

Вопросы РК2-1

По курсу “Устройства СВЧ и антенны”

Оглавление

1.	Классические и волновые матрицы.	2
2.	Свойства пассивности, симметрии, взаимности многополюсников.	4
3.	Физический смысл элементов матриц. Принципы матричного расчета соединений четырехполюсников.	7
4.	Волноводные направленные ответвители со связью по узкой стенке.	9
5.	Волноводные направленные ответвители и мосты на перпендикулярных волноводах.	10
6.	Микрополосковые направленные ответвители и мосты, кольцевой делитель мощности.	12
7.	Вид матриц рассеяния направленных ответвителей (ШНО и ГК) и кольцевого делителя мощности.....	17
8.	Номограмма Вольперта. Коэффициент отражения.	21
9.	Методика согласования с помощью компенсирующей реактивности.	23
10.	Методика согласования с помощью четвертьволнового трансформатора.....	25

1. Классические и волновые матрицы.

Матричное описание

многопараметрических

многоточечных г.д. пассивных и активных

Означает, что внутри нет генераторов и усилителей, а т.е.

$P_{\text{пот}} \geq 0$

математическое описание, в том. виде, как с вв.

линейным способом

Виды матриц:

I Классические связи матрицы (I, U, R, σ)



1. М-ва передачи классическая

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} U_2 \\ I_1 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = a_{11}U_2 + a_{12}I_2 \\ I_1 = a_{21}U_2 + a_{22}I_2 \end{cases}$$

матрица $[A]$ не имеет нет у т.к. м-ва передачи

изоморфная

2. М-ва сопротивления $[Z]$

матрица $[Z]$

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = z_{11}I_1 + z_{12}I_2 \\ U_2 = z_{21}I_1 + z_{22}I_2 \end{cases}$$

$X \times (I_2 = 0) \Rightarrow z_{11} = \frac{U_1}{I_1}$ - сопротивление балла при разомкнутом выходе

аналогично $z_{22} = \frac{U_2}{I_1}$ - выходное сопр. при разомкнутом входе

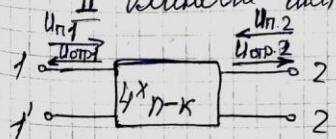
3. М-ва проводимости

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{cases}$$

матрица $[Y]$

При $X \times (U_2 = 0) \Rightarrow y_{11} = \frac{I_1}{U_1}$ - входная проводимость при коротком замыкании с.с.м. выхода
аналогично $y_{22} = \frac{I_2}{U_1}$ - выходная проводимость при коротком замыкании остальных выходах

II Волновые матрицы



1. М-ва поглощения $[S]$, её же т.е. безразмерные (см.)

$$\begin{bmatrix} U_{01} \\ U_{02} \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} U_{n1} \\ U_{n2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_{01} = S_{11}U_{n1} + S_{12}U_{n2} \\ U_{02} = S_{21}U_{n1} + S_{22}U_{n2} \end{cases}$$

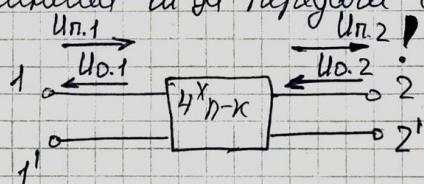
При подстановке соединяющей нагрузке на баланс, когда $U_{n2} = 0 \Rightarrow S_{11} = \frac{U_{01}}{U_{n1}} - \text{к-т отражения от } z=0$
баланс.

$$\text{Фактором } S_{22} = \frac{U_{02}}{U_{n2}} - \text{к-т отражения от } z=0 \text{ баланса}$$

$$\rightarrow S_{21} = \frac{U_{02}}{U_{n1}} - \text{к-т отражения от } z=0 \text{ баланса в } z=0$$

$$S_{12} = \frac{U_{01}}{U_{n2}} - \text{к-т отражения от } z=0 \text{ баланса в } z=0$$

2. Вычислить к-ты отражения (2-е, нормир. и немортир.)



$$\begin{bmatrix} U_{n1} \\ U_{01} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} U_{n2} \\ U_{02} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_{n1} = t_{11}U_{n2} + t_{12}U_{02} \\ U_{01} = t_{21}U_{n2} + t_{22}U_{02} \end{cases}$$

[T]

Разделяем выражение на t_{11}

$$\text{При соуд. нагрузке } (U_{02}=0) \quad t_{11} = \frac{U_{n1}}{U_{n2}} = \frac{\text{нормир}}{S_{21}}$$

2. Свойства пассивности, симметрии, взаимности многополюсников.

Четырехполюсником называется электрическое устройство, имеющее две пары зажимов (полюсов), одна из которых служит для подключения системы к источнику энергии (генератору), а другая — к потребителю энергии (нагрузке). Зажимы, к которым присоединен генератор, называются входными, а зажимы, к которым присоединена нагрузка, — выходными зажимами четырехполюсника.

Пассивными называются четырехполюсники, в которых энергия поступает только через входные зажимы¹⁾.

Линейными называются четырехполюсники, в которых токи и напряжения²⁾ на зажимах связаны линейной зависимостью.

Среди пассивных линейных четырехполюсников различают две основные группы — обратимые и необратимые четырехполюсники.

Обратимые четырехполюсники подчиняются принципу взаимности: если э. д. с., находящаяся в какой-либо цепи, вызывает ток определенной силы в другой цепи, то та же э. д. с., помещенная во вторую цепь, вызовет в первой цепи ток той же силы, что и в первом случае [2,5].

Из этого принципа вытекают следующие связи между элементами матриц:

$$\det [a] = 1; \quad \det [A] = 1; \quad (1.45)$$

$$z_{21} = -z_{12}; \quad Z_{21} = -Z_{12}; \quad (1.46)$$

$$y_{21} = -y_{12}; \quad Y_{21} = -Y_{12}; \quad (1.47)$$

$$\det [t] = \frac{\rho_1}{\rho_2}; \quad \det [T] = 1; \quad (1.48)$$

$$\sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_1}} S_{12} = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_2}} s_{21}; \quad S_{12} = S_{21}. \quad (1.49)$$

1.8. РЕАКТИВНЫЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

Реактивными называются четырехполюсники, в которых дисипативные потери энергии пренебрежимо малы. Реактивным может быть как обратимый, так и необратимый четырехполюсник.

Матрица рассеяния реактивного четырехполюсника унитарна, т. е. подчиняется условию [3]

$$[S][\bar{S}]_t = [1], \quad (1.51)$$

откуда

$$\begin{aligned} |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 &= 1, \\ |S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 &= 1, \end{aligned} \quad (1.52)$$

$$S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22} = 0.$$

Из (1.52) следует

$$|S_{11}| = |S_{22}|; \quad (1.53)$$

$$|S_{12}| = |S_{21}|, \quad (1.54)$$

т. е. в реактивном четырехполюснике КБВ и рабочее затухание не зависят от направления передачи. Невзаимность реактивного четырехполюсника может проявляться лишь в неравенстве фаз

$$\arg S_{12} \neq \arg S_{21}.$$

1.9. СИММЕТРИЧНЫЕ И АНТИМЕТРИЧНЫЕ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКИ

Понятия симметрии и антиметрии вводятся для группы обратимых четырехполюсников.

В симметричном четырехполюснике сопротивления² холостого хода (короткого замыкания) при передаче в прямом и обратном направлениях равны друг другу³.

Отсюда следует

$$\left. \begin{array}{l} a_{11} = a_{22}; \quad z_{11} = -z_{22}; \quad y_{11} = -y_{22}, \\ t_{12} = -t_{21}; \quad s_{11} = s_{22}; \quad A_{11} = A_{22}, \\ Z_{11} = -Z_{22}; \quad Y_{11} = -Y_{22}; \quad T_{12} = -T_{21}, \\ S_{11} = S_{22}. \end{array} \right\} \quad (1.60)$$

В антиметричном четырехполюснике нормированное сопротивление в режиме холостого хода при прямом (обратном) направлениях передачи равно нормированной проводимости в режиме короткого замыкания при обратном (прямом) направлении передачи.

