda} (\pi^2 - \xi_0^2) = 60\pi^2 \frac{\ell}{\lambda} \sin^2 \theta_0. \quad (6.21)$$

Анализ соотношения (6.21) показывает, что сопротивление излучения идеальной линейной антенны максимально в режиме поперечного излучения. В режиме наклонного излучения оно убывает пропорционально  $\sin^2 \theta_0$ . В режиме осевого излучения  $R_\Sigma = 0$ , что соответствует физике явления, так как в этом режиме такая антенна не излучает.

### 6.4 Параметры и характеристики симметричного электрического вибратора

**Симметричным вибратором** называется прямолинейная проволочная антенна, состоящая из двух зеркально симметричных по размерам и форме относительно центра половин, питаемых электрически симметричной линией.

Токи, протекающие в симметричных относительно центра точках такого вибратора, равны по величине и фазе и имеют одинаковое направление в пространстве. На рисунке 6.5 изображено распределение токов в плечах вибратора. Стрелками указано их направление для некоторого момента времени.

Устройства СВЧ и антенн

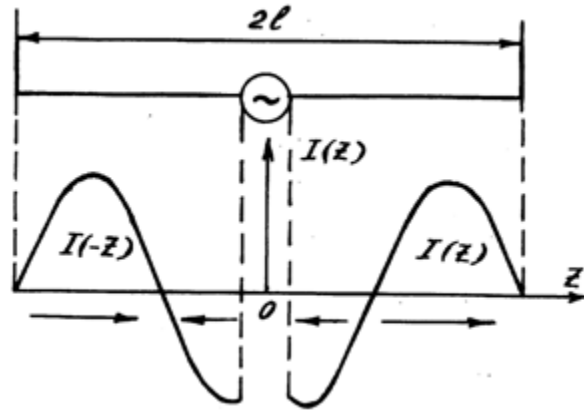


Рисунок 6.5 – Распределение тока в симметричном вибраторе

При теоретическом исследовании вибратора, прежде всего, следует установить закон изменения излучающих токов на его поверхности, т.е. решить внутреннюю задачу. После этого можно приступить к внешней задаче - определению ДН вибратора и других параметров.

Строгое решение внутренней задачи для вибратора сводится к решению интегральных уравнений Галлена либо Поклингтона относительно неизвестного распределения тока на нем и является весьма сложной задачей. Однако для тонких вибраторов относительно хорошую точность дает подход, основанный на теории длинных линий.

Для тонкого вибратора распределение тока вдоль его длины оказывается близким к синусоидальному и симметрично относительно центра. Это **распределение имеет вид стоячей волны с узлами на концах вибратора и в точках, отстоящих от концов на целое число полуволн**. В точках вибратора с координатой  $z$  амплитуда тока описывается выражением

$$I_m(z) = I_0 \dot{I}(z), \quad (6.22)$$

где  $I_0$  - максимальное значение тока в вибраторе (ток в пучности стоячей волны);

$\dot{I}(z)$  - закон распределения тока по вибратору с длиной плеча  $l$ :

$$\dot{I}(z) = \sin[k(l - |z|)]. \quad (6.23)$$

В точках подключения генератора к вибратору (при  $z = 0$ ) величина тока определяется выражением

$$I_A = I_m(z = 0) = I_0 \sin(kl). \quad (6.24)$$

**В вибраторах конечной толщины** распределение поля отличается от синусоидального тем, что в этом распределении отсутствуют чистые нули тока, уменьшаются расстояния между минимумами полуволн тока, эквивалентно укорачиваются длины волн.

Получим выражение для ДН симметричного вибратора. Для этого воспользуемся выражением для поля линейной антенны:

Устройства СВЧ и антенн

$$E_{\theta}(\theta) = i \frac{30k I_0}{r} \cdot e^{-ikr} \cdot F_{\mu}(\theta) \cdot F_{\Sigma}(\theta), \quad (6.25)$$

где

$$F_{\mu}(\theta) = \sin \theta, \quad (6.26a) \quad F_{\Sigma}(\theta) = \int_{-l}^l \dot{I}(z) \exp(jkz \cos \theta) dz. \quad (6.26b)$$

После преобразования соотношения (6.26b), получаем

$$F_{\Sigma}(\theta) = 2 \int_0^{-l} \sin[k(l-z)] \cos(kz \cos \theta) dz. \quad (6.27)$$

Представив подынтегральное выражение как сумму синусов разности и суммы аргументов, имеем

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{2}{k} \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)}{\sin^2(\theta)}. \quad (6.28)$$

Выражение для напряженности электрического поля вибратора в дальней зоне с учетом (6.28) принимает вид:

$$E_{\theta}(\theta) = i \frac{60I_0}{r} \cdot \exp(-jkr) \frac{[\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)]}{\sin \theta}. \quad (6.29)$$

Отсутствие в характеристике направленности угла  $\varphi$  свидетельствует о том, что **симметричный вибратор не обладает направленными свойствами в экваториальной плоскости.**

Поскольку в дальней зоне вибратора имеются лишь компоненты  $H_{\varphi}$  и  $E_{\theta}$  полей, то в любой точке пространства порожденное вибратором поле имеет **линейную поляризацию.**

Нормированная ДН вибратора примет вид

$$F(\theta) = \frac{\cos(kl \cos \theta) - \cos(kl)}{[1 - \cos(kl)] \sin \theta}. \quad (6.30)$$

Максимум ДН, равный  $[1 - \cos(kl)]$ , достигается при  $\theta = \pi/2$ , что справедливо при  $2l \leq 1,4\lambda$ .

Для полуволнового вибратора ( $l = \lambda/4$ ) ДН принимает вид

$$F(\theta)|_{l=\lambda/4} = \frac{\cos(0,5\pi \cos \theta)}{\sin \theta}. \quad (6.31)$$

Для волнового ( $l = \lambda/2$ ) вибратора

$$F(\theta)|_{l=\lambda/2} = \frac{\cos(\pi \cos \theta) + 1}{2 \sin \theta} = \frac{\cos^2(0,5\pi \cos \theta)}{\sin \theta}. \quad (6.32)$$

Сопротивление излучения симметричного вибратора, отнесенное к току в пучности, по определению равно

$$R_{\Sigma\Pi} = \frac{2P_{\Sigma}}{I_0^2}. \quad (6.33)$$

Для полуволнового вибратора

Устройства СВЧ и антенн

$$R_{\Sigma A} = \frac{R_{\Sigma \Pi}}{\sin^2(kl)} = 73,1 \text{ Ом.} \quad (6.34)$$

Реактивная часть входного сопротивления полуволнового вибратора равна +42,5 Ом, т.е. она носит индуктивный характер. Резонансная длина симметричного вибратора (имеется в виду первый резонанс, соответствующий наиболее низкой частоте, на которой реактивная часть входного сопротивления обращается в ноль) на несколько процентов меньше половины длины волны. Степень укорочения возрастает с увеличением толщины вибратора.

**Действующая (эффективная) длина симметричного вибратора** может быть найдена из выражения

$$l_{\partial} = \frac{1}{I_{\max}(z)} \int_{-l}^l I(z) dz. \quad (6.35)$$

Для вибраторов, у которых  $2l < \lambda$ , справедливо выражение

$$l_{\partial} = \frac{\lambda}{\pi} \operatorname{tg}\left(\frac{kl}{2}\right). \quad (6.36)$$

### 6.5 Взаимные сопротивления между близко и далеко расположенными излучателями

Для получения остронаправленного излучения при соответствующем увеличении КНД, как следует из анализа материалов предыдущей лекции, применяют антенные системы из нескольких излучателей.

Одним из вариантов построения антенной системы является антенная решетка из электрических вибраторов. В зависимости от способа возбуждения таких систем различают **активные вибраторы**, входы которых подсоединены к генераторам, и **пассивные вибраторы**, возбуждаемые электромагнитным полем других вибраторов. Входы пассивных вибраторов обычно подсоединяют к реактивным нагрузочным сопротивлениям, не вызывающим снижения КПД антенны.

Схема замещения простейшей антенной системы из двух одинаковых параллельных вибраторов эквивалентным четырехполюсником представлена на рисунке 6.6. Диагональные элементы матрицы сопротивлений представляют собой собственные сопротивления вибраторов, недиагональные - взаимные сопротивления, учитывающие электромагнитную связь между вибраторами.

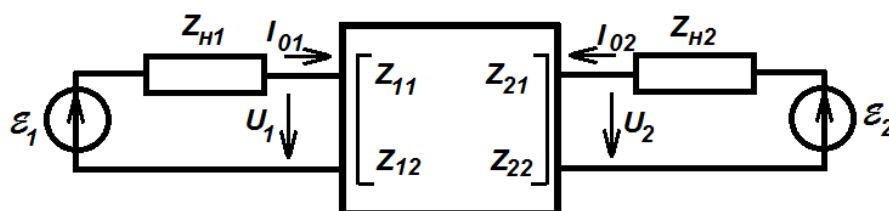


Рисунок 6.6 – Эквивалентная схема замещения антенной системы из двух коллинеарных электрических вибраторов

Устройства СВЧ и антенн

При не слишком малых расстояниях между тонкими вибраторами можно по-прежнему считать справедливым в первом приближении синусоидальный закон распределения тока вдоль вибраторов:

$$I_{z1,2}(z) = I_{01,2} \frac{|\sin(k(\ell_{1,2} - |z|))|}{\sin(k\ell_{1,2})}, \quad (6.37)$$

где координата  $z$  отсчитывается от середины каждого вибратора. Входные токи  $I_{01}$  и  $I_{02}$  определяются из решения системы линейных уравнений Кирхгофа:

$$\begin{cases} U_1 = I_{01}Z_{11} + I_{02}Z_{12} = \varepsilon_1 - I_{01}Z_{H1}, \\ U_2 = I_{01}Z_{21} + I_{02}Z_{22} = \varepsilon_2 - I_{02}Z_{H2}, \end{cases} \quad (6.38)$$

в котором  $\varepsilon_1, \varepsilon_2$  - эдс возбуждающих генераторов;

$Z_{H1}, Z_{H2}$  - внутренние сопротивления генераторов (в пассивном вибраторе следует полагать  $\varepsilon_1 = 0$  и считать  $Z_{H1}$  сопротивлением нагрузки).

Для нахождения взаимных сопротивлений вибраторов был предложен приближенный **метод наводимых эдс**. В соответствии с ним в качестве основных расчетных соотношений для определения взаимных и собственных сопротивлений используются выражения вида:

$$Z_{11} = -\frac{1}{|I_{01}|^2} \int_{-\ell}^{\ell} E_{z11} I_{z1}^* dz, \quad (6.39a) \quad Z_{12} = -\frac{1}{I_{01}^* I_{02}} \int_{-\ell}^{\ell} E_{z12} I_{z1}^* dz. \quad (6.39b)$$

Выражения для  $Z_{22}$  и  $Z_{21} = Z_{12}$  получаются очевидной заменой индексов. Касательные составляющие  $E_{z11}$  и  $E_{z12}$  представляют собой эдс, приходящиеся на единицу длины вдоль боковой поверхности вибратора и порождаемые токами либо первого, либо второго вибратора, что и объясняет название «метод наводимых эдс».

Особенностью рассматриваемого метода является то, что небольшие ошибки в задании закона распределения тока (первого порядка малости) приводят к значительно меньшим ошибкам во взаимных и собственных сопротивлениях (второго порядка малости). Именно этим и объясняется широкое применение метода наводимых эдс в инженерных расчетах вибраторных антенн.

## Лекция №7. Общие свойства апертурных антенн

### 7.1 Апертурный метод расчета поля антенны

**Апертурными** называются антенны, у которых излучение происходит через раскрыт, называемый апертурой.

К классу апертурных антенн относятся **рупорные, линзовые и зеркальные** антенны. По направленным свойствам близки к апертурным антеннам **плоские антенные решетки, антенны Френеля**.

Устройства СВЧ и антенн

В апертурных антеннах разделены процессы преобразования энергии токов высокой частоты в энергию электромагнитных волн и процессы направленного излучения этих волн.

Первую функцию выполняют возбудители, входящие в состав рупора либо облучателей, а вторую - рупор, линза, рефлектор, распределительная система. В результате истинные (сторонние) источники возбуждают направляемые волны в волноводах, а формирование поля излучения осуществляют так называемые эквивалентные токи в апертуре.

Апертурная антенна представляет собой металлическое тело с внешней поверхностью  $S_2$  и внутренней поверхностью  $S_3$ . Первичным источником электромагнитной энергии является возбудитель  $I$ . Под действием поля первичного источника на поверхностях  $S_2$  и  $S_3$  наводятся поверхностные токи. Полное поле излучения антенны есть сумма полей излучения возбудителя и всех поверхностных токов.

Для того, чтобы определить поле излучения поверхностных токов, можно, рассматривая каждый элемент поверхности как излучатель Герца, выполнить интегрирование по поверхностям  $S_2$  и  $S_3$ . Такой метод расчета, называемый **методом поверхностных токов**, является достаточно точным, но отличается математической сложностью и применяется сравнительно редко. Более широкое распространение в инженерной практике получил менее точный, но зато гораздо более простой **апертурный метод**, или **метод полей в раскрыве**.

Он состоит в следующем. Представим поверхность раскрыва (апертуру)  $S_1$ , отделяющую внутренний объем  $V_i$  от внешнего пространства  $V_e$ . Под действием первичного источника во внутреннем объеме, в том числе и на поверхности раскрыва, установится некоторое распределение электрического и магнитного полей. В соответствии с принципом эквивалентности касательная составляющая электрического вектора  $E_S$  в раскрыве эквивалентна магнитному току, текущему по поверхности раскрыва, а касательная составляющая магнитного вектора – электрическому току.

Поверхности  $S_1 + S_2 = S$  образуют замкнутую поверхность  $S$ . Вследствие этого можно считать, что поле во внешнем пространстве  $V_e$  создается за счет токов, обтекающих эту замкнутую поверхность. При этом обычно токами на поверхности  $S_2$  пренебрегают, полагая их ничтожно малыми. Это предположение справедливо особенно для больших размеров раскрыва.

Таким образом, можно в первом приближении считать, что единственным источником излучения во внешнее пространство являются электрические и магнитные токи на раскрыве антенны. Выбор поверхности раскрыва произвольный, но для упрощения расчетов его обычно полагают плоским. Поле в раскрыве определяется с помощью метода геометрической оптики.

