

ЛИНЕЙНЫЕ МНОГОКАНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Современные и перспективные радиоэлектронные системы (РЭС) имеют в своем составе фазированные антенные решетки, антенные решетки с цифровым диаграммообразованием, передающие устройства с распределенным усилением и другие радиоэлектронные структуры, построенные по многоканальному принципу. Параметры РЭС существенным образом зависят от многоканальных сверхвысокочастотных трактов – систем распределения мощности (СРМ) и их элементов.

Примеры практической реализации СРМ и некоторых элементов изображены на рис. В.1, В.2.

Выбор СРМ и элементов для конкретных РЭС зависит от типа линий передачи, требований к электрическим и конструктивным параметрам, поиску компромиссов между габаритами и массой, а также множеством других соображений, которые у практиков играют основную роль при выборе окончательного решения.

Учет всех требований приводит к непрерывному росту разновидностей конструкций СРМ и часто заставляет разработчиков выбирать технологию, особенности которой недостаточно предсказуемы или известны. В таких условиях знания характеристик нескольких типов СРМ, полученное методами математического моделирования, способствует выбору оптимального варианта.

Несмотря на широкое применение СРМ в научно-технической литературе, сведения о проектировании, методах расчета, принципах конструирования весьма ограничены. В большинстве публикаций описываются конкретные конструкции, схемы СРМ и частные методы расчета параметров [8, 17, 18, 21, 22, 35, 36, 49, 51, 53, 73, 75, 77, 81, 82, 132, 163, 164, 190, 191, 195, 198, 230, 231, 232, 235, 236, 237, 239, 244, 248, 252, 260, 261]. Представляя собой исключительную важность, эти материалы ориентированы на конкретные устройства и СВЧ-цепи.

Основным недостатком существующей методологии проектирования СРМ является то, что подход к проектированию многоканальной системы основывается на принципах проектирования одноканального тракта СВЧ. Это объясняется тем, что расчет СРМ представляет сложную вычислительную проблему, поскольку СРМ состоит из большого количества элементов, функционально связанных и взаимодействующих друг с другом. В общем виде СРМ представляет собой многополюсник СВЧ, для расчета которого, казалось бы, применимы методы теории цепей СВЧ. Однако попытка применить эти методы в прямом виде натолкнулась на вычислительные трудности, связанные

с обращением комплексных матриц, порядок которых достигает нескольких тысяч.

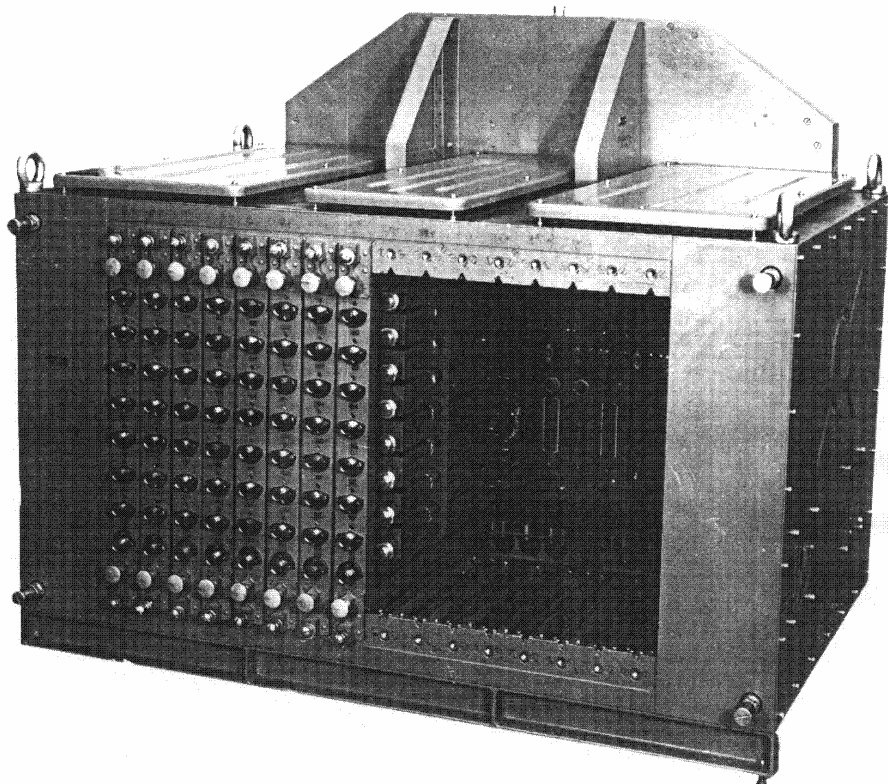


Рис. В.1. Система распределения мощности на 128 каналов для активной фазированной антенной решетки.