Отсюда следует:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{a_{12}}{\sqrt{p_1 p_2}} = a_{21} \sqrt{p_1 p_2}; \quad \frac{z_{11}}{p_1} = y_{22} p_2, \\ \frac{z_{21}}{p_2} = y_{11} p_1; \quad A_{12} = A_{21}, \\ Z_{11} = Y_{22}; \quad Z_{22} = Y_{11}, \\ t_{12} = t_{21}; \quad s_{11} = -s_{22}, \\ T_{12} = T_{21}; \quad S_{11} = -S_{22}. \end{array} \right\} \quad (1.61)$$

Основные свойства. К основным свойствам многополюсников относят следующие:

- свойство *пассивности* означает отсутствие усиления или генерации мощности внутри многополюсника;
- свойство *линейности* означает независимость характеристик многополюсника от уровня подаваемой на него мощности (в определенном диапазоне);
- свойство *взаимности (симметрии)* означает, что коэффициенты передачи в прямом и обратном направлении между входами устройства равны;
- свойство *реактивности* означает наличие свойства пассивности и отсутствие потерь в многополюснике.

521

Свойства матриц

1. Свойства взаимности или обратимости

Опред. с пом. $S_{ij} = S_{ji}$, т.е. при переходе генератора с 1-го выхода на 2-й передаваемый сигнал не изменяется.

Поскольку опр. с пом. $Z_{ij} = Z_{ji}$

$$\det[S] = 1; a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21} = 1$$

2. Свойства реактивности или отсутствия потерь

$[S] \cdot [S^*]_t = [1] -$ eg. матрица

$$\begin{cases} |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1 \\ |S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 = 1 \\ S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22} = 0 \end{cases}$$

Для взаимности $S_{12} = S_{21} \Rightarrow |S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1$

$$\left(\frac{|U_{o1}|}{|U_{n1}|} \right)^2 + \left(\frac{|U_{o2}|}{|U_{n1}|} \right)^2 = 1$$

$$\left(\frac{|U_{o1}|}{|U_{n1}|} \right)^2 + \left(\frac{|U_{o2}|}{|U_{n2}|} \right)^2 = 1 - \Delta a -$$

данс. мощностей \Rightarrow потери отсутствуют.

Четырехполюсник является обратимым устройством в том случае, если протекающие в нем процессы подчиняются принципу взаимности. При этом между элементами матриц существуют следующие соотношения:

— для элементов матрицы рассеяния

$$S_{12} = S_{21}$$

(в матричной записи

$$[S] = [S]_t, \quad (1.3)$$

где $[S]_t$ — транспонированная матрица $[S]$;

— для элементов матриц передачи

$$|T| = 1, \quad |A| = 1, \quad |a| = 1,$$

где $|T| = T_{11}T_{22} - T_{12}T_{21} = S_{12}/S_{21}$; $|A| = A_{11}A_{22} - A_{12}A_{21}$; $|a| = a_{11}a_{22} - a_{12}a_{21}$.

У симметричных обратимых четырехполюсников элементы матриц сохраняются неизменными при изменении направления передачи энергии, поэтому, произведя преобразования элементов матриц, получим:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & S_{22} \end{bmatrix}, \quad [T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ -T_{12} & T_{22} \end{bmatrix},$$

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

Антиметричным называют четырехполюсник, у которого нормированное входное сопротивление в режиме холостого хода при прямом (обратном) направлении передачи энергии равно нормированной входной проводимости при обратном (прямом) направлении передачи энергии.

Антиметричные четырехполюсники (см. [1.3]) описываются матрицами:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{12} & -S_{11} \end{bmatrix}, \quad [T] = \begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{12} & T_{22} \end{bmatrix}, \quad [A] = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}.$$

Реактивные четырехполюсники *) (без потерь) подчиняются условию унитарности $[S][S]_t = [1]$,

*) Заметим, что в самом общем случае реактивный четырехполюсник может быть необратимым.

где $[S]_t$ — матрица, эрмитово-сопряженная *) с матрицей $[S]$; $[1]$ — единичная матрица.

Для обратимого четырехполюсника без потерь [см (1.3)] получим $[S][S]_t = [1]$ или в развернутом виде:

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = 1, \quad |S_{21}|^2 + |S_{22}|^2 = 1,$$

$$S_{11}^* S_{21} + S_{12}^* S_{22} = 0.$$

3. Физический смысл элементов матриц. Принципы матричного расчета соединений четырехполюсников.

Матричное описание

многополюсников

Многополюсники д.д. пассивные и активные

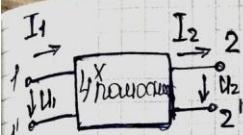
Означает, что внутри нет генераторов и усилителей, сущ.

$P_{\text{пот}} > 0$

математически выражаются в ком. форм. симм. связ. с пот.
линейным способом

Виды матриц:

I Классические связи (распр. по (I, U, R, σ))



1. М-ва передачи классическая

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} U_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = a_{11}U_2 + a_{12}I_2 \\ I_1 = a_{21}U_2 + a_{22}I_2 \end{cases}$$

[A] Резистивная матрица передачи

нормированная

2. М-ва сопротивления $\begin{bmatrix} Z \end{bmatrix}$

[Z]
нормир.

$$\begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} = [Z] \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_1 = Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ U_2 = Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{cases}$$

$X.X. (I_2=0) \Rightarrow Z_{11} = \frac{U_1}{I_1}$ - сопротивление входа при разомкнутом выходе

аналогично $Z_{22} = \frac{U_2}{I_2}$ - выходное сопр. при разомкнутом входе

3. М-ва проводимости

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = [Y] \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} I_1 = y_{11}U_1 + y_{12}U_2 \\ I_2 = y_{21}U_1 + y_{22}U_2 \end{cases}$$

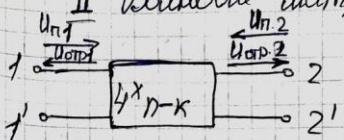
[Y]

При $X.Z. (U_2=0) \Rightarrow y_{11} = \frac{I_1}{U_1}$ - входная проводимость при разомкнутом выходе

аналогично $y_{22} = \frac{I_2}{U_2}$ - выходная проводимость при разомкнутом входе

занимают оставшиеся выходы

II Виды матриц



1. М-ва поглощения $[S]$, её же та же база измерения (сумма)

$$\begin{bmatrix} U_{0,1} \\ U_{0,2} \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} U_{n,1} \\ U_{n,2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_{0,1} = S_{11}U_{n,1} + S_{12}U_{n,2} \\ U_{0,2} = S_{21}U_{n,1} + S_{22}U_{n,2} \end{cases}$$

При подключении симметричной нагрузки на базе-

же, когда $U_{n,2} = 0 \Rightarrow S_{11} = \frac{U_{0,1}}{U_{n,1}} - \text{к-м омическое сопротивле-}$
ние.

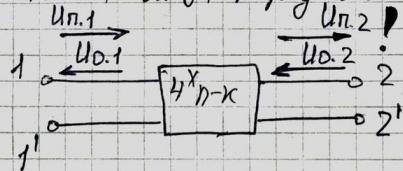
база

$$\text{Фактически } S_{22} = \frac{U_{0,2}}{U_{n,2}} - \text{к-м. омп. сопротивление 2-го бокового}$$

$$\rightarrow S_{21} = \frac{U_{0,2}}{U_{n,1}} - \text{к-м. омп. сопротивление 1-го бокового к 2-му}$$

$$S_{12} = \frac{U_{0,1}}{U_{n,2}} - \text{к-м. омп. сопротивление 2-го бокового к 1-му}$$

2. Выводы для параллельных (2-е, нормир. и неизменн.)



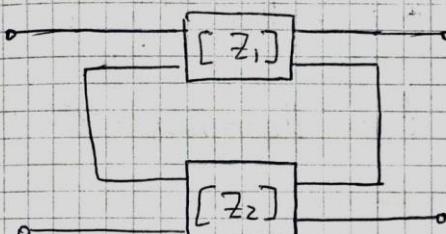
$$\begin{bmatrix} U_{n,1} \\ U_{0,1} \end{bmatrix} = [t] \begin{bmatrix} U_{n,2} \\ U_{0,2} \end{bmatrix} \Rightarrow \begin{cases} U_{n,1} = t_{11}U_{n,2} + t_{12}U_{0,2} \\ U_{0,1} = t_{21}U_{n,2} + t_{22}U_{0,2} \end{cases}$$

[T]

Ряд симметрии имеет значение t_{11} .