Компоненты множителя направленности отверстия, полученные с помощью апертурного метода, будут определяться выражениями:

$$\bar{F}_\Sigma(\theta, \varphi) = F_\Sigma^\theta(\theta, \varphi)\bar{i}_\theta + F_\Sigma^\varphi(\theta, \varphi)\bar{i}_\varphi, \quad (7.1a)$$



Устройства СВЧ и антенн

$$F_{\Sigma}^{\theta}(\theta, \varphi) = \int_{-a_X/2}^{a_X/2} \int_{-a_Y/2}^{a_Y/2} [\dot{E}_X(q) \cos \varphi + \dot{E}_Y(q) \sin \varphi] \times \exp(jk \sin \theta (x_q \cos \varphi + y_q \sin \varphi)) dx_q dy_q, \quad (7.16)$$

$$F_{\Sigma}^{\varphi}(\theta, \varphi) = \int_{-a_X/2}^{a_X/2} \int_{-a_Y/2}^{a_Y/2} [\dot{E}_Y(q) \cos \varphi - \dot{E}_X(q) \sin \varphi] \times \exp(jk \sin \theta (x_q \cos \varphi + y_q \sin \varphi)) dx_q dy_q. \quad (7.17)$$

В предположении синфазности компонент  $E_X(q)$  и  $E_Y(q)$  и постоянства амплитуды в точках раскрыва имеем:

$$F_{\Sigma}^{\theta}(\theta, \varphi) = S_a \cdot (\dot{E}_X \cos \varphi + \dot{E}_Y \sin \varphi) \text{sinc}(u_X \cos \varphi) \text{sinc}(u_Y \sin \varphi), \quad (7.2a)$$

$$F_{\Sigma}^{\varphi}(\theta, \varphi) = S_a \cdot (\dot{E}_Y \cos \varphi - \dot{E}_X \sin \varphi) \text{sinc}(u_X \cos \varphi) \text{sinc}(u_Y \sin \varphi), \quad (7.2b)$$

где  $u_X = \frac{ka_X}{2} \sin \theta$ ,  $u_Y = \frac{ka_Y}{2} \sin \theta$ ,  $S_a = a_X \cdot a_Y$ .

Поляризация излучаемых волн, определяемая соотношением амплитуд и фаз  $F_{\Sigma}^{\theta}(\theta, \varphi)$  и  $F_{\Sigma}^{\varphi}(\theta, \varphi)$ , зависит от амплитуд и фаз  $\dot{E}_X$  и  $\dot{E}_Y$ , а также от азимутального направления  $\varphi$ .

Аналогичные соотношения могут быть получены и для случая, когда апертура является круглой:

$$F_{\Sigma}^{\theta}(\theta, \varphi) = S_a [\dot{E}_X(q) \cos \varphi + \dot{E}_Y(q) \sin \varphi] \frac{2J_1(u)}{u}, \quad (7.3)$$

$$F_{\Sigma}^{\varphi}(\theta, \varphi) = S_a [\dot{E}_Y(q) \cos \varphi - \dot{E}_X(q) \sin \varphi] \frac{2J_1(u)}{u}. \quad (7.3)$$

В данных соотношениях функции  $\frac{2J_1(u)}{u}$  имеют сходство с функциями  $\text{sinc}(u)$  для прямоугольной апертуры ( $J_1(\cdot)$  - функция Бесселя первого порядка). Кроме того, анализ соотношений (7.2) и (7.3) показывает, что они представляют собой распространение выражения множителя направленности линейной антенны на случай двумерной решетки.

Ширина ДН прямоугольной апертуры в каждой из главных плоскостей определяется так же, как и для линейной антенны

$$2\theta_{0,5} = 51\lambda / a \text{ град.} \quad (7.4)$$

Здесь под  $a$  понимается соответствующий линейный размер ( $a_X$  для  $\varphi = 0^\circ$  и  $a_Y$  для  $\varphi = 90^\circ$ ).

Для круглой апертуры ширина диаграммы направленности определяется выражением

$$2\theta_{0,5} = \frac{3,24}{\pi} 57,3 \frac{\lambda}{a} = 60 \frac{\lambda}{a} \text{ [град]}. \quad (7.5)$$

## 7.2 Характеристики направленности плоского излучающего раскрыва

Рассмотрим вопрос о КНД апертурных антенн. С этой целью воспользуемся еще одним определением КНД, определяющим данный параметр как отношение квадратов напряженности полей (плотностей потока мощности), создаваемых в точке приема направленной (в направлении максимума) и ненаправленной антеннами при одинаковых мощностях излучения:

$$D = \frac{E_{\max}^2}{E_0^2}. \quad (7.6)$$

Для ненаправленной антенны имеем

$$E_0^2 = \frac{P_{\Sigma 0}}{4\pi r^2} \cdot 120\pi = 30 \cdot \frac{P_{\Sigma 0}}{r^2}. \quad (7.7)$$

Мощность излучения апертурной антенны можно определить как мощность, проходящую через площадь раскрыва антенны

$$P_{\Sigma} = P_{\Sigma 0} = \frac{1}{120\pi} \int_S |E_S|^2 dS, \quad (7.8)$$

где  $|E_S|$  – действующее значение касательной составляющей напряженности электрического поля на элементе  $dS$  в плоскости раскрыва.

Подставляя (7.8) в (7.7), получаем

$$E_0^2 = \frac{1}{4\pi r^2} \int_S |E_S|^2 dS. \quad (7.9)$$

Действующее значение напряженности поля в направлении максимума излучения направленной антенны, т.е. вдоль оси  $z$  равно

$$E_{\max} = \frac{1 + \cos\theta}{2\lambda r} \left| \int_S E_S \exp(jkr_q \sin\theta \cos(\varphi - \varphi_q)) dS_q \right| = \frac{1}{\lambda r} \left| \int_S E_S dS \right|. \quad (7.10)$$

Подставляя (7.9) и (7.13) в (7.6), получаем

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S_{\text{эфф}}, \quad (7.11)$$

где

$$S_{\text{эфф}} = \frac{\left| \int_S E_S dS \right|^2}{\int_S |E_S|^2 dS}. \quad (7.12)$$

Эффективная поверхность плоских раскрывов целиком определяется их геометрическими размерами, формой и законами распределения поля в пределах этих площадок. В частности, если  $E_S = \text{const} = A$ , т.е. в пределах апертуры постоянна, то

Устройства СВЧ и антенн

$$S_{эфф} = \frac{(A \cdot S)^2}{A^2 \cdot S} = S. \quad (7.13)$$

Таким образом, для равномерно и синфазно возбужденных апертур (в том числе прямоугольной и круглой)

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} S. \quad (7.14a)$$

Для прямоугольного раскрыва выражение (7.14a) сводится к виду:

$$D = \frac{4\pi}{\lambda^2} a_X a_Y. \quad (7.14б)$$

В остальных случаях

$$S_{эфф} = \nu S, \quad (7.15)$$

где  $\nu$  – апертурный коэффициент использования площади раскрыва ( $0 < \nu < 1$ ). Очевидно, что для равномерно и синфазно возбужденных апертур  $\nu = 1$ .

### 7.3 Рупорные антенны

Наиболее простым типом рупорных антенн является открытый конец волновода. Он обладает слабой направленностью (т. к. его размер меньше  $\lambda$ ) и плохо согласован со свободным пространством. Плавное увеличение размеров волновода, превращающее его в рупор, позволяет устранить эти недостатки. В горле рупора, т. е. в месте соединения его с волноводом, все же возникают высшие типы волн. Однако, если угол раскрыва рупора не очень велик, то волны высших типов быстро затухают, и в рупоре распространяется только волна основного типа.

Основные типы рупоров образуются в результате расширения круглого или прямоугольного волновода. При расширении волновода в одной плоскости образуется **секториальный рупор** (рисунок 7.1,а,б): **H-плоскостный** (рисунок 7.1,а), если расширяется плоскость вектора  $H$ , и **E-плоскостный** (рисунок 7.1,б), если расширяется плоскость вектора  $E$ . В первых силовые линии электрического поля перпендикулярны широкой стороне раскрыва, а во-вторых – узкой.

При расширении волновода сразу в двух плоскостях образуется **пирамидальный рупор** (рисунок 7.1,в). Расширяющийся круглый волновод образует **конический рупор** (рисунок 7.1,г).

Структура поля в рупоре в основном сохраняется той же, что и в волноводе. Для примера на рисунке 7.2 показана структура поля в H-плоскостном секториальном рупоре. Фронт волны из плоского (в волноводе) преобразуется в цилиндрический. Амплитудное распределение поля вдоль цилиндрической поверхности фронта волны полностью совпадает с амплитудным распределением в поперечном сечении волновода. Фазовая скорость распространения волны в каждом сечении рупора равна скорости волны в волноводе с тем же сечением и убывает от значения фазовой скорости волны в волноводе до скорости света у раскрыва рупора.

Устройства СВЧ и антенн

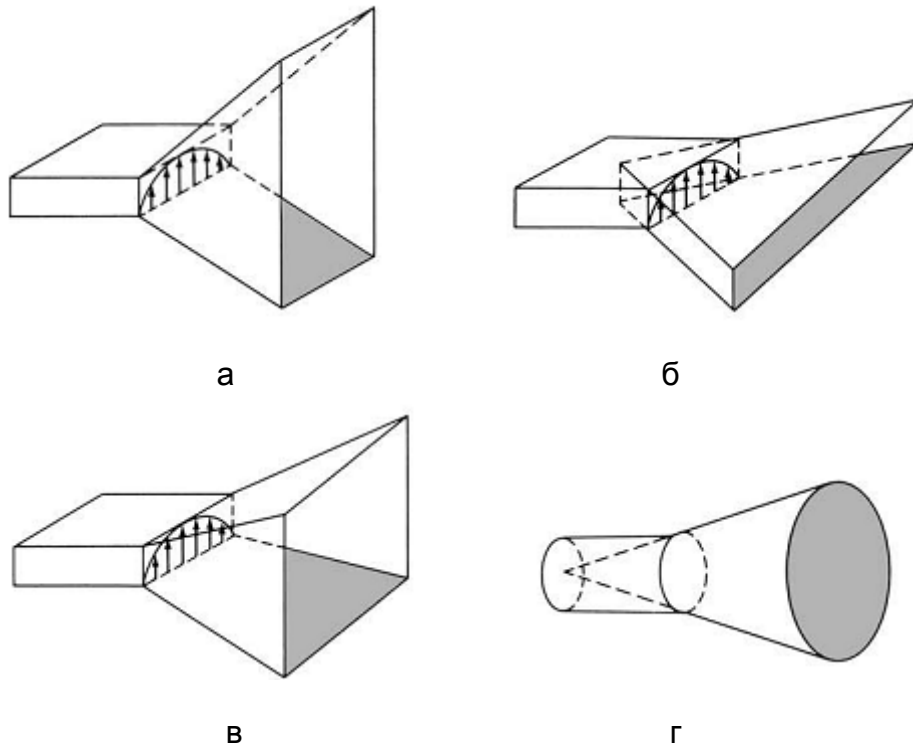


Рисунок 7.1 – Виды рупорных антенн

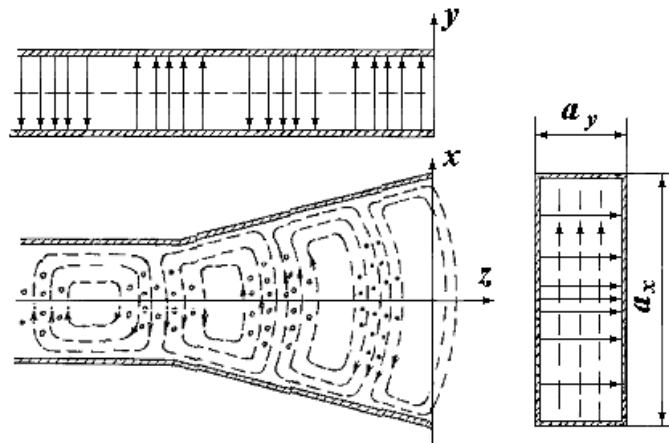


Рисунок 7.2 – Структура поля в N-плоскостном секториальном рупоре

Поскольку фазовый фронт волны в рупоре цилиндрический, а геометрический раскрыв плоский, поле в раскрыве оказывается несинфазным. Определим фазовые искажения.

Линией равных фаз в рупоре является дуга окружности с центром в точке  $O$  (рисунок 7.3). Фаза поля в произвольной точке  $M'$  отстает от фазы поля в середине раскрыва (точка  $O'$ ) на величину

$$\Delta\psi = k(OM' - OM) = \frac{2\pi}{\lambda} (\sqrt{R^2 + x^2} - R). \quad (7.16)$$

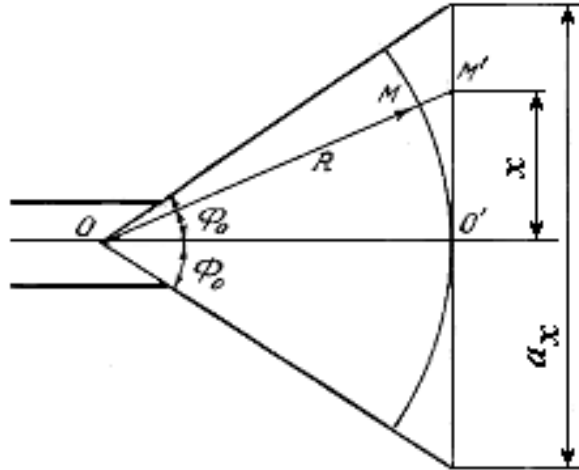


Рисунок 7.3 – К определению фазовых искажений в рупоре

Как следует из рисунка 7.3, через  $R$  обозначена длина рупора, а через  $a_x$  и  $a_y$  – размеры его раскрыва в плоскостях  $H$  и  $E$  соответственно. Так как в рупорах

обычно выполняются соотношения  $\frac{a_x}{2} \ll R$ ,  $\frac{a_y}{2} \ll R$ , то

$$\sqrt{R^2 + x^2} = R\sqrt{1 + x^2/R^2} \approx R\left(1 + \frac{x^2}{2R^2}\right) = R + \frac{x^2}{2R}, \quad (7.17)$$

т.е. 
$$\Delta\psi \approx \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{x^2}{2R}. \quad (7.18)$$

Таким образом, фаза поля в раскрыве рупора убывает к краям раскрыва приблизительно по квадратичному закону. Максимальный сдвиг фаз составляет величину

$$\Delta\psi_{\max} \approx \frac{\pi a_x^2}{4\lambda R}. \quad (7.19)$$

Формулы (7.18) и (7.19) справедливы при  $R > \frac{a_x}{2}$  или  $\Phi_0 < 45^\circ$  ( $2\Phi_0$  – угол раскрыва рупора). Обычно в рупорах, применяемых на практике, данные условия выполняются.

КНД рупорной антенны сложным образом зависит от ее размеров. Для каждой длины рупора  $R$  существует определенная ширина раскрыва  $a$ , при которой КНД достигает максимального значения. Дальнейшее увеличение  $a$  при фиксированной длине  $R$  приводит к резкому росту фазовых искажений. Рупор, который при заданной длине имеет максимальный КНД и минимальную ширину луча, называется **оптимальным**.