Параметры, структура и конструкция СРМ в большей степени определяются элементами деления, из которых выполняется система. По элементам деления имеется большое количество публикаций в связи с их широким применением в самых разнообразных устройствах СВЧ, а также в связи с непрерывным созданием элементов на новых типах линий передачи и их комбинациях. Принципы работы и первые элементы деления были описаны в работах [170, 234, 247, 251, 252, 249, 257, 258]. В дальнейшем исследователями были проанализированы характеристики различных элементов и мостовых устройств, как правило, с одинаковыми подводными линиями и равным делением мощности между каналами [88, 146, 149, 162, 175, 184, 224]. Теория мостовых устройств и двухканальных делителей с

равным делением была разработана относительно недавно В.Г.Калиной [94 – 104]. Им рассмотрено большое количество схем и конструкций на перспективных линиях передачи. Имеются и другие публикации по исследованию конкретных элементов деления [15, 56, 58, 68, 110, 114, 117, 134, 140, 145, 182, 189, 202, 207, 215, 219, 220, 241, 242, 243, 256]. В них даются частные алгоритмы анализа параметров устройств и некоторые результаты исследований.

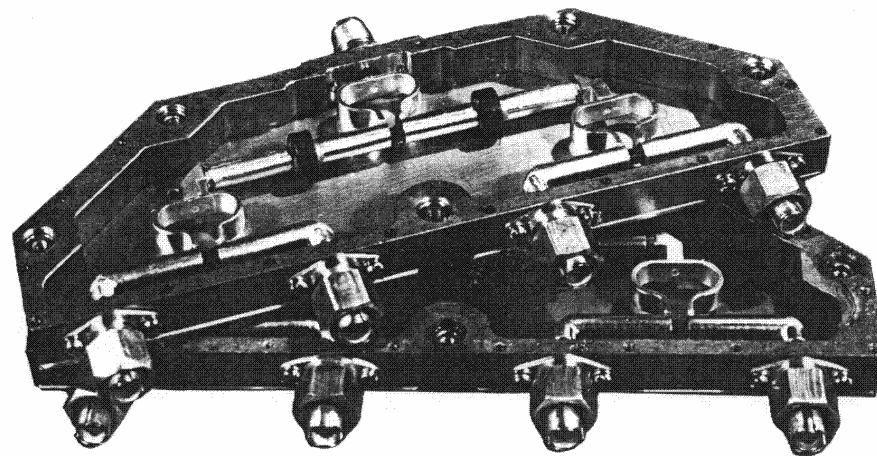


Рис. В.2. Четырехканальный делитель среднего уровня мощности.

В данной работе предпринята попытка с единых позиций теории цепей сверхвысоких частот предложить аппарат для анализа, синтеза и исследования СРМ и их элементов, а также приводится ряд результатов исследований многоканальных систем и элементов, из которых они могут быть выполнены.

Книга состоит из двух частей. В первой части излагаются основные теоретические положения. В главе 1 рассматриваются типы и технические характеристики СРМ. Показывается, что параметры СРМ целесообразно рассчитывать методами теории цепей СВЧ и использовать математические модели элементов СРМ, полученные электродинамическими методами. Сопоставляются матричные методы анализа цепей СВЧ, предлагаются для исследования многоканальных цепей эффективные циклические алгоритмы. В главе 2 даются теория и математические модели трехплечих делителей с равным и требуемым делением мощности. Приводится методика синтеза двух- и многозвенных широкополосных делителей. В главе 3 рассматриваются устройства деления кольцевого типа, выполненные на комбинациях линий

передачи. Полученные математические модели и расчетные соотношения позволяют определить матрицы рассеяния устройств с последовательным, параллельным и смешанным включением плеч, а также с отличающимися волновыми сопротивлениями четвертьволновых отрезков кольца и различными сопротивлениями входов. В главе 4 предлагается методика синтеза структуры и топологии широкополосного делителя мощности из разветвлений линий передачи. Приводятся математические модели ряда устройств на связанных линиях передачи.