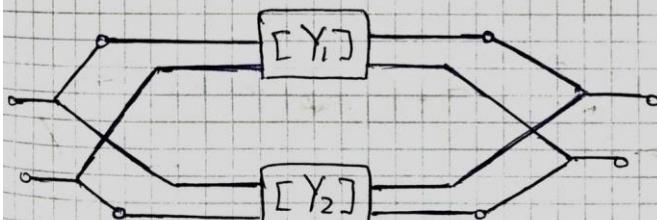
$$\text{При симметричной нагрузке } (U_{0,2} = 0) \quad t_{11} = \frac{U_{n,1}}{U_{n,2}} = \frac{1}{S_{21}}$$

3. Параллельное соединение линейных элементов (Y-образ)



$$[Z]_{\Sigma} = [Z_1] + [Z_2]$$

4. Параллельное соединение



$$[Y]_{\Sigma} = [Y_1] + [Y_2]$$

5. Каскадное соединение



$$[a]_{\Sigma} = [a_1] \cdot [a_2]$$

4. Волноводные направленные ответвители со связью по узкой стенке.

Восьмиполосная система, служащая для направленного ответвления СВЧ энергии, называется направленным ответвителем. Определения трех типов направленности см. в гл. 2.

Мостом называется направленный ответвитель, в котором напряжения в выходных плечах равны по величине и при изменении частоты имеют постоянный фазовый сдвиг.

Весьма распространен сдвиг $\pi/2$, свойственный симметричным системам. Анализ таких систем проводится методом синфазного и противофазного возбуждения [1].

11.2. ВОЛНОВОДНЫЕ ЩЕЛЕВЫЕ МОСТЫ

Волноводным щелевым мостом [2] называется устройство, состоящее из двух прямоугольных волноводов, связанных щелью в общей узкой стенке (рис. 11.1).

В согласованном мосте напряжения в плечах 3 и 4 равны по величине и сдвинуты по фазе на $\pi/2$, а в плечо 2 мощность не поступает. Таким образом, система имеет направленность 1-го рода. Частотная зависимость переходного затухания согласованного моста определяется выражением

$$C_{14} = 10 \lg \frac{1}{|S_{14}|^2} = 10 \lg \frac{1}{\sin^2 \frac{\theta}{2}}, \quad (11.1)$$

где

$$\theta = \frac{2\pi l}{\Lambda_{10}} - \frac{2\pi l}{\Lambda_{20}}, \quad (11.2)$$

Λ_{10} , Λ_{20} — длины волн колебаний H_{10} и H_{20} в области щели;

$$\Lambda_{10} = \sqrt{\frac{\lambda}{1 - \left(\frac{\lambda}{4a}\right)^2}}; \quad \Lambda_{20} = \sqrt{\frac{\lambda}{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}}. \quad (11.3)$$

Условие деления мощности пополам:

$$\theta = \theta_0 = (2n - 1) \frac{\pi}{2}, \quad (n = 1, 2, 3\dots), \quad (11.4)$$

откуда необходимая длина щели составляет

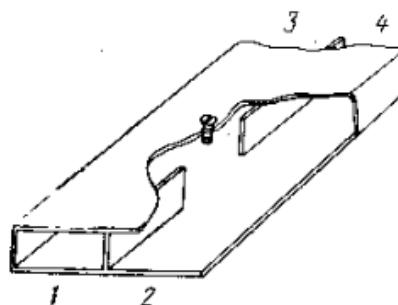


Рис. 11.1. Волноводный щелевой мост.

$$l = \frac{\theta_0}{2\pi} \frac{\Lambda_{20} \Lambda_{10}}{\Lambda_{20} - \Lambda_{10}}. \quad (11.5)$$

5. Волноводные направленные ответвители и мосты на перпендикулярных волноводах.

Направленные ответвители с двумя элементами связи. Направленный ответвитель можно сконструировать на базе ненаправленных элементов связи, какими являются, например отверстия в узкой стенке прямоугольного волновода, связь через которые осуществляется за счет тангенциальной составляющей магнитного поля. Два таких отверстия, расположенных на расстоянии $l = \lambda_b/4$ друг от друга, обеспечивают направленную связь. Направленность достигается за счет интерференции электромагнитных волн, возбужденных во вторичном волноводе.

Рисунок 5.16, а иллюстрирует принцип работы НО с двумя элементами связи. Пусть волна H_{10} поступает в плечо 1 основного волновода. Каждое отверстие связи возбуждает во вспомогательном волноводе две волны, равные по амплитуде и противоположные по фазе. В плечо 3 приходят две волны, фазовый сдвиг между которыми составляет $\Delta\phi = 2\beta l = \pi$, при этом волны вычитаются. В плечо 4 приходят также две волны, фазовый сдвиг между которыми $\Delta\phi = 0$, при этом волны складываются. Переходное ослабление таких НО велико и составляет не менее 20 дБ, что позволяет их рекомендовать для работы на высоких уровнях мощности.

Другой простейшей конструкцией НО является ответвитель со взаимно перпендикулярными волноводами, приведенный на рис. 5.16, б. В качестве элементов связи используются как круглые, так и крестообразные отверстия (рис. 5.16, в), расположенные по диагонали общей части широких стенок. В области расположения отверстий магнитное поле имеет противоположно направленную поляризацию. В результате этого отверстия создают во вспомога-

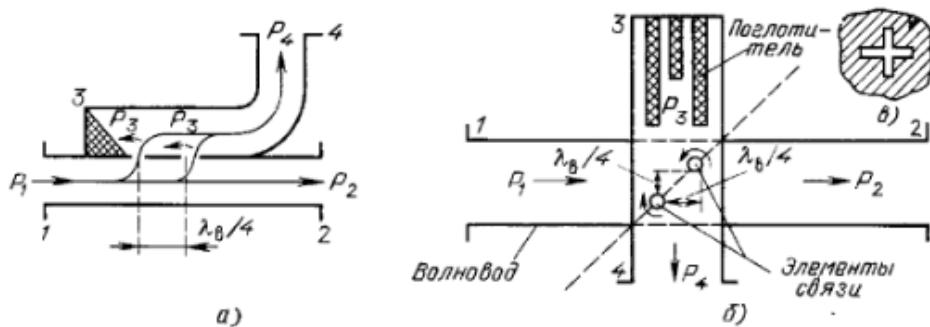
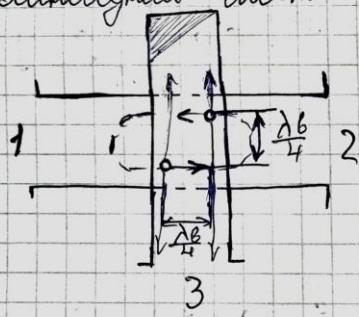


Рис. 5.16. Двухэлементный направленный ответвитель (а); НО — со связью по широкой стенке (б); крестообразный элемент связи (в)

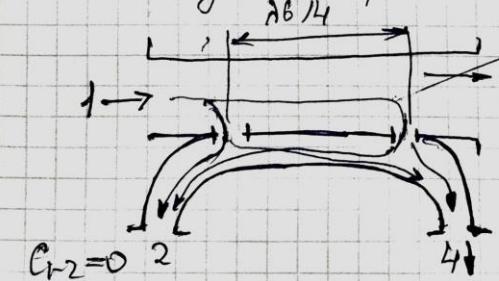
тельном волноводе противоположно направленные волны, которые вычитываются в направлении плеча 3 и складываются в направлении плеча 2, так как в нем волна, созданная верхним отверстием в этом направлении (см. рис. 5.16, б), имеет дополнительный сдвиг на угол π из-за удлинения пройденного пути на $\lambda_b/2$. Поскольку элементы связи располагаются в местах с относительно слабым электрическим полем, то НО имеет повышенную электрическую прочность и рекомендуется для использования на высоких уровнях мощности.