### Устройства СВЧ и антенн

Максимальная несинфазность на краю раскрыва несинфазного  $H$ -плоскостного рупора составляет величину  $\Delta\psi_{\max}^H = \frac{3\pi}{4}$ . С учетом этого из (7.19) можно получить

$$R_{\text{ОПТ.Н}} = \frac{a_x^2}{3\lambda}. \quad (7.20)$$

Коэффициент использования площади раскрыва  $H$ -плоскостного оптимального рупора составляет 0.64, а ширина луча определяется соотношением

$$2\theta_{0,5}^H = 80 \frac{\lambda}{a_x} \text{ град.} \quad (7.21)$$

Для оптимального  $E$ -плоскостного секториального рупора максимальная несинфазность на краю раскрыва составляет  $\Delta\psi_{\max}^E = \frac{\pi}{2}$ , чему соответствует

$$R_{\text{ОПТ.Е}} = \frac{a_y^2}{2\lambda}. \quad (7.22)$$

КИП раскрыва такого рупора также равен 0.64, а ширина луча определяется соотношением

$$2\theta_{0,5}^E = 56 \frac{\lambda}{a_y} \text{ град.} \quad (7.23)$$

То обстоятельство, что в оптимальном  $H$ -плоскостном секториальном рупоре допускается более значительная несинфазность на краю раскрыва, чем в оптимальном  $E$ -плоскостном секториальном рупоре, обусловлено спаданием в  $H$ -плоскости амплитудного распределения на краях раскрыва до нуля, что уменьшает вес, с которым ошибка влияет на ДН.

Пирамидальный рупор можно рассматривать как сочетание  $E$ - и  $H$ -плоскостных секториальных рупоров. Фронт волны в пирамидальном рупоре приближенно можно считать сферическим. Структура поля в плоскостях  $E$  и  $H$  подобна структуре полей соответствующих секториальных рупоров. Если размеры раскрыва пирамидального рупора больше  $\lambda$ , то распределение поля в раскрыве можно считать разделяющимся (по координатам  $x$  и  $y$ ). При этом ДН в двух главных плоскостях зависят только от размеров раскрыва в соответствующих плоскостях. КИП оптимального пирамидального рупора  $\nu \approx 0.5$ .

Фазовые искажения в рупорах могут быть уменьшены путем применения корректирующих линз, в качестве которых могут использоваться замедляющие диэлектрические линзы или ускоряющие металлопластинчатые линзы.

## 7.4. Зеркальные антенны

**Зеркальными** называются **антенны**, у которых поле в раскрыве формируется за счет отражения электромагнитной волны, созданной первичным источником, от металлической поверхности специального рефлектора (зеркала). Первичный источник электромагнитной волны называется в этом случае **облучателем**.

## Устройства СВЧ и антенн

Существует много разновидностей зеркальных антенн. Их можно классифицировать **по количеству зеркал** и **по геометрии отражающей поверхности**. По геометрии отражающей поверхности зеркальные антенны можно разделить на параболоиды вращения (рисунок 7.4,а), симметричные (рисунок 7.4,б,в) и несимметричные (рисунок 7.4,г) вырезки из них, параболические цилиндры (рисунок 7.4,д) и сферические зеркала (рисунок 7.4,е).

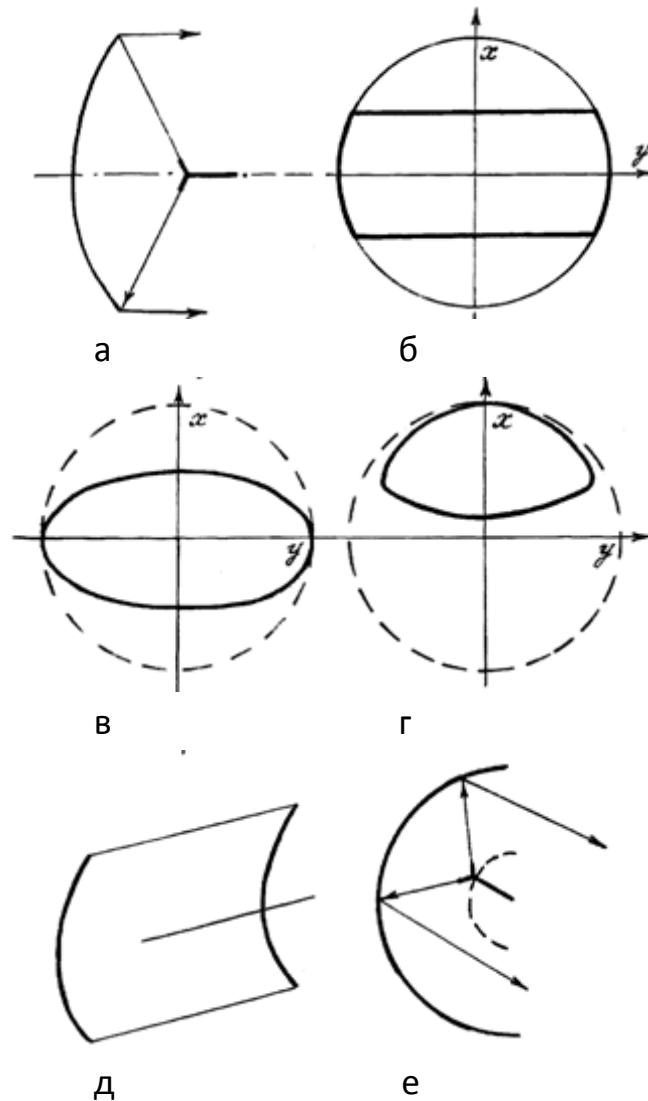


Рисунок 7.4 – Классификация зеркальных антенн

Помимо рассмотренных выше однозеркальных антенн, широкое распространение на практике получили **двухзеркальные** антенны. В этих антеннах для получения синфазного распределения поля в раскрыве используется две отражающие поверхности. Одна из них (большая) является основным зеркалом, которое чаще всего выполняется как **параболоид** вращения. Вторая (меньшая) может быть **гиперболоидом** (в частном случае плоскостью) или **эллипсоидом**. В первом случае (рисунок 7.5,а,б) антенну называют антенной **Кассегрена**, во втором (рисунок 7.5,в) – антенной **Грегори**. Эти названия, как и сами схемы антенн, заимствованы из оптики.

Устройства СВЧ и антенн

В антенне Кассегрена малое зеркало располагают так, чтобы один из фокусов гиперболы совпал с фокусом параболы  $F_1$ . Во втором фокусе гиперболы ( $F_2$ ) помещают облучатель. Исходящие из второго фокуса лучи после отражения от малого зеркала принимают такие направления, как будто они исходят из первого фокуса. Особенно наглядно это видно в случае плоского вспомогательного зеркала (рисунок 7.5,б).

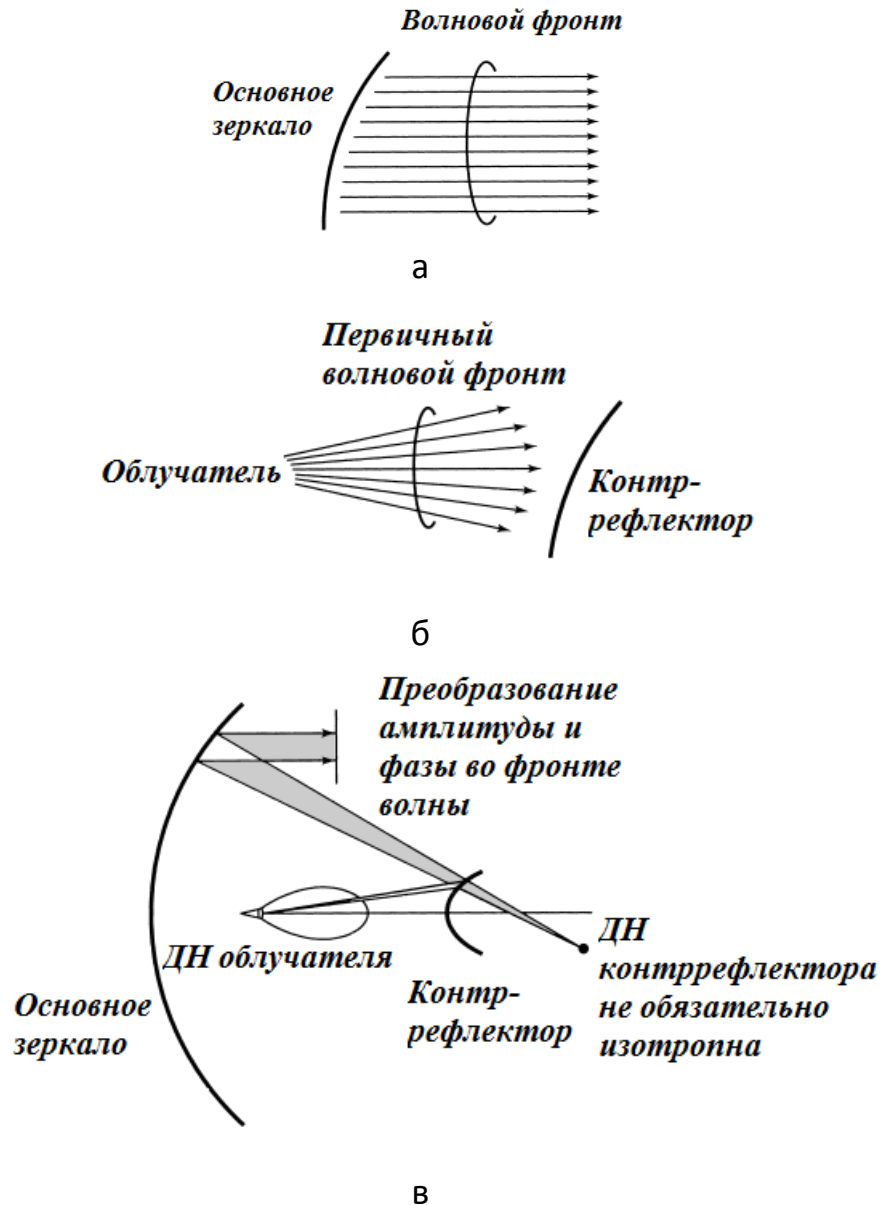


Рисунок 7.5 – Пояснения процесса преобразования волнового фронта в зеркальных антеннах

В антенне Грегори с фокусом  $F_1$  параболы совмещают один из фокусов эллипса. Во втором фокусе эллипса также помещают облучатель. Излученная волна после отражения от малого зеркала фокусируется в точке  $F_1$ , которая играет роль фиктивного облучателя параболы.



Устройства СВЧ и антенн

В схеме Кассегрена малое зеркало помещают между параболой и ее фокусом, в то время как в схеме Грегори – за фокусом параболы. В связи с этим габаритный размер схемы Грегори больше и она используется реже.

Одно из основных преимуществ двухзеркальных антенн перед однозеркальными состоит в том, что наличие двух отражающих поверхностей предоставляет дополнительную степень свободы, которая может быть использована для регулировки амплитудного распределения в раскрыве, уменьшения фазовых ошибок при качании луча и т. п. В связи с этим КПД двухзеркальных антенн выше, чем у однозеркальных, и достигает 0.6–0.65.

Другое преимущество заключается в том, что облучатель может быть размещен вблизи вершины большого зеркала, за которым находятся передатчик и элементы фидерного тракта. При этом существенно сокращается длина волновода, идущего к облучателю. Это упрощает конструкцию фидерного тракта, улучшает согласование, уменьшает потери и шумовую температуру антенно-фидерного устройства.

Основная задача антенны – трансформировать сферическое поле облучателя в поле плоской волны. На рисунке 7.5 даны пояснения процесса преобразования волнового фронта в зеркальных антеннах. Здесь на рисунке 7.5,а показано преобразование волнового фронта при использовании одного зеркала, а на рисунке 7.5,б – двух зеркал. Рисунок 7.5,в поясняет трансформацию волнового поля в двухзеркальной антенне.

Профиль отражающего зеркала можно определить, исходя из условия, что электромагнитная волна, отраженная от рефлектора (зеркала), должна иметь плоский фазовый фронт. Это означает, как следует из рисунка 7.6, что оптическая длина пути между источником и плоским фронтом волны в раскрыве отражателя для любого луча должна быть одинакова.

Из анализа данного рисунка следует, что уравнение профиля зеркала будет определяться соотношением

$$\rho = \frac{2f}{1 + \cos\varphi}. \tag{7.24}$$

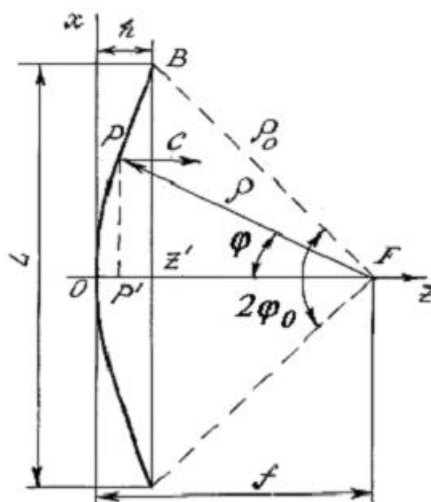


Рисунок 7.6 – К определению профиля зеркала

Устройства СВЧ и антенн

Выражение (7.24) является уравнением параболы в полярных координатах. Ось  $OZ$  – ось параболы - называется **оптической осью зеркала**.

В том, что парабола трансформирует сферический фронт волны в плоский, нетрудно убедиться, имея в виду, что параболой называется геометрическое место точек, равноудаленных от точки (фокуса) и прямой (директрисы).

Параболические антенны разделяются на **длиннофокусные** и **короткофокусные**. В длиннофокусной антенне фокус находится вне антенны, при этом  $f > h$  (т.е.  $\varphi_0 < \pi/2$ ). В короткофокусной антенне фокус находится внутри антенны, глубина зеркала  $h > f$  (т.е.  $\varphi_0 > \pi/2$ ).

Геометрия параболического зеркала, помимо глубины  $h$  и фокусного расстояния  $f$ , характеризуется также размером раскрыва  $L$  и углом полураскрыва зеркала  $\varphi_0$  (см. рисунок 7.4). Найдем связь между  $f$ ,  $h$ ,  $L$  и  $\varphi_0$ . С этой целью воспользуемся уравнением параболы в декартовой системе координат

$$x^2 = 4fz. \tag{7.25}$$

Подставив координаты крайней точки  $B$  раскрыва  $z = h$  и  $x = L/2$  в (7.25), получим

$$L^2 = 16fh. \tag{7.26}$$

Из  $\Delta Fz'B$  находим

$$\rho_0 = \frac{L}{2\sin\varphi_0}. \tag{7.27}$$

Подставляя (7.27) в (7.24) при  $\varphi = \varphi_0$ , получим

$$L = 4f \frac{\sin\varphi_0}{1 + \cos\varphi_0} = 4f \frac{2\sin(\varphi_0/2)\cos(\varphi_0/2)}{2\cos^2(\varphi_0/2)} = 4f \operatorname{tg}(\varphi_0/2). \tag{7.28a}$$

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg} \left| \frac{0.5 \frac{f}{L}}{\left(\frac{f}{L}\right)^2 - \frac{1}{16}} \right|. \tag{7.28б}$$

Формулы (7.11) и (7.13) позволяют по двум любым заданным геометрическим параметрам профиля зеркала найти два остальных.