Вторая часть книги посвящена приложению расчетных процедур к исследованию практических устройств. В главе 5 исследуются частотные характеристики одно-, двух-, трех- и семизвенных делителей с равным и заданным делением, а также кольцевых устройств на комбинациях линий передачи с различными длинами кольца. Даются практические рекомендации по проектированию устройств. В главе 6 исследуются параметры делителей с количеством каналов от 4 до 64 и СРМ, имеющие до 8000 выходных каналов. Показывается влияние на частотные характеристики диссипативных потерь, размеров балластных резисторов. Формулируются принципы проектирования систем с параметрами, близкими к оптимальным.

Материал написан коллективом авторов: В.И. Гостевым – глава 1, А. Л. Мацепурой – глава 2, В. В. Кониным – введение, главы 3 – 6.

Книга предназначена для научных работников, разработчиков аппаратуры связи, аспирантов и студентов радиотехнических специальностей.

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ И ОБОЗНАЧЕНИЙ

АЧХ	–	амплитудно-частотная характеристика,
ВД	–	восьмиканальный делитель,
ДДМ	–	двухзвенный делитель мощности,
ДКД	–	двухканальный кольцевой делитель,
ДСЧХ	–	делитель с синтезированной частотной характеристикой,
КМД	–	кольцевой многоканальный делитель,
КПД	–	коэффициент полезного действия,
КСВН	–	коэффициент стоячей волны по напряжению,
МДМ	–	многозвенный делитель мощности,
МСК	–	мост из сочлененных квадратов,
РЭС	–	радиоэлектронные средства,
СВЧ	–	сверхвысокие частоты,
СРМ	–	система распределения мощности,
ТДМ	–	трехзвенный делитель мощности,
ФАР	–	фазированная антенная решетка,
ФЧХ	–	фазо-частотная характеристика,
ЦАР	–	цифровая антенная решетка,
ЧД	–	четырёхканальный делитель,
ЧХ	–	частотные характеристики,
ЭД	–	элемент деления,
A, B, C, D	–	классические параметры,
a_i	–	падающая волна,
b_i	–	отраженная волна,
$C_{i,j}$	–	амплитуда коэффициента передачи в децибелах,
i, u	–	ненормированные токи и напряжения,
I, U	–	нормированные токи и напряжения,

$K(i), K(i,j)$	– коэффициенты деления по напряжению,
$K^2, K^2(i), K^2(i,j)$	– коэффициенты деления по мощности,
K_i	– коэффициент стоячей волны по напряжению,
K_c	– коэффициент связи,
l	– геометрическая длина,
N	– количество каналов,
R	– коэффициент трансформации,
R_i	– сопротивления,
R_H	– сопротивление нагрузки,
$R_{ПТ}$	– сопротивление нагрузки постоянному току,
S -параметры	– параметры рассеяния,
$S_{i,j}$	– коэффициенты матрицы рассеяния,
T -параметры	– волновые параметры,
Y -параметры	– нормированные параметры проводимости,
y	– ненормированные параметры проводимости,
z_B	– характеристическое сопротивление линии передачи,
Z	– нормированное сопротивление,
z	– ненормированное сопротивление,
z^+, z^-	– сопротивление четного и нечетного видов колебаний,
α	– постоянная затухания,
β	– постоянная фазы,
γ	– постоянная распространения,
$\delta = \Delta f / f_0$	– относительная частотная расстройка,
λ	– длина волны,
θ	– электрическая длина отрезка линии передачи,
ϵ_r	– относительная диэлектрическая проницаемость.

ЧАСТЬ ПЕРВАЯ

ТЕОРИЯ СИСТЕМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Глава I.