3. Вентильный заслонка на перпендикулярных вентиляциях



в верх. потока не идет
и.н. у отв. противоправлено
2 потоки идущие в верх. конц. том
друг друга: через 1 отв. сверху идет,
в 2 она проходит. таким. $\frac{1}{4} \cdot 90^\circ$ и идет
противоправлено, $\Delta \varphi$ по и.н. 180°

4. Вентильный направляющий отверстия



уголина 90° , потом еще $90^\circ \Rightarrow$ противоправлено
разных
в 4 обе уголины $90^\circ \Rightarrow$ сдвиг. один
разных. Тогда 1 и 2 разъединяют

6. Микрополосковые направленные ответвители и мосты, кольцевой делитель мощности.

Направленным ответителем (НО) называется восьмиполюсная система, служащая для направленного ответвления энергии. Гибридным соединением (гибридом или трехдекабельным НО) называется НО, имеющий равные мощности в выходных плечах. Мостовым устройством (мостом) называется гибридное соединение, у которого волны напряжений в выходных плечах равны по величине и имеют постоянный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот. Линия передачи НО, по которой проходит наибольшая мощность, называется первичной, а линия, в которую ответвляется часть мощности, вторичной.

Кольцо длиною $3\lambda/2$. Печатная схема кольцевого НО длиной $3\lambda/2$ представлена на рис. 2.4,а. Конструктивные размеры отрезков линий кольца, заключенных между

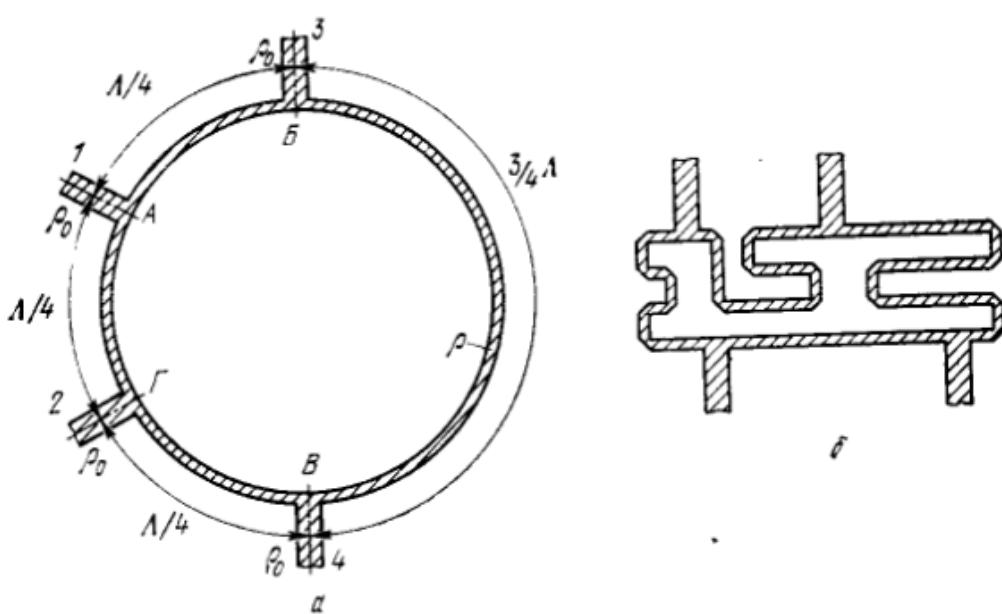


Рис. 2.4. Топология кольцевого НО длиной $3\lambda/2$:
а — в виде окружности; б — с плечами в виде меандровых линий.

смежными выводами 3—1, 1—2, 2—4, составляют $\lambda/4$, а между выводами 3—4 — $3\lambda/4$. Длина волны λ определяется в соответствующем отрезке линии передачи кольца.

Рассмотрим работу кольцевого НО длиной $3\lambda/2$. В схеме такого ответвителя имеет место режим стоячей волны. Сигнал, подаваемый, например, на вход 1 (рис. 2.4,а) разделяется, и волны напряжений проходят по двум путям вдоль кольца. Так как отрезки кольца имеют определенную длину, эти волны оказываются синфазными в плечах 2 и 3, где образуется пучность напряжения. Действительно, в точку соединения, например, плеча 2 с кольцом приходят две волны напряжения: одна — по отрезку кольца AG длиной $\lambda/4$ со сдвигом по фазе на $\pi/2$, а вторая — по отрезку $ABBG$ длиной $5\lambda/4$ с таким же сдвигом по фазе (с точностью до периода).

С помощью аналогичных рассуждений нетрудно убедиться в том, что волны напряжений, распространяющиеся от плеча 1 по двум путям кольца, в плече 4 оказываются в противофазе (узел напряжения). Итак, мы выяснили, что в данной схеме направленного ответвителя входной сигнал поступает в смежные (относительно входного) плечи и не проходит в противоположное (несмежное) плечо.

Не рассматривая расчет кольцевого НО, который достаточно подробно изложен в [4—13], приведем лишь конечные результаты. Условие идеального согласования кольцевого НО имеет вид [5]

$$y_1^2 + y_2^2 - y_0^2 = 0, \quad (2.2)$$

где y_1 , y_2 , y_0 — ненормированные проводимости соответствующих плеч кольца и подводящих отрезков линий. После нормировки по y_0 получаем

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1.$$

Матрица рассеяния кольцевого ответвителя имеет вид

$$[S] = -j \begin{bmatrix} 0 & Y_1 & Y_2 & 0 \\ Y_1 & 0 & 0 & Y_2 \\ Y_2 & 0 & 0 & -Y_1 \\ 0 & Y_2 & -Y_1 & 0 \end{bmatrix}.$$

В наиболее распространном гибридном кольце, имеющем равное деление мощности в выходных плечах ($|S_{12}| = |S_{13}|$),

$$Y_1 = Y_2 = 1/\sqrt{2}. \quad (2.3)$$

Шлейфные направленные ответвители. Шлейфный НО состоит из двух линий передачи, соединенных между собою с помощью двух и более шлейфов, длина и расстояние между которыми берутся равными четверти длины волны, определенной в соответствующей линии передачи. С увеличением количества шлейфов n направленность и диапазонные характеристики шлейфного НО улучшают-

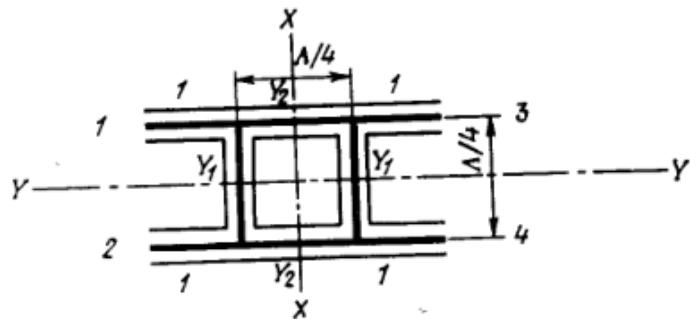


Рис. 2.9. Двухшлейфный ответвитель.

ся. Однако при числе шлейфов более трех волновые со- противления внешних ветвей становятся настолько больши- ми, что практически не могут быть реализованы в пе- чатном исполнении. В связи с этим в ИС СВЧ наиболь- шее распространение получили двух- и трехшлейфные НО.

Их расчет проводится по методу зеркальных отобра- жений. При анализе многошлейфных ответвителей ($n > 3$) предпочтительнее модифицированный метод зер- кальных отображений [12], позволяющий упростить рас- четные операции.

Двухшлейфный ответвитель (рис. 2.9). Условие идеального согласования двухшлейфного ответвителя имеет вид [12].