### 7.5 Линзовые антенны

**Линзовой антенной** называется совокупность электромагнитной линзы и облучателя.

**Линзой** называют **прозрачное** для ЭМ волн тело, коэффициент преломления которого отличается от коэффициента преломления окружающей среды.

Линзы, используемые для преобразования сферического или цилиндрического фронта волны в плоский, называются **фокусирующими**.

Устройства СВЧ и антенн

Принцип работы диэлектрической фокусирующей линзы ясен из рисунка 7.7,а. От источника  $F$  на линзу падает сферическая волна. Освещенная поверхность линзы выпуклая, следовательно, волна, падающая в центре, пройдет путь больший, чем волны по краям. Так как фазовая скорость волны в теле линзы в  $n = \sqrt{\varepsilon}$  раз меньше, чем в свободном пространстве, (причем  $\varepsilon > 1$ ), то фронт сферической волны превращается на теневой стороне линзы в плоский. Такая линза называется **замедляющей**.

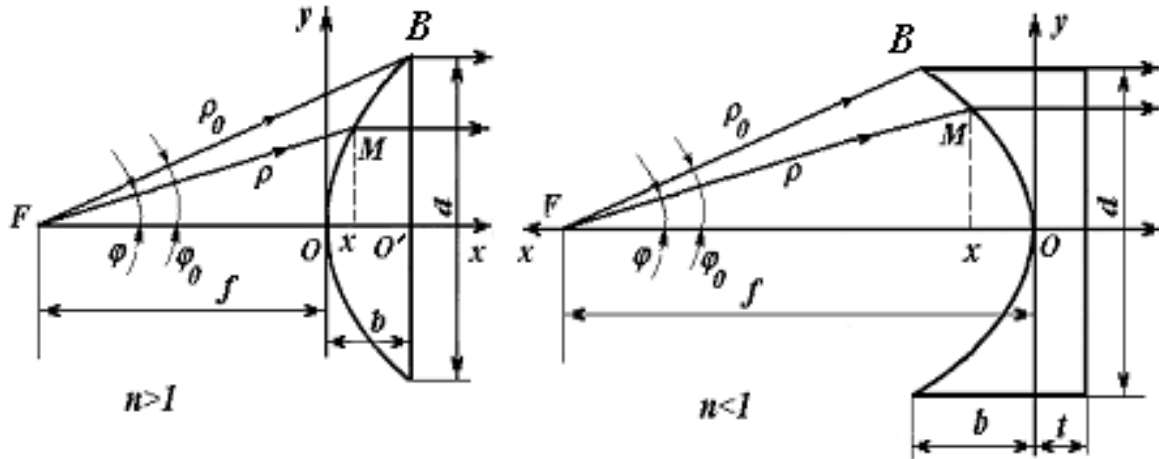


Рисунок 7.7 – К выводу профиля линз

Профиль замедляющей линзы определяется соотношением

$$\rho = \frac{(n-1)f}{n \cos \varphi - 1} \tag{7.29}$$

Здесь  $\rho$  - текущее расстояние от фокуса линзы до произвольной точки на освещенной поверхности линзы.

Толщина линзы  $b$  определяется соотношением

$$b = \frac{d}{2(n-1)} \cdot \frac{2 \sin^2 \varphi_0 / 2}{2 \sin(\varphi_0 / 2) \cdot \cos(\varphi_0 / 2)} = \frac{d}{2(n-1)} \operatorname{tg} \frac{\varphi_0}{2} \tag{7.30}$$

Данное выражение связывает между собой конструктивные параметры линзы: диаметр  $d$ , толщину  $b$ , коэффициент преломления  $n$  и угол раскрытия  $\varphi_0$ .

Диэлектрические (замедляющие) линзы широкополосны, однако имеют большой вес. Существенными могут быть и потери в диэлектрике. В связи с этим на практике чаще используются металлопластинчатые линзы, в которых фазовая скорость волн выше, чем в свободном пространстве (такие линзы получили название ускоряющих). Данные линзы состоят из параллельных металлических пластин, отстоящих друг от друга на расстоянии  $a$  и образующих вогнутую поверхность, как показано на рисунке 7.7,б.

Для ускоряющей линзы уравнение профиля определяется выражением:

$$\rho = f \frac{1-n}{1-n \cdot \cos \varphi} \tag{7.31}$$

Профиль ускоряющей линзы является эллипсом.

Устройства СВЧ и антенн

Толщина линзы определяется по формуле

$$b = \frac{d}{2(1-n)} \operatorname{tg} \frac{\varphi_0}{2}. \quad (7.32)$$

Рассмотренная линза фокусирует излучение только в плоскости вектора  $E$ . Для фокусировки в двух плоскостях одновременно необходимо от середины линзы к краям увеличивать размер  $t$  пластин (см. рисунок 7.7,б).

Недостаток ускоряющих линз - их сравнительная узкополосность, т.к. коэффициент преломления зависит от  $\lambda$

$$n = \frac{c}{v} = \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}. \quad (7.33)$$

Для уменьшения толщины  $b$  как ускоряющих, так и замедляющих линз их зоннируют, уменьшая толщину линзы ступеньками. Глубина ступеней выбирается такой, чтобы скачок фазы за счет сокращения пути луча в линзе от каждой ступеньки равнялся  $2\pi$ , что эквивалентно разнице в длине оптического пути соседних лучей в одну длину волны.

Облучатель является важным элементом зеркальной и линзовой антенн, во многом определяющим общие характеристики всей антенной системы в целом.

Требования, предъявляемые в связи с этим к облучателю, заключаются в следующем:

1. Амплитудная характеристика облучателя должна иметь минимальное излучение вне угла раскрытия зеркала антенны или линзы и должна обеспечивать требуемое амплитудное распределение в раскрытии.

2. Фазовая характеристика должна иметь четко выраженный фазовый центр, совмещенный с фокусом зеркала.

3. Желательно, чтобы облучатель имел по возможности минимальные геометрические размеры, чтобы меньше затенять раскрытие антенны.

4. Электрическая прочность облучателя должна быть достаточной для пропускания полной рабочей мощности радиосистемы без пробоя.

5. Полоса рабочих частот должна соответствовать требуемой полосе частот радиосистемы.

6. Облучатель должен иметь конструкцию, обеспечивающую его нормальную работу в любых метеоусловиях, допускать возможность герметизации фидерного тракта. Как правило, облучатель закрывают диэлектрическим кожухом.

Наиболее распространенными конструкциями облучателей параболических и линзовых антенн являются: вибраторные, щелевые и волноводно-рупорные. Иногда применяют стержневые, спиральные и другие типы антенн. В частности, облучатель зеркальной антенны одной из РЛС выполнен в виде спиральной антенны обратного излучения.

## Лекция №8. Фазированные антенные решетки

### 8.1 Классификация антенных решеток

Для повышения направленных свойств излучателей применяют антенные решетки (АР). Применение  $N$ -элементной АР позволяет увеличить приблизить в  $N$  раз КНД антенны по сравнению с одиночным излучателем, а также сузить луч диаграммы направленности. С помощью решетки удастся повысить уровень излучаемой (принимаемой) мощности путем размещения в каналах решетки независимых усилителей высокочастотной энергии.

Одним из наиболее важных преимуществ АР является возможность быстрого обзора пространства за счет качания луча антенны электрическими методами (электрического сканирования).

Помехозащищенность радиосистемы зависит от уровня боковых лепестков антенны и возможности подстройки (адаптации) его по помеховой обстановке. АР – необходимое звено для создания такого динамического пространственно-временного фильтра или просто для уменьшения уровня боковых лепестков. В настоящее время все более актуальной задачей создание многофункциональных радиосистем, в качестве антенн для которых в наибольшей степени соответствуют АР.

Антенные решетки могут быть классифицированы по следующим признакам: геометрия расположения излучателей в пространстве, способу их возбуждения, закономерности размещения излучающих элементов в самой решетке, способу обработки сигнала в решетке, амплитудно-фазовому распределению токов (полей) по решетке и типу излучателей.

С точки зрения геометрии расположения излучателей АР подразделяются на: линейные (рисунок 8.1,а) и криволинейные, плоские (рисунок 8.1,б) и выпуклые. К криволинейным решеткам можно отнести дуговые и кольцевые АР (рисунок 8.1,в,г). К выпуклым АР, в частности, относят решетки, размещенные на поверхностях вращения: цилиндрические и конические АР (рисунок 8.1,д,е).

Размещение излучателей в самой решетке может быть эквидистантное, у которого шаг (расстояние между излучателями) – величина постоянная (рисунок 8.1,а-е), и неэквидистантное, у которого шаг меняется по определенному закону или случайным образом (рисунок 8.1,ж).

В плоской АР излучатели могут быть расположены в углах прямоугольной или косоугольной координатной системы (рисунок 8.2,а и 8.2,б соответственно).

По способу возбуждения (питания) излучателей различают решетки с последовательным и параллельным питанием. Возможен также пространственный способ возбуждения, который называют иногда оптическим или эфирным. В больших АР применяют комбинации последовательного или параллельного питания излучателей, особенно в случае деления АР на подрешетки (модули) меньших размеров. При последовательном питании элементы решетки возбуждаются падающей волной последовательно один за другим (рисунок 8.3,а), а при параллельном – независимо (рисунок 8.3,б). Частным случаем параллельного питания является схема типа «елочка», образующаяся за счет каскадного деления подводимой мощности на две части (рисунок 8.3,в).

Устройства СВЧ и антенн

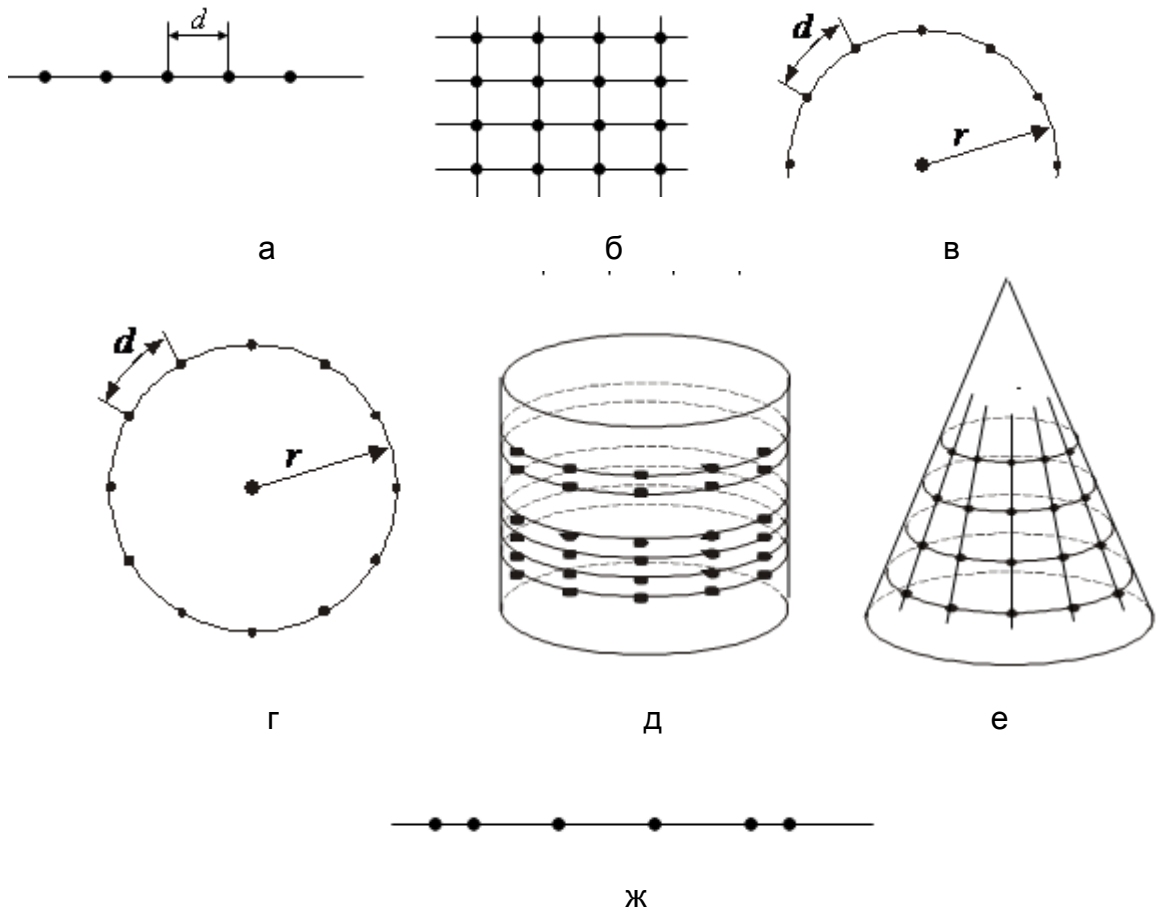


Рисунок 8.1 – Типы антенных решеток

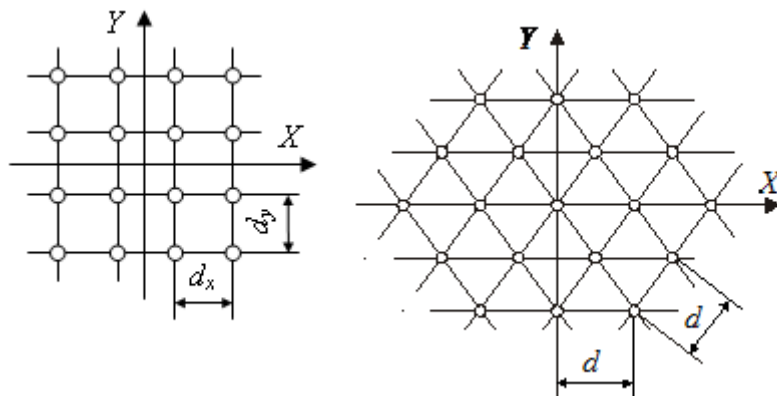


Рисунок 8.2 – Координатные сетки антенной решетки

В питающем АР тракте (фидере) возможна различная пространственно-временная обработка сигнала. Изменение фазового распределения в решетке с помощью системы фазовращателей в питающем тракте позволяет управлять положением максимума диаграммы направленности (ДН). Такие решетки называются **фазированными антенными решетками** (ФАР). Если к каждому излучателю ФАР или к их группе подключается усилитель мощности, генератор или преобра-

Устройства СВЧ и антенн

зватель частоты, то такие решетки называются **активными фазированными антенными решетками** (АФАР) (рисунок 8.4,а,б).