Методы анализа и синтеза систем распределения мощности сверхвысоких частот

1.1. Общая характеристика систем распределения мощности сверхвысоких частот и методов анализа их параметров

Система распределения мощности (СРМ) является устройством, осуществляющим разделение сверхвысокочастотной (СВЧ) энергии между каналами, количество которых может достигать десятков тысяч. По сложности проектирования, жесткости технических требований, количеству взаимодействующих между собой элементов с СРМ может сравниться только антенная решетка. Важнейшая функция СРМ – создание на выходах требуемого амплитудно-фазового распределения сигнала, поступающего на вход системы. При прохождении СВЧ сигнала через цепи СРМ происходит его изменение из-за переотражения энергии и взаимного влияния каналов. Следствием этого является искажение спектра сложных сигналов и уменьшение коэффициента полезного действия (КПД) СРМ. Наиболее общие требования, предъявляемые к СРМ, формулируются следующим образом:

1. СРМ должны иметь определенное количество выходов, расположенных в соответствии с конструктивно-технологическими особенностями приемно-передающих комплексов, для которых они создаются.
2. СРМ должны создавать на выходах требуемое амплитудно-фазовое распределение электромагнитного поля, задаваемое формой диаграммы направленности антенны (например, равномерное или спадающее к краям апертуры амплитудное и линейное фазовое) или требованиями к возбуждающему сигналу приемных и передающих модулей.
3. Отражения от входа и выходов СРМ, а также взаимная связь между выходными каналами должны быть минимальными.
4. Амплитудно-частотные и фазо-частотные характеристики (АЧХ и ФЧХ) коэффициентов передачи каналов СРМ в рабочем диапазоне частот должны быть близки к равномерным и линейным соответственно.

5. КПД системы, под которым понимается отношение суммы мощностей на выходах к мощности на входе, должен быть максимальным.

Кроме перечисленных, к СРМ предъявляются и специальные требования : уровень передаваемой мощности, подавление внеполосных излучений, определенное конструктивное исполнение (объемное или планарное), сохраняемость параметров под воздействием окружающей среды.

К радиотехническим параметрам СРМ относятся :

1. Коэффициент стоячей волны по напряжению (КСВН)

$$K_i = (1 + |S_{ii}|)(1 - |S_{ii}|)^{-1}.$$

2. Амплитуда коэффициента передачи в децибелах (дБ)

$$C_{ij} = 20 \lg |S_{ij}|.$$

Для индексов i, j , относящихся к выходным плечам, этот параметр называют развязкой между выходными каналами.

3. Аргумент коэффициента передачи (фаза коэффициента передачи)

$$\varphi_{ij} = \arg S_{ij}.$$

4. Неравномерность амплитуды коэффициента передачи в рабочей полосе частот, в децибелах

$$\Delta C_{ij} = 20 \lg \left(|S_{ij}|_{\min} / |S_{ij}|_{\max} \right).$$

5. Линейность ФЧХ коэффициентов передачи каналов.
6. Закон распределения мощности между выходными каналами.
7. Разброс амплитуд и фаз коэффициентов передачи каналов.
8. Уровень передаваемой мощности.

Большая часть СРМ попадает под принятые в литературе определения СРМ параллельного и последовательного типов [11, 12, 155, 159, 192, 201, 213]. Различные комбинации СРМ называют системами смешанного типа. Существуют также устройства, которые не вписываются в данную классификацию. Типичная СРМ параллельного типа приведена на рис.1.1. Система состоит из трех рядов двухканальных делителей. Сигнал, поступающий на вход, проходит через двухканальный делитель третьего ряда, затем через двухканальные делители второго и первого рядов. По мере распространения энергии от входа к выходам она уменьшается из-за распределения в увеличивающееся количество каналов. Система рис.1.1 имеет в каждом ряду двухканальные элементы деления. Вместо двухканальных в СРМ параллельного типа в каждом ряду могут быть и N -канальные элементы деления, например, 3-х канальные или 5-ти канальные. Схема СРМ последовательного типа показана на рис.1.2. В этой системе сигнал, поступающий на вход, разделяется между

Рис.1.1. Схема типичной системы распределения мощности параллельного типа

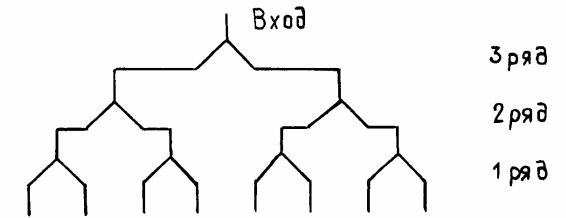
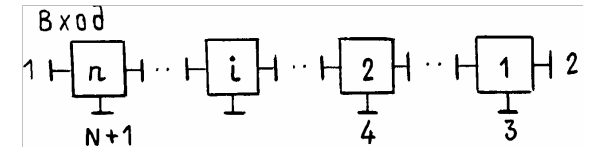