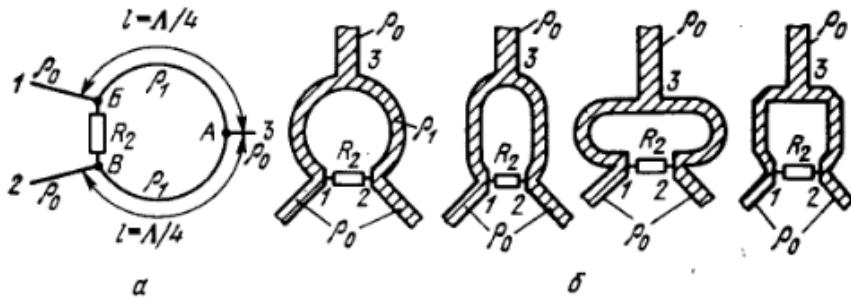
$$Y_1^2 = Y_2^2 - 1,$$

где $Y_1 = 1/\rho_1$, $Y_2 = 1/\rho_2$ — нормированные волновые прово- димости шлейфа и соединительной линии. При выполне- нии условия идеального согласования матрица рассея- ния ответвителя записывается следующим образом:

$$[S] = -\frac{1}{\sqrt{1+Y_1^2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & Y_1 \\ 0 & 0 & Y_1 & j \\ j & Y_1 & 0 & 0 \\ Y_1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Печатная схема НО на связанных линиях (рис. 2.14) состоит из отрезков печатных линий, связанных электри- ческой и магнитной связью, причем длина области связи составляет нечетное число четвертей длины волн, опреде- ленных в данных отрезках линий. Энергия, проходящая в определенном направлении по первичной линии, от- ветвляется во вторичную и распространяется по ней в противоположном направлении, поэтому такие ответвите- ли получили название «противонаправленных».

Оригинальная конструкция трехдекабельного ответ- вителя была предложена Ланге [24] (рис. 2.19): встреч- но-штыревой ответвитель состоит из нескольких отрез- ков полосковых линий, соединенных перекрестными проводами. Для уменьшения паразитной индуктивности такое соединение предложено выполнять в виде пучка из трех проводов. Встречно-штыревая структура НО, реализованная на керамической подложке толщиной примерно 1 мм, имела зазор между проводниками примерно 70 мкм. В диапазоне от 2 до 4 ГГц потери равны 0,25 дБ, а развязка 21,5...40 дБ. Площадь, занимаемая таким ответвителем, меньше, чем площадь трехзвенного ответвителя, примерно на $\frac{1}{3}$.



2.24. Кольцевой делитель мощности:
а — структурная схема; б — возможные топологии.

Кольцевой делитель. Полосковый кольцевой делитель [28—32], схема и топологии которого показаны на рис. 2.24, состоит из двух четвертьволновых отрезков линии передачи, которые с одной стороны соединены между собой параллельно и подключены к входной линии, а с другой — связаны через активное сопротивление R_2 ; каждый из них подключен к своей подводящей линии.

Рассмотрим принцип действия делителя. Если возбудить плечо 3, то сигнал делится поровну между плечами 1 и 2. При этом в силу симметрии точки B и B' эквипотенциальны, следовательно, на сопротивлении R_2 мощность не рассеивается. Теперь предположим, что сигнал подводится к плечу 1. В точку B энергия попадает двумя путями: через сосредоточенное сопротивление R_2 и через два четвертьволновых отрезка; таким образом в точке B обеспечивается противофазность. При определенном выборе сопротивления R_2 и волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков относительно волнового сопротивления подводящих линий ρ_0 можно обеспечить равенство по амплитуде двух указанных сигналов

и, следовательно, полную компенсацию энергии в точке B делителя. Таким образом, плечи 1 и 2 будут развязаны. При этом половина мощности поступает в плечо 3, а половина — рассеивается на сопротивлении R_2 . Кольцевой делитель, в отличие от простых тройниковых делителей, имеет развязанные выходы.

Рассмотрим подробнее основные характеристики кольцевого делителя с равным делением мощности, имеющего ось симметрии YY' . С помощью метода зеркальных отображений определим элементы матрицы рассеяния $[S]$ делителя на центральной частоте:

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2} + \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2} \right), \\ S_{33} &= \frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2}, \\ S_{12} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2} - \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2} \right), \end{aligned} \quad (2.17)$$

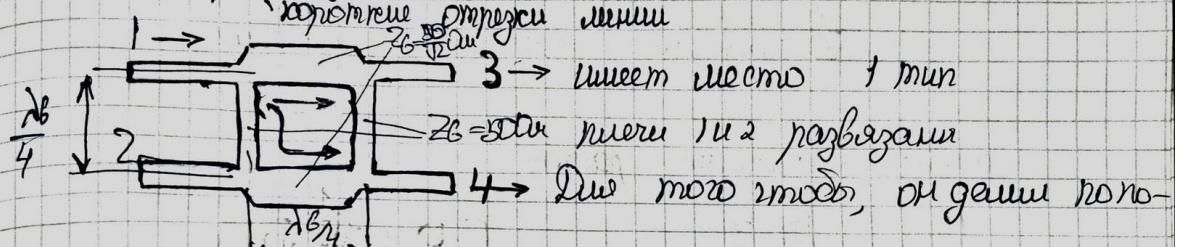
где $Y_1 = \rho_0/\rho_1$, $Y_2 = 2\rho_0/R_2$.

Идеальное согласование трех плеч делителя ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$) и идеальная развязка плеч 1 и 2 ($S_{12} = 0$) получаются при

$$Y_1 = 1/\sqrt{2}, \quad Y_2 = 1 \text{ или } \rho_1 = \rho_0\sqrt{2}, \quad R_2 = 2\rho_0.$$

Инженерное место и ЗДО

1. Штатный ЗДО

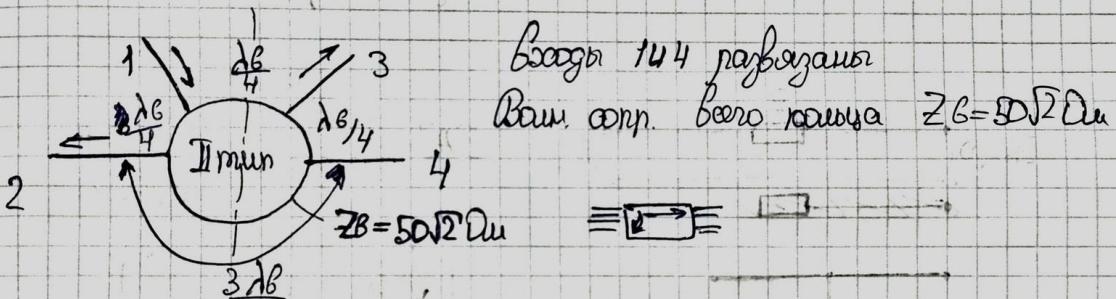


Начиная с этого момента:

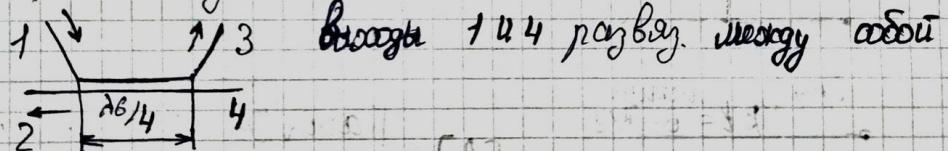
- длина $\frac{\lambda}{4}$

- 2 вида развязывания $ZD = 50\Omega m$, длина зонд. $ZD = \frac{50}{\sqrt{2}} \Omega m \approx 35\Omega m$

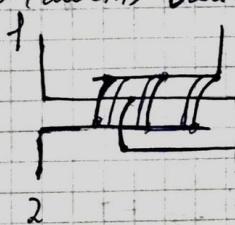
2. Индуктивное зондо



3. ЗДО на связанных линиях



4. ЗДО (шунт) на диоде



~~одинично~~ одинично виб. № 2, точнее звук. про-
цессоры предст. соед. инд-сью \Rightarrow при II
виб. ~~одинично~~ одинично инд-сью сопр-е

ширина полосы - остатка

Полуволной гальваник мощности (6-ти полосник)



2 мода / 1 полоса:

$$ZD = 50\sqrt{2}\Omega m$$

$ZD = 50\sqrt{2}\Omega m$ имена 2 и 3 развязывания

7. Вид матриц рассеяния направленных ответвителей (ШНО и ГК) и кольцевого делителя мощности.