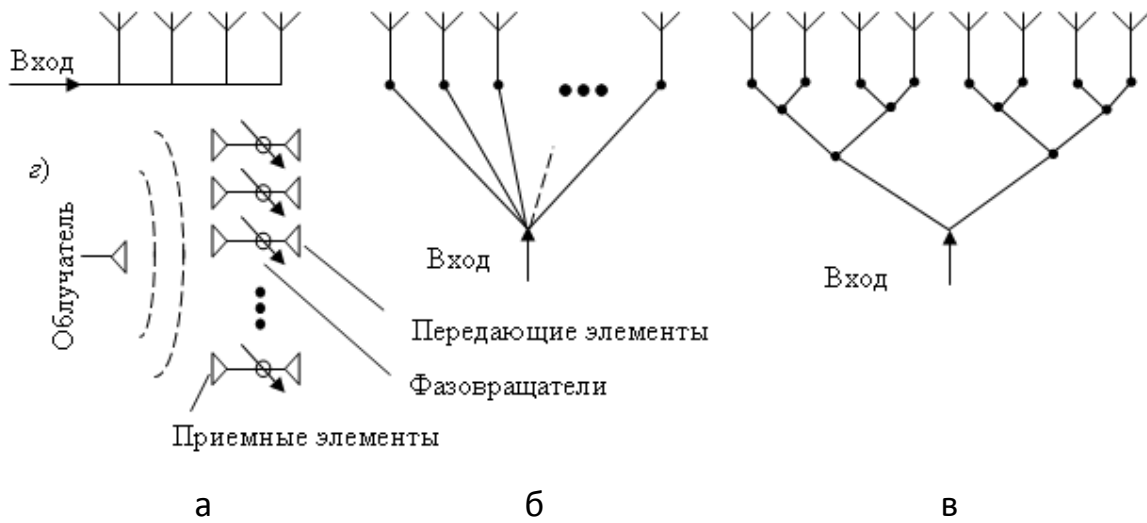


Рисунок 8.3 – Схемы возбуждения излучателей в решетке

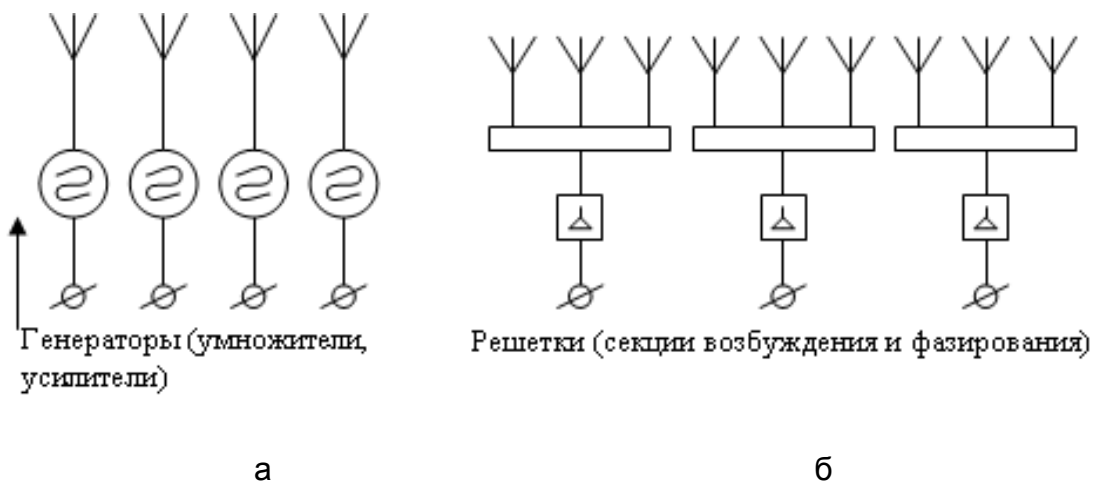


Рисунок 8.4 – Активные фазированные решетки

Приемные АР с саморегулируемым амплитудно-фазовым распределением в зависимости от помеховой обстановки называются **адаптивными**. Приемные АР с обработкой сигналов методами когерентной оптики называются **радиооптическими**. Приемные АР, в которых вся обработка сигналов осуществляется в цифровой форме, называются **цифровыми АР**.

Совмещенные АР имеют в своем излучающем раскрытии два (или более) типа излучателей, каждый из которых работает в своем рабочем диапазоне. Антенные решетки, формирующие с одного излучающего раскрытия несколько независимых (ортогональных) лучей и имеющие соответствующее число выходов, называются **многолучевыми**. В зависимости от соотношения амплитуд токов возбуждения различают решетки с **равномерным, экспоненциальным и симметрично-спадающим амплитудными распределениями относительно центра решетки**. Если фазы токов излучателей изменяются вдоль линии их размещения по линей-

ному закону, то такие решетки называют решетками с линейным фазовым распределением. Частным случаем таких решеток являются **синфазные решетки**, у которых фазы тока всех элементов одинаковы.

## 8.2 Основные соотношения для фазированных АР

Для описания характеристик  $N$  – элементной антенной решетки могут быть использованы соотношения, полученные для линейного излучателя. При этом возбуждение излучателей при остронаправленном излучении обеспечивает синфазное сложение полей в заданном направлении  $(\theta_{zl}, \varphi_{zl})$ , зависящее от положения излучателей  $(x_{nq}, y_{nq}, n, q = 1, 2, \dots, N)$  в решетке:

$$\Phi_{nq}(\theta_{zl}, \varphi_{zl}) = -k(x_{nq} \cos \varphi_{zl} + y_{nq} \sin \varphi_{zl}) \sin \theta_{zl}. \quad (8.1)$$

Отсчет углов показан на рисунке 8.5.

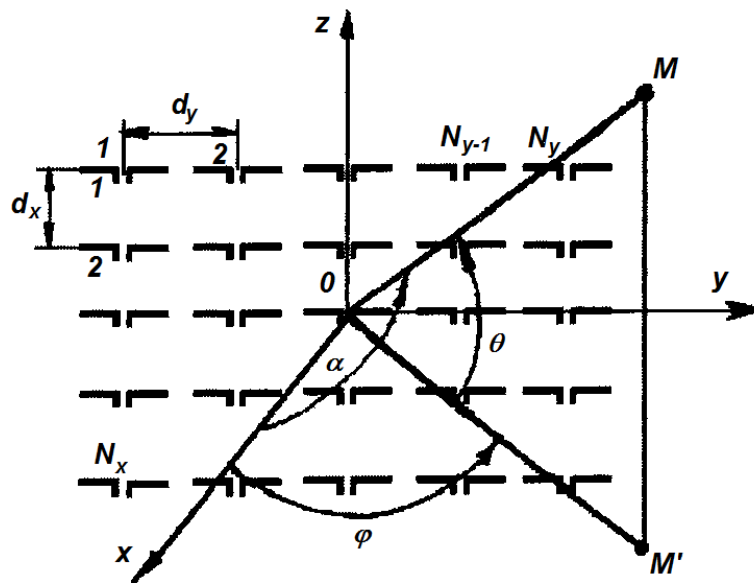


Рисунок 8.5 – Геометрия задачи

Полагая решетку состоящей из одинаковых излучателей, можно представить ее характеристику направленности  $F(\theta, \varphi)$  в виде произведения парциальной характеристики направленности изолированного излучателя  $F_{\mu}(\theta, \varphi)$  и множителя решетки  $F_{\Sigma}(\theta, \varphi)$ :

$$F(\theta, \varphi) = F_{\mu}(\theta, \varphi) F_{\Sigma}(\theta, \varphi). \quad (8.2)$$

Для ФАР множитель решетки определяется соотношением

$$F_{\Sigma}(\theta, \varphi) = \sum_{n=1}^N \sum_{q=1}^N A_{nq} \exp(i(\Phi_{nq} + \Phi_{nq}^n)), \quad (8.3)$$

где  $A_{nq}$  - амплитуда возбуждения  $nq$  – го элемента решетки;



Устройства СВЧ и антенн

$\Phi_{nq}^n = k(x_{nq} \cos \varphi + y_{nq} \sin \varphi) \sin \theta$  - пространственный фазовый сдвиг для направления на точку наблюдения  $(\theta, \varphi)$ .

При размещении излучателей в узлах координатной сетки с двойной периодичностью синфазное сложение полей отдельных излучателей решетки возможно не только в направлении главного максимума ДН, но и в других направлениях, которым соответствует пространственный фазовый сдвиг, компенсирующий сдвиг фазы между излучателями за счет возбуждения. В этом случае помимо главного максимума существуют еще и дифракционные лепестки высших порядков, пространственная ориентация которых зависит от расстояния между излучателями. При уменьшении этого расстояния число дифракционных максимумов, находящихся в области действительных углов, уменьшается. Для нормальной работы решетки необходимо, чтобы в области действительных углов находился лишь один главный максимум, а дифракционные лепестки отсутствовали.

При использовании прямоугольной сетки дифракционные максимумы высших порядков отсутствуют, если расстояние между излучателями в направлении координатных осей удовлетворяет следующим условиям:

$$d_x / \lambda \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_{x \max}}, \quad d_y / \lambda \leq \frac{1}{1 + \sin \theta_{y \max}}, \quad (8.4)$$

где  $\theta_x, \theta_y$  - максимальные углы отклонения луча в плоскостях  $zOx$  и  $zOy$ .

Для треугольной сетки соответствующее условие имеет вид:

$$d / \lambda \leq \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{1}{1 + \sin \theta_{\max}}. \quad (8.5)$$

Условия (8.4) и (8.5) не учитывают направленных свойств излучателей решетки и определяют предельные расстояния в решетке изотропных излучателей. При ограниченном секторе сканирования использование направленных излучателей позволяет увеличить расстояние между ними и соответственно уменьшить общее число излучателей.

При сканировании в коническом секторе углов  $\theta \leq \theta_{\max}$  выигрыш в числе излучателей по сравнению с решеткой изотропных излучателей для треугольной и прямоугольной сеток составит:

$$\frac{N_{\text{изотроп}}}{N} = \frac{(1 + \sin \theta_{\max})^2}{4 \sin^2 \theta_{\max}}. \quad (8.6)$$

Следует отметить, что создать излучатель, характеристика направленности которого быстро уменьшится за пределами сектора сканирования, достаточно сложно. В связи с этим число излучателей в реальных сканирующих решетках больше минимально возможного. Выходом из сложившегося положения является объединение слабонаправленных излучателей в подрешетки. Объединение осуществимо, если ширина ДН ФАР не превышает  $1^\circ$ , а сектор сканирования в обеих плоскостях меньше  $10^\circ$ .

Излучатели каждой подрешетки возбуждаются синфазно и формируют ДН, максимум которой ориентирован в направлении нормали к плоскости решетки. При сканировании фазы колебаний каждой подрешетки, которые можно рассмат-

Устройства СВЧ и антенн

ривать как отдельные излучатели антенны, изменяются с помощью фазовращателей.

Относительные размеры подрешеток выбирают в соответствии с заданным сектором сканирования и допустимым уровнем  $\alpha$  дифракционных максимумов высших порядков, находящихся в пределах основного лепестка ДН подрешеток, поскольку форма ДН подрешетки отличается от прямоугольной:

$$\frac{L'_{x,y}}{\lambda} = \frac{\alpha}{(1 + \alpha)\sin \theta_{x,y \max}}. \quad (8.7)$$

Число строк и столбцов, образованных подрешетками определяется выражением:

$$N_{x,y} = \frac{L_{x,y}}{\lambda} \frac{1 + \alpha}{\alpha} \sin \theta_{x,y \max}. \quad (8.8)$$

Число фазовращателей в решетке:

$$N = N_x N_y. \quad (8.9)$$

Размеры антенны определяются заданными значениями КНД или шириной ДН, длиной волны и выбранным амплитудным распределением поля в раскрыве антенны (последнее зависит от требуемого уровня боковых лепестков).

Так, при равномерном распределении амплитуды в прямоугольном раскрыве ширина ДН по половинной мощности неотклоненного луча определяется соотношением

$$2\Delta\theta_{0,5} = 50.8 \frac{\lambda}{L} \text{ град}, \quad (8.10)$$

уровень первых боковых лепестков составляет -13,2 дБ, а уровень остальных уменьшается пропорционально  $1/u$ , где  $u = \frac{kL}{2} \sin \theta$ .

Для расчета ширины ДН линейной решетки при отклонении луча от нормали вводят понятие **эквивалентной длины решетки**:

$$L_{\text{экв}} = Nd \cos \theta_{\text{дл}}. \quad (8.10)$$

При увеличении угла отклонения эквивалентная длина уменьшается, а ширина ДН в соответствии с формулами увеличивается.

Для прямоугольного раскрыва вводится понятие **эквивалентной площади решетки**:

$$S_{\text{экв}} = L_{\text{экв}x} L_{\text{экв}y}. \quad (8.11)$$

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

$$D(\theta_{\text{дл}}) = D_0 \cos \theta_{\text{дл}}. \quad (8.12)$$

В данной формуле  $D_0$  - значение КНД в направлении перпендикуляра в плоскости решетки.

### 8.3 Сканирующие антенные решетки

Рассмотрим способы сканирования главного лепестка антенной решетки на примере системы идентичных излучателей, параллельных друг другу и расположенных на одной прямой. Предположим, что амплитуды токов в излучателях одинаковы, а фаза тока в любом излучателе отличается от фазы тока предыдущего излучателя на одну и ту же величину  $\Delta\psi$  ( $0, \Delta\psi, 2\Delta\psi, \dots, (N-1)\Delta\psi$ ).

После суммирования полей отдельных излучателей получим, что множитель решетки будет описываться выражением вида:

$$F_{\Sigma}(\theta) = \frac{\sin(N(kd \sin \theta + \Delta\psi)/2)}{N \sin((kd \sin \theta + \Delta\psi)/2)}. \quad (8.13)$$

Максимум излучения в такой антенне имеет место для тех направлений в пространстве  $\theta_0$ , для которых поля всех излучателей складываются в фазе, т.е. разность фаз полей излучателей, вызванная разностью хода лучей, полностью компенсируется разностью фаз токов излучателей. Это будет происходить при выполнении условия

$$kd \sin \theta_0 + \Delta\psi = 2\pi n, \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \quad (8.14)$$

Из выражения (8.14) получим уравнение качания луча:

$$\theta_0 = \arcsin\left(-\frac{\Delta\psi}{kd} + n \frac{\lambda}{d}\right), \quad (8.15)$$

где  $n$  – номер луча максимального излучения.