Рис.1.2. Схема типичной системы распределения мощности последовательного типа



выходами системы и входом оставшейся части СРМ, в которой происходит аналогичное разделение сигнала. СРМ последовательного и параллельного типов, соединенные вместе, образуют системы смешанного типа. Примерами систем, не относящимся к рассмотренным выше типам, могут служить кольцевой многоканальный делитель (КМД) рис.1.3, делитель с синтезированной частотной характеристикой коэффициента отражения входа (ДСЧХ) рис.1.4. Принцип работы КМД основан на возбуждении в замкнутой в кольцо линии стоячей волны и включение в соответствующие сечения выходных линий. ДСЧХ является производным от параллельного разветвления линий передачи. Более подробные данные об этих устройствах даются в соответствующих главах. С точки зрения конструктивного исполнения СРМ могут быть планарного и объемного типов. На рис.1.5 показана объемная СРМ параллельного типа. Система на 64 канала содержит 8 делителей на 8 каналов, расположенных в параллельных плоскостях. В плоскости, перпендикулярной плоскостям восьмиканальных делителей, установлен еще один делитель на 8 каналов, объединяющий восемь входов в один.

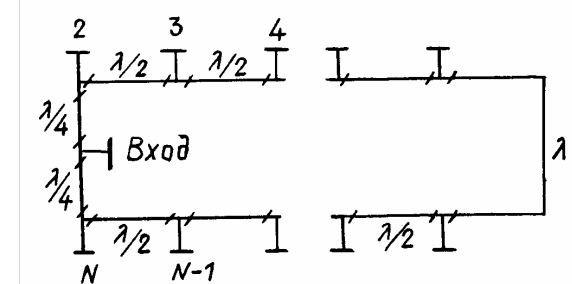


Рис.1.3. Схема кольцевого многоканального делителя

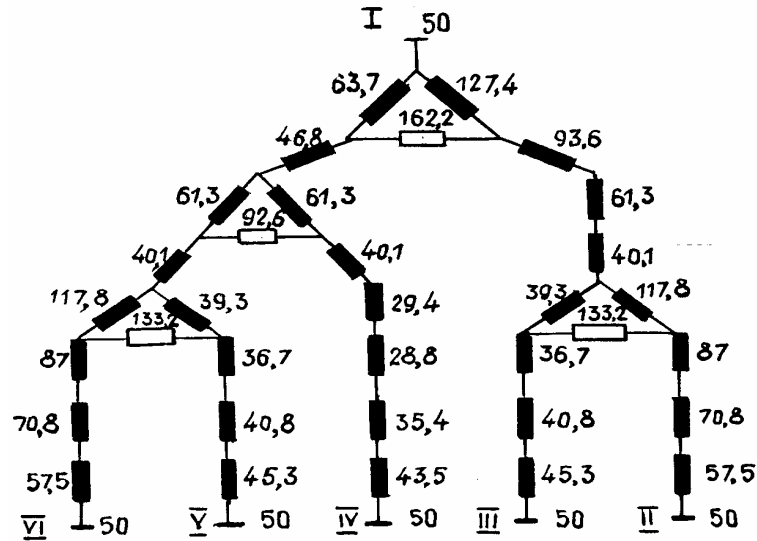


Рис1.4. Схема делителя с синтезированной частотной характеристикой коэффициентом отражения выхода

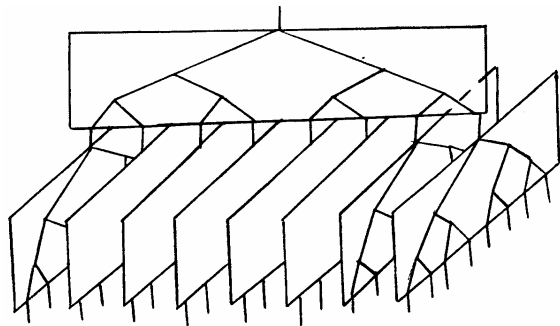


Рис1.5. Эскиз конструкции системы распределения мощности объемного типа

СРМ на 64 канала планарной конструкции изображена на рис.1.6. В этой системе все делители расположены в одной плоскости (плоскость рисунка), а вход и выходы выводятся переходами, которые могут располагаться в плоскости, перпендикулярной рис.1.6.