Направленным ответителем (НО) называется восьмиполюсная система, служащая для направленного ответвления энергии. Гибридным соединением (гибридом или трехдекабельным НО) называется НО, имеющий равные мощности в выходных плечах. Мостовым устройством (мостом) называется гибридное соединение, у которого волны напряжений в выходных плечах равны по величине и имеют постоянный фазовый сдвиг в рабочем диапазоне частот. Линия передачи НО, по которой проходит наибольшая мощность, называется первичной, а линия, в которую ответвляется часть мощности, вторичной.

Кольцо длиной $3\lambda/2$. Печатная схема кольцевого НО длиной $3\lambda/2$ представлена на рис. 2.4, а. Конструктивные размеры отрезков линий кольца, заключенных между

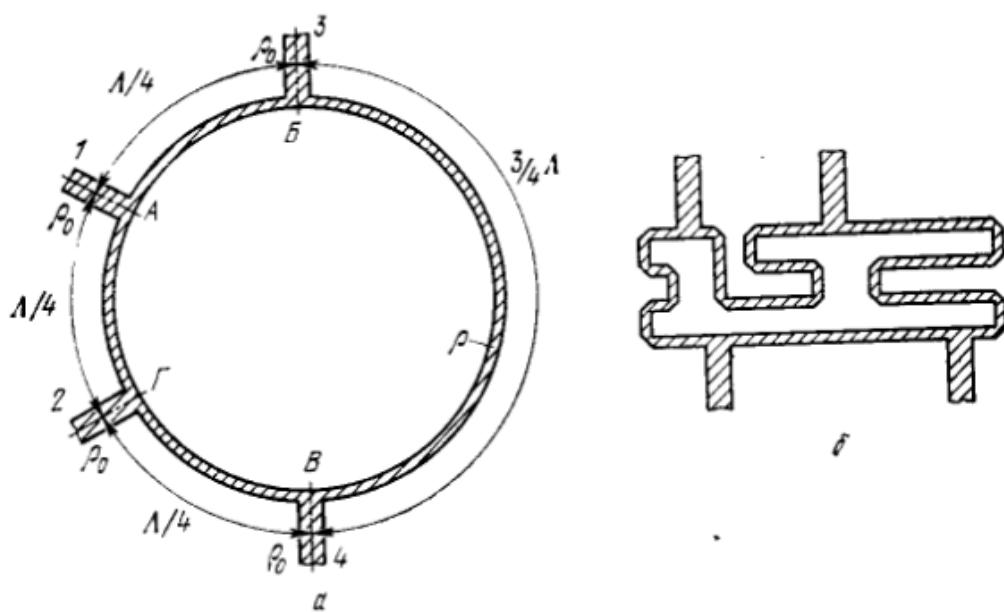


Рис. 2.4. Топология кольцевого НО длиной $3\lambda/2$:
а — в виде окружности; б — с плечами в виде меандровых линий.

смежными выводами 3—1, 1—2, 2—4, составляют $\lambda/4$, а между выводами 3—4 — $3\lambda/4$. Длина волны λ определяется в соответствующем отрезке линии передачи кольца.

Рассмотрим работу кольцевого НО длиной $3\lambda/2$. В схеме такого ответвителя имеет место режим стоячей волны. Сигнал, подаваемый, например, на вход 1 (рис. 2.4, а) разделяется, и волны напряжений проходят по двум путям вдоль кольца. Так как отрезки кольца имеют определенную длину, эти волны оказываются синфазными в плечах 2 и 3, где образуется пучность напряжения. Действительно, в точку соединения, например, плеча 2 с кольцом приходят две волны напряжения: одна — по отрезку кольца AG длиной $\lambda/4$ со сдвигом по фазе на $\pi/2$, а вторая — по отрезку $ABVG$ длиной $5\lambda/4$ с таким же сдвигом по фазе (с точностью до периода).

С помощью аналогичных рассуждений нетрудно убедиться в том, что волны напряжений, распространяющиеся от плеча 1 по двум путям кольца, в плече 4 оказываются в противофазе (узел напряжения). Итак, мы выяснили, что в данной схеме направленного ответвителя входной сигнал поступает в смежные (относительно входного) плечи и не проходит в противоположное (несмежное) плечо.

Не рассматривая расчет кольцевого НО, который достаточно подробно изложен в [4—13], приведем лишь конечные результаты. Условие идеального согласования кольцевого НО имеет вид [5]

$$y_1^2 + y_2^2 - y_0^2 = 0, \quad (2.2)$$

где y_1 , y_2 , y_0 — ненормированные проводимости соответствующих плеч кольца и подводящих отрезков линий. После нормировки по y_0 получаем

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1.$$

Матрица рассеяния кольцевого ответвителя имеет вид

$$[S] = -j \begin{bmatrix} 0 & Y_1 & Y_2 & 0 \\ Y_1 & 0 & 0 & Y_2 \\ Y_2 & 0 & 0 & -Y_1 \\ 0 & Y_2 & -Y_1 & 0 \end{bmatrix}.$$

В наиболее распространном гибридном кольце, имеющем равное деление мощности в выходных плечах ($|S_{12}| = |S_{13}|$),

$$Y_1 = Y_2 = 1/\sqrt{2}. \quad (2.3)$$

Шлейфные направленные ответвители. Шлейфный НО состоит из двух линий передачи, соединенных между собою с помощью двух и более шлейфов, длина и расстояние между которыми берутся равными четверти длины волны, определенной в соответствующей линии передачи. С увеличением количества шлейфов n направленность и диапазонные характеристики шлейфного НО улучшают-

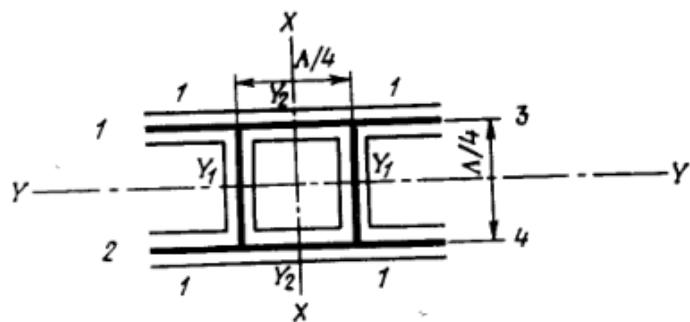


Рис. 2.9. Двухшлейфный ответвитель.

ся. Однако при числе шлейфов более трех волновые со- противления внешних ветвей становятся настолько больши- ми, что практически не могут быть реализованы в пе- чатном исполнении. В связи с этим в ИС СВЧ наиболь- шее распространение получили двух- и трехшлейфные НО.

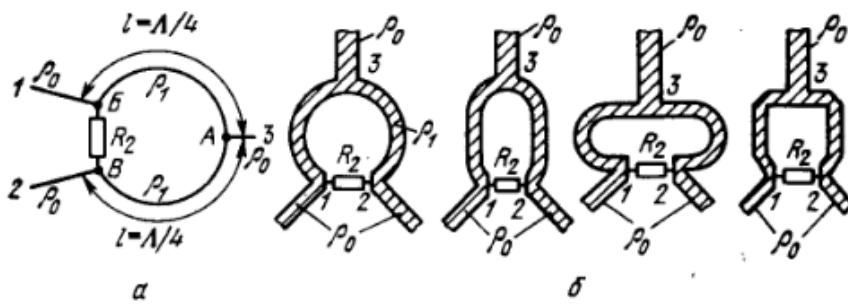
Их расчет проводится по методу зеркальных отобра- жений. При анализе многошлейфовых ответвителей ($n > 3$) предпочтительнее модифицированный метод зер- кальных отображений [12], позволяющий упростить рас- четные операции.