Из анализа соотношения (8.15) можно сделать вывод о том, что **управление положением луча (сканирование луча)** может **осуществляться**:

- изменением частоты колебаний генератора или приемника;
- изменением фазового сдвига между излучателем с использованием системы фазовращателей;
- коммутацией излучающих элементов решетки (т.е. управлением шага между излучателями).

Эти способы управления могут реализовываться с помощью электрических переключений. В этом случае говорят об антеннах с *электрическим сканированием* луча. Электрически сканирующие антенны способны осуществлять безинерционный обзор пространства.

Если изменение фазового распределения осуществляется механическими фазовращателями или коммутаторами, то такие антенны относятся к антеннам с *электромеханическим сканированием*.

*Частотно-сканирующие антенны* конструктивно наиболее просты, но управление лучом в них, как правило, возможно только по одной координате.

Антенные решетки, в которых управление фазовым распределением осуществляется с помощью фазовращателей называются *фазированными антенными решетками*. Данный тип антенных решеток является наиболее распространенным. Для их реализации создан широкий спектр фазовращателей, реализующих непрерывный или дискретный способы управления фазовым распределением.

Устройства СВЧ и антенн

При непрерывном сканировании фаза  $\Psi$  плавно меняется в зависимости от управляющего воздействия – изменения тока или напряжения. При дискретном управлении фаза  $\Psi$  изменяется скачкообразно через определенное число градусов с дискретом  $\Delta$ . Дискретные фазовращатели можно получить из плавных, если на характеристике управления их фазой использовать ряд отдельных точек.

При дискретном фазировании решетки в направлении  $\theta_0$  для каждого излучателя рассчитывается точное ("идеальное") значение фазы

$$\Psi_n = \arg I_n = -k \cdot n \cdot x_0 \cdot \sin \theta_0 . \quad (8.16)$$

Здесь учтено, что решетка перпендикулярна оси  $z$ . Затем  $\Psi_n$  округляется до ближайшего целого числа дискретов  $\Delta$  по формуле

$$\Psi_{n \cdot \text{диск}} = \Delta \cdot E \left[ \frac{\Psi_n}{\Delta} + q \right], \quad (8.17)$$

где  $E(x)$  - операция округления (выделения целой части числа);

$q$  - константа округления (обычно  $q=0,5$ ).

Величина дискрета  $\Delta$  выбирается обычно равной  $2\pi/M$ , причем  $M=2^p$ , где  $p=1,2,3,4,\dots$ . В этом случае для реализации любого фазового состояния (с дискретом  $\Delta$ ) в интервале  $0 \leq \Psi \leq 2\pi$  требуется  $p$  разрядов проходного фазовращателя, причем каждый разряд с номером  $m$  ( $m=1,2,\dots,p$ ) находится в одном из двух состояний, характеризующихся вносимым фазовым сдвигом 0 или  $2\pi/2^m$ . Для управления каждым фазовращателем требуется  $p$  сигналов, принимающих условное значение 0 или 1.

Коммутационные антенны имеют и ряд недостатков, важнейшим из которых является наличие фазовых ошибок, возникающих в связи с тем, что фазы излучателей меняются только скачком, в связи с чем в раскрыве АР реализуется ступенчатое фазовое распределение. Это влечет за собой снижение КНД решетки, рост уровня боковых лепестков, ошибку ориентации максимума луча относительно произвольного заданного направления, скачкообразное перемещение луча.

В частности, уменьшение КНД происходит до величины

$$D = D_0 \left( \frac{\sin \Delta/2}{\Delta/2} \right)^2, \quad (8.18)$$

где  $D_0$  – КНД решетки с "идеальным" фазированием.

Это равносильно снижению КИП до величины  $\left( \frac{\sin \Delta/2}{\Delta/2} \right)^2$ . При  $\Delta = 45^\circ$  КНД уменьшается до 0,95 своего исходного значения, т.е. на 5%.

Абсолютный уровень наибольших паразитных максимумов, обусловленных ступенчатым фазированием, составляет  $\frac{\sin(\Delta/2)}{\pi \pm \Delta/2}$ . Например, при  $\Delta = \frac{\pi}{2}$  уровень

наибольшего паразитного лепестка составляет -9,6 дБ, а при  $\Delta = \frac{\pi}{4}$  -16,6 дБ.

Существует ряд методов уменьшения отрицательных последствий ступенчатого фазирования. К ним относятся метод нелинейной фазовой подставки (когда константа округления  $q$  изменяется по некоторому нелинейному закону), метод изменения константы округления по случайному закону, а также перенос ошибок округления из одного фазовращателя в соседний.

### 8.4 Активные ФАР

Активная ФАР – многоэлементная сканирующая антенна, в тракт каждого излучателя которой (или группы излучателей) включены активные элементы: усилитель, синхронизируемый генератор, преобразователь частоты на активном приборе.

Антенное полотно состоит из однотипных излучателей (вибраторных, щелевых, рупорных, волноводных, спиральных и др.). Требуемый уровень излучаемой мощности и необходимое АФР сигналов, определяющее форму ДН, обеспечивается диаграммоформирующей схемой  $S_0$ , показанной на рисунке 8.6, которая преобразует сигнал возбуждителя  $\Gamma$  в совокупность сигналов, поступающих на входы излучателей.

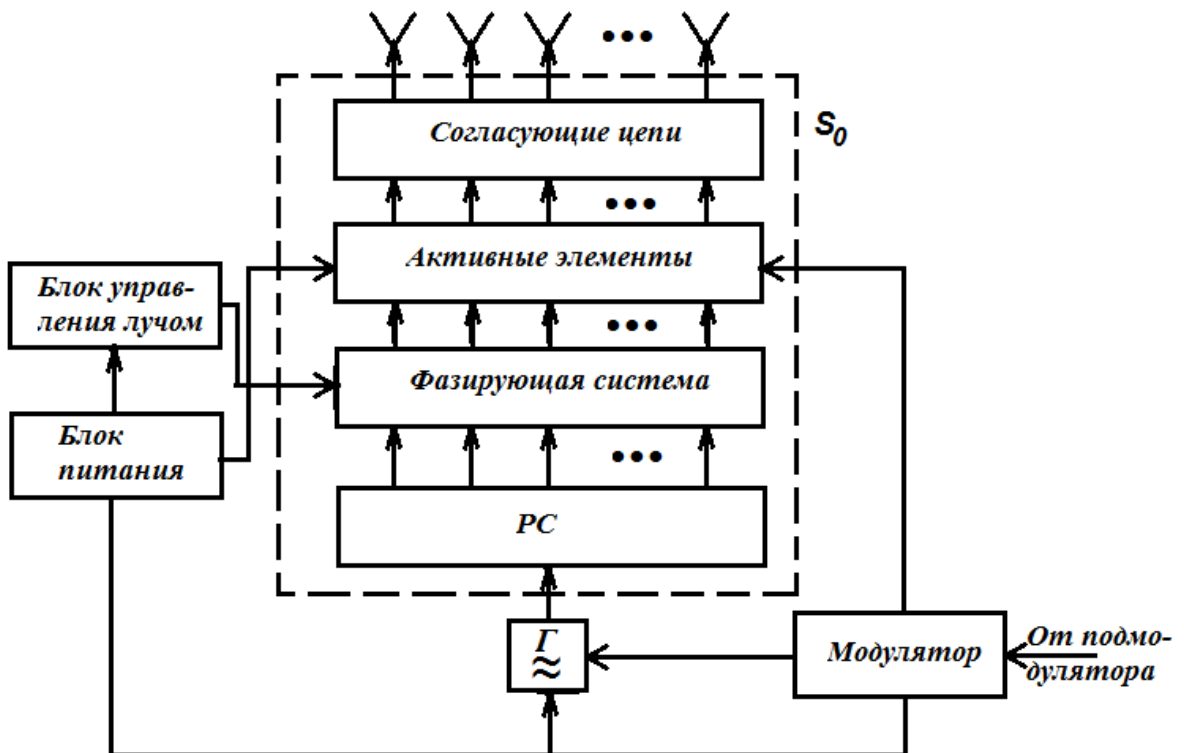


Рисунок 8.6 – Структурная схема АФАР

Диаграммообразующая схема АФАР состоит из активных элементов, фазирующей и распределительной систем. Элементы  $S_0$ , относящиеся к каналу одного излучателя, часто конструктивно оформляют в виде единого модуля. В состав модуля могут входить излучатель с согласующими и развязывающими цепями

## Устройства СВЧ и антенн

(согласованный излучатель), активные элементы и фазовращатель. Если излучатели оформлены в виде самостоятельного узла, они не входят в состав модуля.

Активная часть модуля (активный модуль) – это цепочка активных элементов. Ими могут быть: усилительные, усилительно-умножительные каскады, синхронизируемые автогенераторы и преобразователи частоты на активных приборах. Принципиальные схемы активной части модулей зависят от диапазона частот, уровня мощности, режима работы и др. Стабильность амплитудно-фазовых характеристик АФАР обеспечивается высокостабильными элементами, цепями автоматической подстройки фазы и коэффициента усиления каждого модуля или схемотехническими решениями.

В состав АФАР входят также блоки управления лучом, формой ДН, питания, функционального контроля и ряд других. В основу построения АФАР положено три фактора:

- место расположения фазовращателей в канале каждого излучателя;
- число распределительных систем;
- наличие в активном модуле каскадов преобразования (умножения) частоты.

Так, в передающей АФАР для уменьшения потерь в тракте питания управляемые фазовращатели включены в цепи с низким уровнем ВЧ мощности.

Распределительная система АФАР бывает пассивной или активной. *Пассивная РС* строится по параллельной, последовательной или другой многоэтажной схеме с использованием различных типов делителей мощности (фидерное возбуждение) либо по оптической схеме (пространственное возбуждение). Активная РС предполагает включение на разных ее ступнях (этажах) усилительных каскадов.

Теория АФАР в значительной степени совпадает с теорией ФАР, однако для активной характерен ряд **особенностей**, связанных:

- с необходимостью учитывать наряду со свойствами излучающего полотна характеристики активных элементов, обычно нелинейные;
- с существенным ослаблением взаимной связи между входами излучателей по внутренним цепям СВЧ, обусловленным невзаимными свойствами усилительных каскадов модулей.

**Преимущества АФАР** по сравнению с пассивными ФАР:

- возможность получения высоких уровней мощности излучения при ограниченной мощности усилителей (генераторов) в каналах излучателей;
- значительно более высокое быстродействие из-за возможности применения маломощных фазовращателей и наличия дополнительной степени свободы для управления уровнем амплитуды на выходе активного модуля;
- более высокий КПД из-за снижения потерь мощности в распределительной системе и фазовращателях;
- повышенная эксплуатационная надежность за счет избыточности активных элементов.

## Лекция №9. Проблема электромагнитной совместимости и подходы к решению соответствующих антенных аспектов

### 9.1 Параметры антенн, определяющие электромагнитную совместимость

Развитие радиотехнических систем различного назначения сопровождается, как освоением новых диапазонов частот, так и предоставлением одной полосы частот нескольким радиослужбам. В результате основные спектры, излучаемые и принимаемые отдельными радиосредствами, оказываются частично или полностью перекрывающимися, что приводит к увеличению числа мешающих сигналов (неумышленные помехи) и снижению отношения сигнал/шум. Вопросы, связанные с изучением причин возникновения и способов снижения неумышленных радиопомех, относятся к проблеме электромагнитной совместимости (ЭМС) радиосредств. Среди возможных причин появления неумышленных помех следует различать помехи, проникающие в радиотехническую систему через антенну, и помехи, возникающие помимо антенны и обусловленные, в основном, электромагнитными связями между различными узлами данной системы или между элементами двух или более систем, размещенных близко друг от друга. Существенным фактором появления помех являются паразитные электромагнитные связи в антенно-фидерных линиях. Они существуют в системах, расположенных как на одном объекте, так и на далеко стоящих друг от друга. В современных радиосистемах основной причиной появления помех является прием антенной нежелательных мешающих сигналов. Пространственная и частотная избирательности, присущие антенным системам, позволяют существенно улучшить электромагнитную обстановку. Насколько велика роль антенн в обеспечении ЭМС, можно судить по тому факту, что из 30 основных параметров радиоэлектронного оборудования, влияющих на ЭМС, 12 параметров определяются антенной системой. Совокупность характеристик антенны, существенных для обеспечения ЭМС, будем называть *помехозащищенностью антенны*. В ряде случаев требования к помехозащищенности разрабатываемых антенн оказываются столь жесткими, что их выполнение сопровождается некоторым снижением КУ, ухудшением согласования, сужением рабочего диапазона частот и т.д. Проблему ЭМС в рамках конкретной радиотехнической системы решают двумя путями:

- 1) разрабатывают более помехозащищенные РТС;
- 2) проводят их оптимальное проектирование с точки зрения уменьшения создаваемых ими помех.

В последние годы разрабатывается новый класс антенн - так называемые *адаптивные антенные системы*, позволяющие производить подстройку под данную помеховую обстановку таким образом, чтобы свести влияние помех к минимуму. Основными характеристиками антенн, расположенных на большом расстоянии друг от друга (в зоне излучения) и способных влиять на ЭМС, являются:

- направленные свойства в рабочем диапазоне (ширина главного лепестка ДН, КНД, КУ, УБЛ и др.);

Устройства СВЧ и антенн

- внеполосное излучение антенны (излучение в полосах частот, примыкающих к рабочей полосе, - результат модуляции);
- направленные свойства на частотах побочных излучений (излучения на гармониках, паразитные, комбинационные и интермодуляционные);
- поляризационные характеристики;
- искажение направленных свойств из-за влияния посторонних объектов;
- стабильность характеристик во времени и др.

Что касается внеполосных излучений, то антенная система совместно с линией питания является в какой-то мере фильтром этих излучений. Например, в волноводной линии антенны подавляются все частоты, являющиеся за пределами для данного сечения волновода. Для обеспечения ЭМС различных радиосистем ДН, как передающих, так и приемных антенн этих систем, должны обладать малым боковым и задним излучениями. Это объясняется тем, что нежелательные сигналы часто попадают на вход приемника через боковые и задние лепестки ДН антенны и оказывают на качество работы системы большое влияние. Такая ситуация создается в системах, работающих в условиях слабых полезных сигналов или при высоком уровне помех. В связи с этим снижение УБЛ во многом решило бы проблему ЭМС. Однако при этом должен быть соблюден определенный компромисс, связанный со снижением апертурного КИП антенны.

При работе антенны в реальных условиях возникают дополнительные причины, искажающие ее направленные свойства. Эти причины обусловлены влиянием размеров и формы конструкции, на которой расположена антенна, а также рядом расположенных других антенн и т.д. При оценке влияния направленных свойств антенны на уровень ЭМС необходимо учитывать все указанные факторы. Многие из них могут быть установлены только экспериментальным путем.