Однозначно отдать предпочтение СРМ параллельного, последовательного или смешанного типа, планарной или объемной конструкции без тщательного всестороннего анализа и глубокого научного поиска затруднительно.

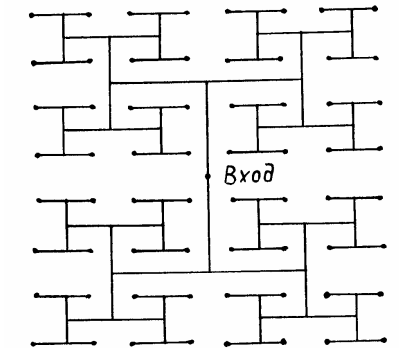


Рис1.6. Схема планарной конструкции СРМ

С позиций теории цепей системы распределения мощности представляют класс СВЧ устройств, состоящих из большого количества элементов, функционально связанных и взаимодействующих между собой. Множество элементов усложняет задачу математического описания СРМ. Исследование и расчет параметров СРМ подразумевают использование методов, отражающих физические процессы, происходящие в системе, и максимально формализованных для реализации на ЭВМ. Современные методы исследования сложных СВЧ-устройств подразумевают расчленение устройства на простые элементы, определение характеристик элементов и решение задачи расчета параметров устройства через характеристики элементов. Существуют два подхода при решении подобных задач: с позиций электродинамической теории [3, 54, 69, 113, 154, 179, 193, 221] и с позиций теории линейных цепей [8, 9, 25, 54, 89, 115, 193, 196, 197, 208]. Электродинамические методы предполагают решение уравнений Максвелла и решают задачи расчета СВЧ устройств, содержащих несколько элементов или неоднородностей. В основе методов теории линейных цепей лежат законы Кирхгофа.

Линейные СВЧ цепи, а СРМ относятся именно к такому классу цепей, описываются линейными уравнениями, связывающими токи и напряжения или падающие и отраженные волны, действующие на входах (выходах) цепей. Для устройств с большим количеством входов широкое распространение получили параметры рассеяния (S -параметры) и пара-метры проводимости (Y -параметры). Классические параметры (A, B, C, D) и волновые (T -параметры) [210] имеют ограниченное применение. Они достаточно хорошо изучены для исследования четырехполюсников и восьмиполусников [210, 211]. Уравнения, описывающие многовходовые СВЧ устройства, имеют вид

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{n1} & S_{n2} & \cdots & S_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

или

$$[\mathbf{b}] = [\mathbf{S}][\mathbf{a}],$$

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ \vdots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & \cdots & y_{1n} \\ y_{21} & y_{22} & \cdots & y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ y_{n1} & y_{n2} & \cdots & y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

или

$$[\mathbf{i}] = [\mathbf{y}][\mathbf{u}],$$

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \cdots & Y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \cdots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1 \\ U_2 \\ \vdots \\ U_n \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

или

$$[\mathbf{I}] = [\mathbf{Y}][\mathbf{U}],$$

где b_i , a_i – нормированные отраженные (направленные из устройства), падающие (направленные в устройство) волны, имеющие размерность $(\text{Вт})^{0.5}$;

S_{ij} – параметры рассеяния устройства;

i_i , u_i – ненормированные токи и напряжения, действующие на входах устройства;

y_{ij} – ненормированные параметры проводимости устройства в канонической системе координат [8];

I_i , U_i – нормированные токи и напряжения действующие на входах устройства;

Y_{ij} – нормированные параметры проводимости устройства в канонической системе координат.

Широкое распространение параметров рассеяния для исследования СВЧ цепей обусловлено тем, что они могут быть непосредственно измерены и имеют ясный физический смысл. Параметры с одинаковыми индексами S_{ii} являются комплексными коэффициентами отражения, а с разными индексами S_{ij} – комплексными коэффициентами передачи из плеча j в плечо i . Квадраты модулей коэффициентов $|S_{ij}|^2$ показывают часть отраженной ($i=j$) или

прошедшей ($i \neq j$) мощности при единичной мощности на входе устройства. Параметры рассеяния определяются при согласованном режиме работы всех входов устройства. Если какой-либо вход или группа входов устройства нагружены на рассогласованные нагрузки, то мы имеем дело уже с новым устройством с другими параметрами рассеяния.