Двухшлейфный ответвитель (рис. 2.9). Условие идеального согласования двухшлейфного ответвителя имеет вид [12].

$$Y_1^2 = Y_2^2 - 1,$$

где $Y_1 = 1/\rho_1$, $Y_2 = 1/\rho_2$ — нормированные волновые прово- димости шлейфа и соединительной линии. При выполне- нии условия идеального согласования матрица рассея-ния ответвителя записывается следующим образом:

$$[S] = -\frac{1}{V1 + Y_2^2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & Y_1 \\ 0 & 0 & Y_1 & j \\ j & Y_1 & 0 & 0 \\ Y_1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$



2.24. Кольцевой делитель мощности:
а — структурная схема; б — возможные топологии.

Кольцевой делитель. Полосковый кольцевой дели- тель [28—32], схема и топологии которого показаны на рис. 2.24, состоит из двух четвертьволновых отрезков ли- нии передачи, которые с одной стороны соединены меж- ду собой параллельно и подключены к входной линии, а с другой — связаны через активное сопротивление R_2 ; каждый из них подключен к своей подводящей линии.

Рассмотрим принцип действия делителя. Если возбу- дить плечо 3, то сигнал делится поровну между плечами 1 и 2. При этом в силу симметрии точки B и B' экви- потенциальны, следовательно, на сопротивлении R_2 мо- ѡщность не рассеивается. Теперь предположим, что сигнал подводится к плечу 1. В точку B энергия попадает дву- мя путями: через сосредоточенное сопротивление R_2 и через два четвертьволновых отрезка; таким образом в точке B обеспечивается противофазность. При опре- деленном выборе сопротивления R_2 и волновых сопротив- лений четвертьволновых отрезков относительно волно- вого сопротивления подводящих линий ρ_0 можно обес- печить равенство по амплитуде двух указанных сигналов

и, следовательно, полную компенсацию энергии в точке B делителя. Таким образом, плечи 1 и 2 будут развязаны. При этом половина мощности поступает в плечо 3, а половина — рассеивается на сопротивлении R_2 . Кольцевой делитель, в отличие от простых тройниковых делителей, имеет развязанные выходы.

Рассмотрим подробнее основные характеристики кольцевого делителя с равным делением мощности, имеющего ось симметрии YY . С помощью метода зеркальных отображений определим элементы матрицы рассеяния $[S]$ делителя на центральной частоте:

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2} + \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2} \right), \\ S_{33} &= \frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2}, \\ S_{12} &= \frac{1}{2} \left(\frac{1 - 2Y_1^2}{1 + 2Y_1^2} - \frac{1 - Y_2}{1 + Y_2} \right), \end{aligned} \quad (2.17)$$

где $Y_1 = \rho_0/\rho_1$, $Y_2 = 2\rho_0/R_2$.

Идеальное согласование трех плеч делителя ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$) и идеальная развязка плеч 1 и 2 ($S_{12} = 0$) получаются при

$$Y_1 = 1/\sqrt{2}, \quad Y_2 = 1 \text{ или } \rho_1 = \rho_0\sqrt{2}, \quad R_2 = 2\rho_0.$$

8. Номограмма Вольперта. Коэффициент отражения.

В инженерной практике при пересчетах сопротивлений и проводимостей в отрезках линий передачи удобно использовать круговую номограмму, предложенную в 1939 г. советским ученым А. Р. Вольпертом **. Основу для построения круговой номограммы составляют формулы (1.17) для коэффициента отражения и (1.18) для трансформации сопротивлений. Коэффициент отражения на круговой номограмме (рис. 1.20) изображается в полярной системе координат, причем радиусу соответствует модуль коэффициента отражения, а полярному углу ϕ — удвоенное электрическое расстояние вдоль линии передачи, т. е. фазовый угол коэффициента отражения $\phi = 2\beta l$. Для пассивных устройств модуль коэффициента отражения не превышает единицы, поэтому номограмма ограничена внешней окружностью единичного радиуса $|\rho| = 1$. Центр номограммы соответствует нулевому коэффициенту отражения. Электрическая длина отсчитывается на номограмме в виде углов поворота радиуса-вектора, вращающегося вокруг центра номограммы. Повороту по часовой стрелке соответствует перемещение наблюдаемого сечения в линии передачи в сторону генератора. Полный оборот соответствует полуволновому расстоянию вдоль линии. Четвертьволновое расстояние определяется половиной оборота. Линии постоянных фаз коэффициента отражения, т. е. радиусы, на номограмме обычно не изображают, а вместо линий постоянных модулей коэффициента отражения наносят штриховые концентрические окружности постоянных КБВ. Часто круговая номограмма дополняется поворотной радиальной шкалой, на которую наряду с делениями КБВ (или КСВ) наносят также деления модуля коэффициента отражения. Такая шкала изображена отдельно на рис. 1.20.

Кроме полярных координат для коэффициента отражения и КБВ при построении круговой номограммы используется вторая координатная сетка, образуемая пересечением системы линий постоянных нормированных активных сопротивлений r (или активных проводимостей g) и системы линий постоянных нормированных реактивных сопротивлений x (или проводимостей b). Линии постоянных r являются окружностями радиусами $1/(1+r)$ с центрами, расположенными на горизонтальной оси симметрии. Все окружности постоянных r соприкасаются между собой в точке B номограммы (рис. 1.20). Характерной является окружность $r=1$, проходящая через центр номограммы. Линии постоянных x являются также окружностями, их радиусы равны $1/x$, а центры располагаются на вертикальной прямой, проходящей через точку B . Линии отрицательных значений x лежат в нижней половине номограммы, а линии положительных значений x — в верхней. На горизонтальной оси симметрии номограммы реактивные сопротивления равны нулю.

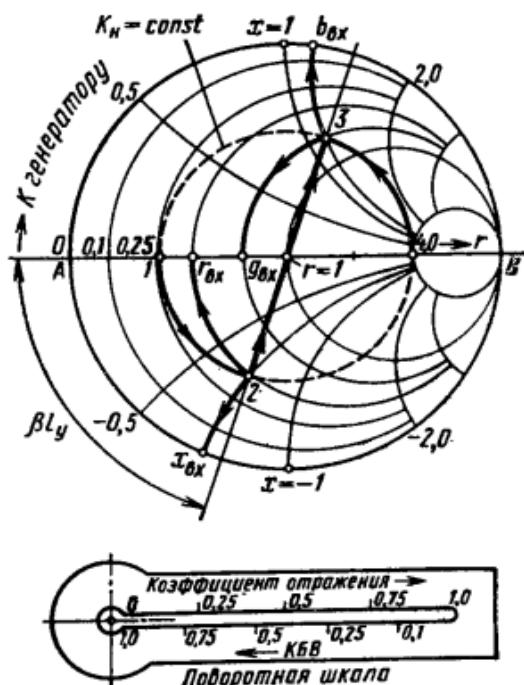
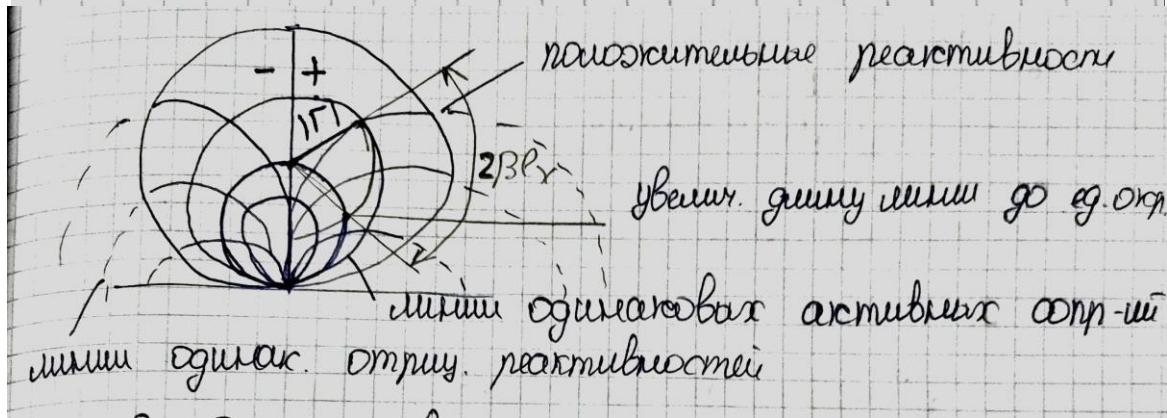


Рис. 1.20. Круговая номограмма

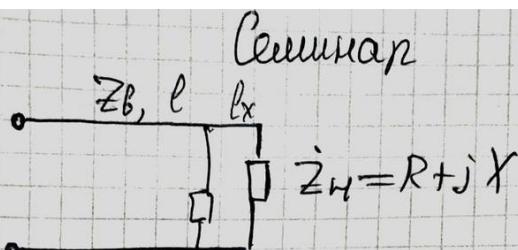
Рассмотрим основание на тензорграфике упр-ши

$$Z_{Bx} = Z_B \frac{\dot{Z}_H + j Z_B \operatorname{tg} \frac{2\pi c}{\lambda}}{\dot{Z}_B + j \dot{Z}_H \operatorname{tg} \frac{2\pi c}{\lambda}}$$

$$\Gamma = \frac{\dot{Z}_H - Z_{2em}}{\dot{Z}_H + Z_{2em}}$$



9. Методика согласования с помощью компенсирующей реактивности.