Рассмотрим влияние помехозащищенности в конкретном случае на примере собственных помех РРЛ, когда недостаточная пространственная избирательность антенн приводит к ухудшению характеристик РРЛ. На рисунке 9.1 схематически показан участок РРЛ, включающий три ретрансляционных пункта А, В, С. Антенна В<sub>1</sub> станции В принимает кроме полезного сигнала от антенны А<sub>2</sub> станции А два мешающих сигнала от антенн А<sub>1</sub> и С<sub>1</sub>.

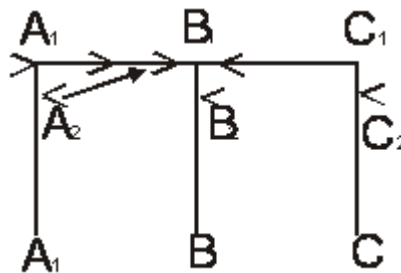


Рисунок 9.1 – Схема РЛС с тремя ретрансляционными пунктами

При двухчастотном плане распределения частот передача на каждой станции РРЛ в оба направления идет на одинаковых частотах, а частоты передатчиков повторяются через станцию. Поэтому все три сигнала, принимаемые антенной В<sub>1</sub>, имеют одинаковые частоты и ослабление помех от антенн А<sub>1</sub> и С<sub>1</sub> может быть обеспечено только направленными свойствами антенн. Чтобы указанные помехи не оказывали заметного влияния на качественные показатели линии,



## Устройства СВЧ и антенн

необходимо, чтобы КЗД антенн РРЛ, т.е. уровень излучения антенн в направлении  $\theta = 180^\circ$ , по отношению к излучению в направлении  $\theta = 0^\circ$  не превышал  $-(65...70)$  дБ.

В ряде случаев для улучшения ЭМС применяется *развязка антенн по поляризации* электромагнитного поля. При этом две антенны работают с полями, поляризованными взаимно перпендикулярно, либо, если антенны с вращающейся поляризацией поля, направления вращения векторов электромагнитного поля у обеих антенн противоположны.

Иногда антенны располагаются на небольшом расстоянии друг от друга (в зоне ближнего поля). Это имеет место на КВ, СВ и ДВ радиоцентрах, при установке антенн ретрансляционных пунктов РРЛ на одних и тех же мачтах, а также при размещении антенн на ограниченной площади космического корабля или спутника. Из-за пространственной электромагнитной связи изменяются направленные свойства и входные сопротивления антенн, поэтому необходимо принимать специальные меры для увеличения переходного затухания между антеннами. К ним относятся рациональное размещение антенн относительно друг друга (например, взаимное влияние двух параболических антенн РРЛ уменьшается, если их установить не рядом, а «спина к спине»), включение в антенны реактивных развязывающих элементов и др.

Совместное использование одних и тех же полос частот различными спутниковыми и наземными радиослужбами, что допускается международными соглашениями (см., например, Регламент радиосвязи), усложняет электромагнитную обстановку.

Таким образом, возникает сложная проблема электромагнитной совместимости. Эта проблема касается обеспечения совместимости между спутниковыми системами и спутниковых систем с наземными службами. С целью соблюдения необходимых условий ЭМС в настоящее время принято сопоставлять ДН антенн спутниковой связи с так называемыми справочными ДН. Последние представляют собой графическое изображение огибающей рекомендуемой МККР ДН относительно изотропного излучателя (в децибелах). Следует отметить, что международные рекомендации периодически пересматриваются. Это подтверждает тенденцию ужесточения требований к ДН антенн спутниковой связи с целью более полного удовлетворения требованиям ЭМС. Остановимся более подробно на вопросах ЭМС апертурных антенн.

## 9.2 Методы снижения бокового излучения апертурных антенн

Приведенные формулы ДН излучающих раскрывов достаточно точно характеризуют направленные свойства апертурной антенны в секторе главного и ближайших к нему боковых лепестков (в этом секторе можно пренебречь влиянием таких факторов, как излучение облучателя однозеркальной антенны за пределы зеркала, дифракционные эффекты на кромках зеркала и др.). Величина этого сектора определяется конкретной схемой выполнения антенны и может достигать  $\pm 40^\circ$  и более. Известно, что низкий УБЛ в данном секторе обеспечивается при спадающем к краям амплитудном распределении. Однако при этом получается низкий КИП.

## Устройства СВЧ и антенн

Существует возможность резко снизить УБЛ, сохранив достаточно высокий КИП. Для этого используются различные специальные распределения (косинус-квадратное с пьедесталом, параболическое с пьедесталом, бесселево и др.).

В последнее время требования к УБЛ все чаще формулируются следующим образом: антенная система должна обеспечивать не только достаточно быстрое спадание УБЛ при отходе от главного направления, но и пониженный уровень первых боковых лепестков (УПБЛ).

Необходимость уменьшения УПБЛ объясняется в первую очередь тем, что первые боковые лепестки антенн имеют повышенный, по сравнению с дальними лепестками уровень и поэтому во многом определяют помехозащищенность и ЭМС радиосредств. Наиболее острой эта проблема является для земных станций спутниковой связи из-за возможных помех со стороны соседних, близкорасположенных на геостационарной орбите, спутников. Во многих практических случаях снижение ближнего бокового излучения должно быть обеспечено при сохранении высокой эффективности антенны. Таким образом, задачу можно сформулировать так: необходимо определить, а затем реализовать такое распределение возбуждающего поля в раскрыве апертурной антенны, при котором обеспечивается низкий УПБЛ при высоком апертурном коэффициенте использования раскрыва ( $v_a$ ). Стандартные распределения возбуждающего поля типа параболического на пьедестале и ему подобных не решают поставленной задачи. При допустимых значениях  $v_a$  УПБЛ оказывается велик (около -20 дБ). Что касается распределений со слабым возбуждением периферии раскрыва типа  $(1 - x^2)^n$ , то они, обеспечивая низкий УПБЛ, имеют невысокую эффективность и трудно реализуемы. На основе анализа можно сформулировать основные требования к функциям распределения, решающим задачу обеспечения низкого УПБЛ при высокой апертурной эффективности и реализуемым практически в следующем виде:

1. Функция  $f(x)$ , должна быть монотонно убывающей ( $f'(x) < 0$ ). В противном случае ее практическая реализация сильно усложняется.

2. Уровень поля на краю апертуры должен быть невелик. Это необходимо для обеспечения низкого уровня дальних боковых лепестков.

3. Первая производная функция возбуждения на краю апертуры должна быть отрицательной и небольшой по абсолютной величине. Другими словами, у края апертуры функция возбуждения должна уменьшаться медленно.

4. Вторая производная  $f''(x) > 0$  должна быть положительной и большой, т.е. кривизна функции возбуждения в центре раскрыва и на его краю должна иметь разные знаки. Отсюда следует, что функция возбуждения  $f(x)$  должна иметь на раскрыве точку перегиба, где  $f''(x) = 0$ .

Сформулированные таким образом основные требования к распределениям в линейной апертуре остаются справедливыми и для круглой апертуры. Задача оптимизации апертурных распределений, удовлетворяющих этим требованиям, может быть сформулирована следующим образом: необходимо из класса распределений с заданным апертурным коэффициентом выделить распределение, обеспечивающее минимальную мощность излучения в секторе первых боковых лепестков.

## Устройства СВЧ и антенн

Переходя к практическим вопросам, следует заметить, что затруднительно подобрать облучающую систему так, чтобы ее ДН с необходимой точностью обеспечивала в раскрыве антенны оптимальное при заданном КИП распределение. На практике разумнее подбирать ДН облучающей системы так, чтобы соответствующее распределение поля в раскрыве удовлетворяло сформулированным выше требованиям относительно поведения на краю раскрыва.

Оптимальная по помехозащищенности диаграмма направленности определяется конкретной помеховой обстановкой. В связи с этим в схеме антенны должна быть предусмотрена возможность управления распределением поля в раскрыве. Указанное управление может осуществляться способами, позволяющими, не изменяя основных узлов антенны, управлять ее ДН. Например, подавить излучение в каком-либо помехоопасном направлении можно затенением части раскрыва антенны дополнительными отражателями. Во всех случаях отражатели возбуждаются полем облучателя, а их размеры и местоположение подбираются опытным путем. Удобно указанные дополнительные отражатели устанавливать на кромке зеркала.

Снижение уровня дальнего бокового излучения антенны обеспечивается, прежде всего, спадом амплитуды возбуждающего поля к краям раскрыва. Можно найти амплитудное распределение поля в раскрыве антенны, для которого уровень дальних боковых лепестков убывает достаточно быстро. Для этого необходимо, чтобы все производные функции распределения поля обращались в нуль на краю раскрыва. К таким функциям, в частности, относится

$$f(\rho) = \exp\{b[1 - (1 - \rho^2)^2]\},$$

где  $\rho$  - расстояние от центра до произвольной точки в раскрыве;

$b$  - постоянный коэффициент.

Для нее выполняется условие  $f^{(n)}(\pm 1) = 0$ .

Подбором постоянных параметров таких функций можно в широких пределах управлять видом возбуждающей функции. В частности, на большей части раскрыва они будут представлять распределение, близкое к равномерному. При этом уровень дальних боковых лепестков будет мал, а КИП антенны достаточно высок. Следует отметить, что данный метод может быть реализован только при очень больших апертурах.

Более сложной задачей, чем нахождение поля в области, примыкающей к направлению максимального излучения, является отыскание распределения интенсивности излучения в области дальнего бокового излучения, обусловленного дифракционными явлениями на краях антенны. Дело в том, что в этой области формирование поля в большой степени зависит от конкретной схемы антенны, особенностей ее конструктивного выполнения, близко расположенных тел, например зданий, сооружений и т.д. Интенсивность дифракционного поля может быть оценена с использованием метода геометрической теории дифракции (ГТД).

Другой путь снижения поля в заднем полупространстве состоит в использовании специальных экранов, ослабляющих рассеянное поле. Этот способ можно проиллюстрировать на примере рупорной антенны. В обычной конструкции рупора дифракция поля на кромках раскрыва рупора создает определенное излучение

Устройства СВЧ и антенн

в заднем полупространстве антенны, как показано на рисунке 9.2,а. На рисунке 9.2,б показан тот же рупор со специальными экранами.

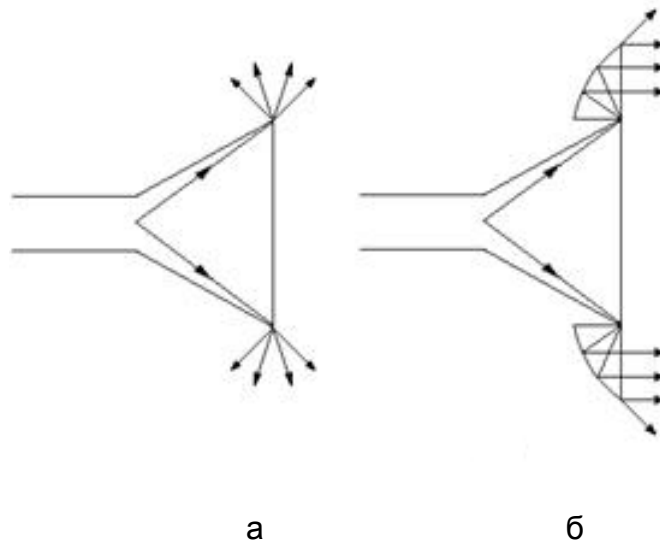


Рисунок 9.2 – Пример использования специальных экранов

Экраны выполнены в виде части поверхности параболического цилиндра, фокальные линии которого совмещены с кромками рупора. В такой схеме заметно снижается уровень излучения в заднем полупространстве, но конструкция получается слишком сложной.

В зеркальных антеннах могут быть использованы более простые плоские экраны, как показано на рисунке 9.3. Использование одного экрана позволяет уменьшать уровень поля в заднем полупространстве на 8...14 дБ. Два последовательно расположенных экрана обеспечивают, уменьшение уровня поля на 20...25дБ. Эти экраны могут выполняться из листового металла или густой проволочной сетки, причем жестких требований к точности выполнения и установки экранов не предъявляется.

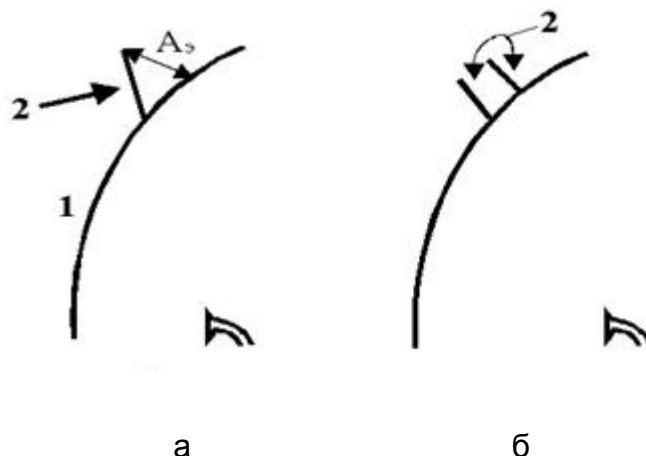


Рисунок 9.3 – Пример использования простых экранов в зеркальных антеннах

Еще один путь снижения интенсивности дифракционных полей основан на деформации контура раскрытия антенны. Так, если контур раскрытия представляет окружность с центром, лежащим на фокальной оси параболоида, все точки конту-

## Устройства СВЧ и антенн

ра возбуждаются синфазно, что обуславливает высокий уровень дифракционного поля в направлении  $\theta = 180^\circ$ . Для уменьшения уровня этого поля необходимо придать кромке параболоида такую форму, при которой парциальные дифракционные поля, возбуждаемые отдельными участками кромок, были бы расфазированы в направлениях, близких к  $\theta = 180^\circ$ . На рисунке 9.4 приведены различные типы расфазировающих кромок (спиральная, треугольная, лепестковая). Они уменьшают излучение в направлениях, близких к  $\theta = 180^\circ$ , на 5...6 дБ.

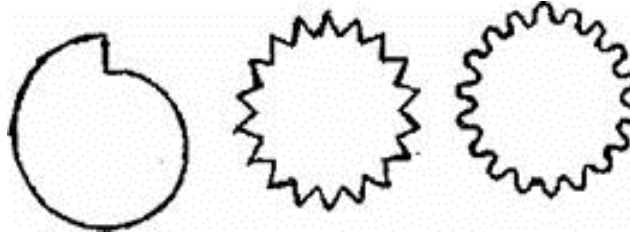


Рисунок 9.4 – Примеры различных типов расфазировающих кромок

Как известно, антенны, в раскрытии которых распределение поля спадает к краям до нуля, имеют пониженный УБЛ, в том числе лепестков в заднем полупространстве. Распределение поля в апертуре будет близко к распределению с нулем на краю зеркала, если периферийная часть отражающей поверхности антенн покрыта радиопоглощающим материалом. Однако отсутствие эффективных и недорогих поглощающих материалов не позволяет широко применять подобные устройства. В связи с этим легче добиться снижения дальнего бокового излучения антенны, которое связано с выполнением периферийной части поверхности антенны не из радиопоглощающего, а из частично радио прозрачного материала. Наиболее просто такой материал выполнить в виде металлического листа, поверхность которого перфорирована отверстиями. Изменяя размеры отверстий и их плотность расположения, можно добиться уменьшения интенсивности рассеянного поля.