Параметры проводимости не имеют такого ясного физического смысла. На СВЧ можно достаточно просто измерить только Y -параметры с одинаковыми индексами, обеспечив на всех входах, кроме измеряемого, режим короткого замыкания. При этом параметр Y_{ii} будет иметь смысл входной проводимости. Для расчета СВЧ устройств применяются как нормированные, так и ненормированные Y -параметры. Связь между ними устанавливаются выражением

$$[\mathbf{Y}] = [\mathbf{g}][\mathbf{y}][\mathbf{g}], \quad (1.4)$$

где $[\mathbf{g}]$ – нормирующая диагональная матрица, элементами которой являются корни квадратные из сопротивлений, нагружающих соответствующие входы устройства

$$[\mathbf{g}] = \begin{bmatrix} \sqrt{R_1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \sqrt{R_2} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sqrt{R_n} \end{bmatrix}. \quad (1.5)$$

При анализе СВЧ-устройств и их соединений методами теории цепей делаются следующие допущения:

- колебания электромагнитного поля – гармонические;
- устройства – линейные;
- в граничных сечениях СВЧ-устройств (в плечах соединяемых многополюсников) существует только один тип волны;
- соединяемые между собой плечи имеют одинаковые волновые сопротивления и сопряжены геометрически;
- если в соединяемых сечениях существует несколько типов волн, то каждое сечение разбивается на несколько плеч с одним типом волны в каждом плече.

При объединении устройств между собой на соединяемые плечи (входы) накладываются условия связи и производится решение системы линейных уравнений относительно внешних несвязанных плеч или всех плеч.

Для исследования СРМ и элементов в работе выбран аппарат теории линейных цепей. Результаты решений, полученные электродинамическими методами, используются в виде коэффициентов матриц рассеяния элементов и неоднородностей.

В историческом плане развитие методов анализа характеристик СВЧ-цепей, состоящих из большого количества элементов, происходило следующим образом.

В 1960 году Abele [225] разработал метод анализа произвольного соединения $2n$ -полюсников СВЧ, заданных матрицами рассеяния. В 1962 году аналогичный метод опубликован Б. М. Машковцевым [154]. В 1964 году Х. И. Черне [217] предложена модификация метода Abele, приводящая к уменьшению порядка обрабатываемых матриц за счет группировки нулей. В 1968 году Б. М. Заикиным [79] сделано дальнейшее развитие методов Abele. Однако, с увеличением количества элементов, составляющих СВЧ-цепь, проблемы, связанные с обращением матриц высоких порядков при реализации методов, изложенных в работах [79, 217, 225], оказались труднопреодолимыми даже для самых высокопроизводительных ЭВМ.

Перечисленные методы применяются при решении задач, когда элементы цепи заданы параметрами рассеяния. Наряду с параметрами рассеяния, при исследовании СВЧ-цепей весьма эффективно используются параметры проводимости [196], применению которых посвящены работы [80, 115].

Цепи каскадной структуры успешно исследовались с помощью волновых параметров (T -матриц четырехполюсников и восьмиполюсников) [210, 211]. Несмотря на многообразие различных методов исследования линейных СВЧ-цепей, наибольшее распространение получили методы, использующие параметры рассеяния.

Основные проблемы, которые возникают при определении параметров СВЧ-цепей, содержащих большое количество элементов, заключается в оперировании матрицами высоких порядков. Это, собственно, и послужило побудительным мотивом к поиску и созданию методов, позволяющих преодолеть трудности, присущие прямым матричным методам. Одним из таких методов является циклический, который основан на элементарной идее последовательного объединения плеч, подлежащих соединению. Оказалось, при таком подходе параметры рассеяния СВЧ-цепи, разбитой на элементы, определяются через коэффициенты рассеяния элементов по рекуррентным формулам, в которых каждый последующий шаг или цикл расчета использует результаты, полученные на предыдущем цикле [8, 25, 78, 86, 93, 106, 118, 157, 159].