1. Пусть $Z_B = 50 \Omega$ прилож к нагрузке $Z_H = 15 + j25 \Omega$

$$Z_L = j\omega L$$

$$\frac{15}{50} = 0,3 \quad \frac{25}{50} = 0,5 \Rightarrow \text{стабильность}$$

$$\Gamma = \frac{0,35}{0,5} = 0,63$$

$$2. \text{коэффициент} = 0,2, \text{ т.е. } \frac{2\pi f l}{\lambda} = 0,2$$

$$Z_H = 50 \cdot 2,9 \neq -j \cdot 50 \cdot 2 = 145 - j100$$

3. Спос. компенсации.

Общ. ф. ст. зам замен с пересеч. с ег. окр

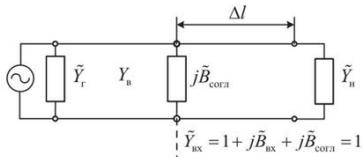
Приблиз. сопр. нагрузки: $0,9 \cdot 50 - j \cdot 1,5 \cdot 50$

$$\frac{2\pi f l_x}{\lambda_B} = 0,1 \Rightarrow \text{наимин. токи} \Rightarrow \text{значит } X = 1$$

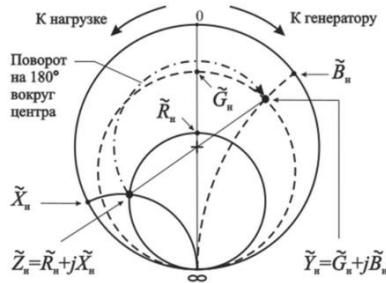
находим L : $-j \cdot 1,6 = \frac{2\pi f L}{\lambda_B} \Rightarrow L = \frac{-j \cdot 1,6 \cdot 2\pi f}{2\pi f}$

$$Z_{Bx}^{h3} = j \underbrace{Z_H}_{1,6} \operatorname{tg} \frac{2\pi f}{\lambda_B} = j \frac{\omega L}{2\pi f}$$

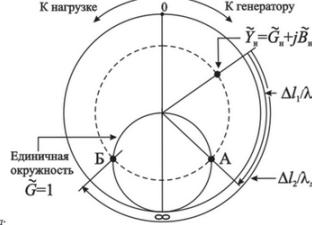
$$\tilde{Y}_{\text{bx}} = 1 + j\tilde{B}_{\text{bx}} + j\tilde{B}_{\text{corr}} = 1. \quad (3.2)$$



Для начала необходимо отметить точку, соответствующую нормированному сопротивлению нагрузки $Z_H = D_n + jX_n$, на диаграмме. Данная точка лежит на пересечении окружностей равных активных D_n и реактивных X_n сопротивлений (рис. 3.4). Затем необходимо переместить точку по окружности равного модуля коэффициента отражения (штрихпунктирная линия на рис. 3.4) относительно центра диаграммы на 180 градусов, что соответствует расстоянию $X_n/4$, указанному на внешней шкале диаграммы. Новое положение точки соответствует величине нормированной проводимости нагрузки \tilde{Y}_H и находится в месте пересечения окружностей равных активной $<5H$ и реактивной D_n проводимостей (пунктирные линии на рис. 3.4).

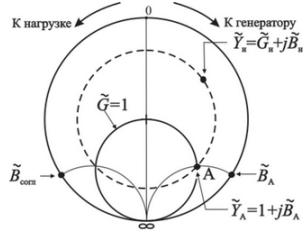


Для нахождения мест установки реактивных согласующих элементов необходимо вращать точку вокруг центра диаграммы в сторону генератора (по часовой стрелке) до пересечения с окружностью единичной активной проводимости (геометрическое место точек, где $G = 1$). Таких пересечений два: точки А и Б на рис. 3.5. Относительные расстояния между сечениями линии L и $L/4$ определяются по внешней шкале диаграммы. Тогда



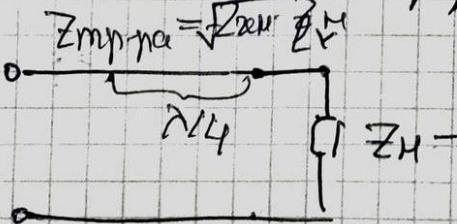
реальные расстояния ΔL_1 и ΔL_2 (рис. 3.6) определяются умножением относительных на длину волны в линии X_n .

Точка, соответствующая входной нормированной проводимости согласующего шлейфа B_{corr} , расположена симметрично точке, соответствующей реактивной проводимости в точке А B_A , относительно вертикальной действительной оси диаграммы (рис. 3.7), т. к. для компенсации реактивной составляющей нормированной входной проводимости выбирается $B_{\text{corr}} = -B_A$.



10. Методика согласования с помощью четвертьволнового трансформатора.

1) нам. 2) вак. тп-р/2 - отр. длии 1/4 Вакум



т.е. находим. можу идти
до актив. сопр. \Rightarrow

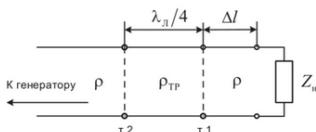
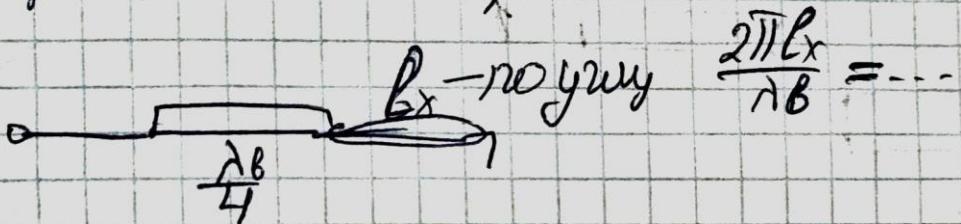
$$\Rightarrow Z_B = \sqrt{Z_{Bx} \cdot Z_H}$$

$$Z_{Bx} = \sqrt{50 \cdot 4,35 \Omega} = 14,8 \Omega$$

\Rightarrow $Z_B = 106 \Omega$ \rightarrow Z_{Bx} \rightarrow Z_H , получим

равные $Z_H = 50 \cdot 0,24 = 12 \Omega$

$$Z_{Bx} = \sqrt{50 \cdot 12} = 24,5 \Omega$$



Для начала необходимо отметить точку, соответствующую нормированному сопротивлению нагрузки $Z_H = R_H + jX_H$, на диаграмме Вольперта — Смита.

Для нахождения мест установки в линии передачи четвертьволнового трансформатора необходимо вращать точку вокруг центра диаграммы в сторону генератора (по часовой стрелке) до пересечения с вертикальной действительной осью. Таких пересечений два: точки А, Б (рис. 3.12).

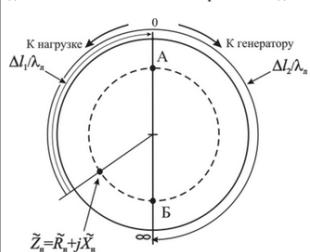


Рис. 3.12. Точки А и Б на круговой диаграмме