Можно также отметить, что на дальнее боковое излучение антенн оказывает влияние наличие случайных ошибок амплитудно-фазового распределения, обусловленных, например, технологическими погрешностями выполнения профиля зеркала. Применяемые на РРЛ для спутниковой и космической радиосвязи несимметричные антенны, такие как рупорно-параболические (РПА), антенны с вынесенным облучателем (АВО), обладают достаточно хорошими защитными свойствами — хорошей ЭМС. Принятие дополнительных мер позволяет еще более усиливать защитное действие этих антенн. Один из способов заключается в создании в раскрытии РПА распределения поля, сильно спадающего к краям. Для этого необходимо изменить характеристики излучения питающего рупора.

Так, если в питающем квадратном волноводе, наряду с основной волной  $H_{10}$ , возбудить две гибридные волны типа  $EH$ , то можно обеспечить в раскрытии седлообразное распределение поля с крутыми скатами на краях. К аналогичным результатам приводит использование вместо обычного облучающего рупора гофрированного рупора или рупора с изломом. Антенны с вынесенным облучателем, выполненные по закрытой схеме, защищены с боков, как и рупорно-

## Устройства СВЧ и антенн

параболическая антенна, экранирующими стенками. По помехозащищенности такие антенны примерно равнозначны РПА. Конструктивно проще антенны с вынесенным облучателем, сделанные по открытой схеме, как показано на рисунке 9.5,а, когда отсутствуют экранирующие боковые стенки и элементы защиты раскрыва от атмосферных осадков.

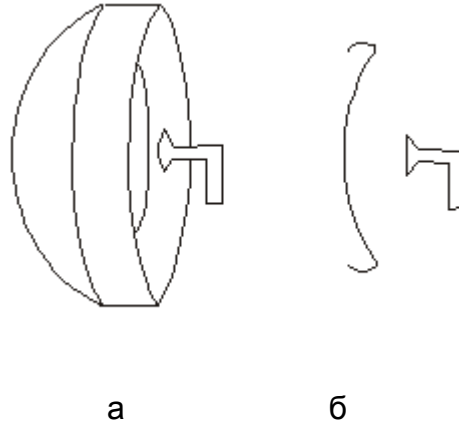


Рисунок 9.5 – Пример использования бленды

Помехозащищенность открытых антенн с вынесенным облучателем, в основном, определяется направленными свойствами облучателя и при рациональном проектировании может быть не меньше помехозащищенности рупорно-параболической антенны. Наилучшим облучателем для антенны с вынесенным облучателем является расфазированный рупор с изломом образующей, поворотом оси и косым срезом. Для уменьшения бокового излучения и увеличения защитного действия одно- и двухзеркальных осесимметричных антенн применяют различного рода защитные экраны. На рисунке 9.5,а показан установленный по контуру антенны цилиндрический экран (бленда), позволяющий существенно (на 5...10 дБ) снижать дальнейшее боковое излучение и излучение в заднем полупространстве. Длину экрана обычно подбирают так, чтобы уровень возбуждения его кромки был близок к нулю. Уменьшение излучения в задних квадрантах можно обеспечить также округлением периферийной части поверхности зеркала (рисунок 9.5,б).

Для улучшения ЭМС рассматриваемых антенн применяются также расфазировки кромочных токов. Заметное снижение помехозащищенности зеркальных антенн обусловлено уровнем кроссполяризационного излучения. Наибольший уровень этого излучения наблюдается в диагональных плоскостях, составляющих угол  $45^\circ$  с главными плоскостями  $E$  и  $H$ . Уровень кроссполяризационного излучения может быть ослаблен выбором типа облучателя, а также - подавлением перекрестной составляющей после ее излучения. Для этого используются зеркала в виде однолинейной проволочной сетки, наклеенной на поглощающий материал, благодаря чему подавляется поперечная кроссполяризационная составляющая поля антенны. Провода однолинейной сетки могут располагаться в этом раскрыве зеркала перпендикулярно основной поляризации; в этом случае их целесообразно выполнять из поглощающего материала. Такая сетка может затенять только те участки зеркала, которые максимально возбуждают кроссполяризационное излучение (участки под углом  $45^\circ$  к плоскости подавления, занимающие примерно одну треть площади раскрыва).

## Устройства СВЧ и антенн

Для увеличения помехозащищенности применяемых на РРЛ перископических антенн кроме мер, указанных ранее, следует так подбирать размеры излучателя (при заданных высоте опоры и диаметре переизлучателя), чтобы обеспечивалась малая утечка энергии на участке излучатель - переизлучатель. Дополнительное повышение помехозащищенности может быть обеспечено при отнесении излучателя от основания опоры. При этом возбуждается только часть опоры, непосредственно примыкающая к верхнему зеркалу. Определенное влияние на помехозащищенность оказывает тип опоры. Наименьшее влияние оказывает опора в виде сплошной круглой гладкой трубы. Решетчатая опора представляет собой периодическую решетку, что при скользящем падении электромагнитной волны приводит к формированию интенсивного излучения самой опоры. Ослабление излучения антенн в одном или нескольких заранее известных направлениях возможно с помощью вынесенных защитных экранов. Они располагаются перед антенной по направлению мешающего сигнала.

Различают простые, фигурные (односвязные) и многосвязные защитные экраны. К простым экранам можно отнести кольцевые и секторные, как показано на рисунке 9.6.

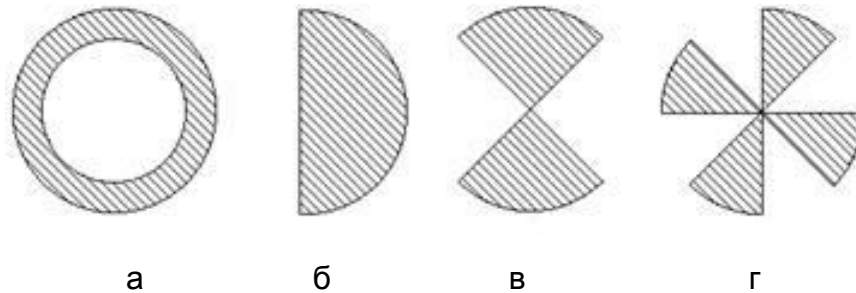


Рисунок 9.6 – Примеры используемых экранов

При использовании кольцевых экранов поле в точке приема имеет три слагаемых: прямое поле источника, поле дифракции на внутренней кромке кольца и поле дифракции на внешней кромке. При внутреннем радиусе кольца, равном радиусу первой зоны Френеля, и внешнем - радиусу второй зоны (рисунок 9.6,а), кольцевой экран может существенно усилить поле в направлении оси системы «источник излучения - кольцевой экран». При других размерах экрана можно получить обратный эффект - глубокое подавление излучения. Сумма трех указанных выше полей, имеющих равную амплитуду, при разности фаз между ними в  $120^\circ$  равна нулю. Радиус секторного экрана должен, быть равным радиусу первой зоны Френеля. Экраном нужно затенить половину первой зоны Френеля, чтобы получить нулевое значение результирующего поля на оси системы. Этот результат имеет ясное физическое толкование. Суммарное поле излучения всех зон Френеля, начиная со второй, вносит вклад, равный  $-E_0$ , а вклад первой зоны Френеля равен  $+2E_0$ . Поэтому достаточно затенить половину первой зоны, чтобы получить нулевое значение результирующего поля на оси системы. При этом форма секторального экрана может быть различной (см. рисунок 9.6,б-г).

Использование вышеперечисленных экранов позволяет существенно снизить уровень побочного излучения антенны, но все они обладают тем недостатком, что сектор подавления излучения сравнительно невелик. Для расширения

## Устройства СВЧ и антенн

сектора подавления излучения используют многосвязные экраны. На рисунке 9.7 показаны соответственно многокольцевой и многощелевой защитные экраны.

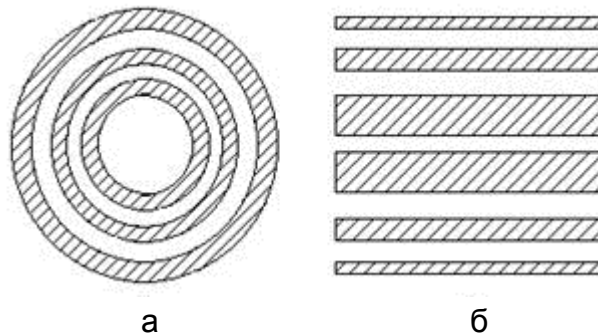


Рисунок 9.7 – Примеры многокольцевого и многощелевого экранов

Следует отметить, что в многосвязных экранах существует некоторая свобода выбора геометрических параметров (например, радиусов колец). Это может использоваться для расширения сектора подавления либо оптимизации системы, например обеспечения заданной формы ДН в теневой области за экраном.

### 9.3 Активные методы борьбы с помехами

Активные методы обеспечения помехозащищенности реализуются в многоканальных антенных устройствах, в которых имеется несколько каналов приема (передачи). При этом возможны две различные помеховые ситуации:

- 1) известны направления и интенсивность воздействия на антенну как полезного сигнала, так и помех;
- 2) направление и интенсивность помех заранее неизвестны, а оба эти параметра являются случайными функциями времени.

В первом случае повышение помехозащищенности многоканальной антенны решается формированием специальной формы ДН, имеющей нулевые уровни излучения в направлениях прихода помех. Для неопределенной помеховой ситуации возможно применение адаптивных антенн, формирующих оптимальную по выбранному критерию ДН, которая, изменяясь во времени в зависимости от помеховой ситуации, постоянно остается оптимальной по этому критерию. Формирование нулевого уровня излучения в некотором заданном направлении (компенсационное подавление излучения) можно понять на примере двухканальной антенны. Она содержит два канала, в каждом из которых находятся антенна, регулируемые фазовращатели и аттенюаторы. Выходы обоих каналов объединены, как показано на рисунке 9.8.

Регулировкой аттенюаторов  $A_{T1}$  и  $A_{T2}$  можно выравнивать уровни помехи, приходящей с направления  $\theta_n$  в каналах 1 и 2, а фазовращателями обеспечить сдвиг фаз между ними, равный  $180^\circ$ . В этом случае на выходе антенной системы уровень помехи будет равен нулю. Процедуру компенсации легко объяснить, используя ДН антенн. Пусть антенна  $A_1$  имеющая большую направленность, будет основной антенной системы. Антенна  $A_2$  с меньшей направленностью используется для создания второго канала приема.



Устройства СВЧ и антенн

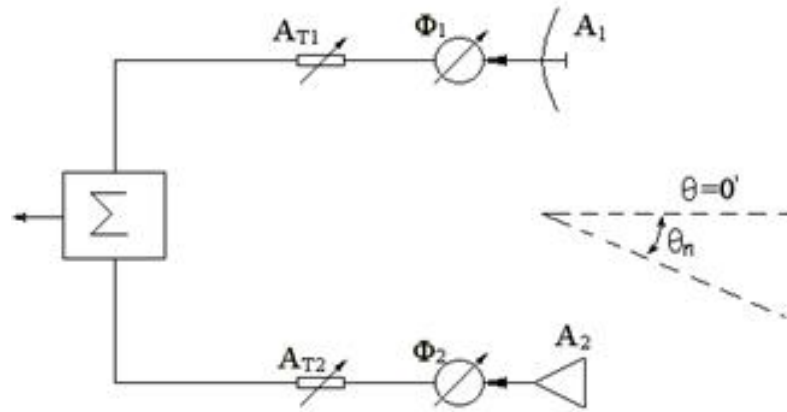


Рисунок 9.8 – Пример двухканальной антенны

На рисунке 9.9 приведены ненормированные ДН.

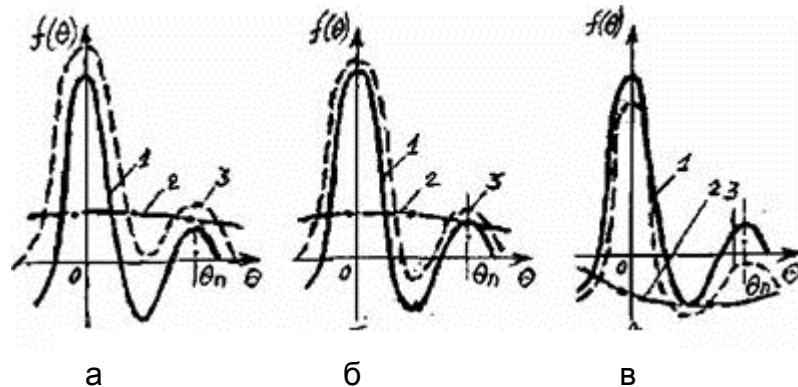


Рисунок 9.9 – Ненормированные ДН двухканальной антенны

На нем кривые 1 иллюстрируют результаты для антенны  $A_1$ , кривые 2 - для антенны  $A_2$ , а кривые 3 - для результирующей антенной системы. При этом на рисунке 9.9,а показаны ДН до выравнивания уровней сигнала с направления  $\theta_n$ , на рисунке 9.9,б - после выравнивания, а на рисунке 9.9,в - после введения фазового сдвига  $180^\circ$ .

Для того чтобы избежать уменьшения уровня полезного сигнала, в канале 1 целесообразно использовать направленную антенну  $A_2$  с максимумом ее ДН, ориентированным по направлению  $\theta_n$ . В этом случае применяют только аттенюатор  $A_{T2}$ . В зеркальных антеннах дополнительный компенсационный канал можно создать установкой дополнительного облучателя либо одним облучателем и двухмодовым трактом, обеспечивающим два канала приема. Рассмотренный выше метод компенсации требует управления и амплитудой и фазой. Известны антенные системы, в которых компенсация обеспечивается регулировкой только одного параметра сигнала - амплитуды или фазы.

## **Список использованных источников**

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток / Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2003. 632 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высш. шк., 1988. 432 с.
3. Balanis C. Antenna Theory. Analysis and design. John Wiley&Sons Inc., 2005. 1073 с.
4. Modern Antenna Handbook / Ed. C.A. Balanis. John Wiley&Sons Inc., 2008. 1700 с.
5. Volakis J.L. Antenna engineering handbook. McGraw-Hill, 2007. 1755 с.