Прообразом циклических методов, по-видимому, можно считать метод расчета каскадного соединения четырехполюсников и восьмиполюсников по рекуррентным формулам в (A, B, C, D) или T -параметрах [211].

В начале 70-х годов одновременно несколькими исследователями были предложены методы, базирующиеся на последовательном объединении

элементов, составляющих сложную, практически произвольную СВЧ-цепь по рекуррентным формулам [8, 25, 78, 87, 86, 106]. Применительно к СРМ циклические методы были опубликованы в работах [83, 85, 118]. Циклические методы расчета позволили резко увеличить объем решаемых задач. Например, в 1974 году опубликованы материалы по моделированию параметров СРМ на 4096 каналов, состоящей более чем из четырех тысяч шестиполюсников. Причем моделирование параметров СРМ проводилось на ЭВМ "Мир", которая, как известно, не характеризовалась высокой производительностью и большим объемом оперативной памяти.

В дальнейших главах показано, что исследование СВЧ-цепей, содержащих большое количество элементов, а именно к таким цепям относятся СРМ, целесообразно проводить циклическими методами, которые имеют существенное преимущество по отношению к другим методам по количеству вычислительных операций.

Неизбежный разброс параметров компонентов СРМ за счет дестабилизирующих факторов, технологических процессов, разбросов номиналов характеристик комплектующих элементов требует проведения анализа точности воспроизведения в условиях производства и эксплуатации параметров системы. Актуальность задачи анализа точности воспроизведения параметров СРМ обусловлена также и тем, что в настоящее время появилась возможность на этапе проектирования СРМ определить точность параметров системы с помощью методов математического моделирования. Несмотря на важность и актуальность знания разбросов параметров СВЧ устройств из-за разбросов компонентов, вопросы изучения и методы анализа их вероятностно-статистических характеристик развиты недостаточно. Публикации на эту тему носят разрозненный частный характер и их использование для исследования СРМ достаточно ограничено. В работах [50, 150, 174, 194] выявляются влияния внутренних параметров на разброс выходных характеристик без анализа законов распределений. Исследования выполнены на основе методик граничных испытаний и метода Монте-Карло. В некоторых простейших случаях получены строгие аналитические решения для плотностей вероятностей: волнового сопротивления микрополосковой линии [32, 33], коаксиальной линии [60], прямоугольного волновода [5], скачка волнового сопротивления в линии передачи [5], максимально-возможного коэффициента отражения комплексной нагрузки линии передачи [143, 144]. В работах [5, 6, 74, 111, 130] выясняются возможности аппроксимации функций распределений параметров элементов СВЧ общеизвестными теоретическими законами, описываемыми простыми аналитическими формулами. В работе [5] случайное значение коэффициента отражения неоднородности типа "скачка волнового сопротивления" аппроксимируется нормальным законом

распределения. Возможность такой аппроксимации подтверждается результатами статистического моделирования каскадных соединений элементов []. В работе [74] получены выражения для дисперсий параметров ответвителя на связанных линиях. При определенных условиях, предъявляемых к коэффициентам отражения нагрузок, показана возможность описания распределения модуля коэффициента отражения законом Рэлея, а фазы коэффициента отражения – равновероятностным законом. Можно указать и другие работы, в которых проводятся статистические исследования некоторых типов СВЧ устройств [6, 111, 130, 171]. Наиболее фундаментальные и целенаправленные результаты получены в работах [41, 47, 48, 169, 173, 206, 211]. Однако, распространить или использовать эти результаты для изучения СРМ или элементов деления можно лишь в части линий передачи или простых соединений линий. Поэтому в дальнейшем, при определении точностных параметров СРМ и элементов, будем использовать теорию точности, изложенную в работе [138] применительно к радио-электронным цепям, а также вероятностно-статистические подходы, принятые в работах [59, 205].

Оценим объем решаемых задач при исследовании параметров СРМ. В простейшем случае СРМ может быть представлена в виде модели, состоящей из соединения шестиполосников. Если СРМ имеет N выходных каналов, то она состоит из $N-1$ -го шестиполосника. Оценим количество свободных и связанных плеч в СРМ на N каналов. Количество свободных и связанных плеч позволяет судить о порядке системы уравнений, необходимой для решения задачи расчета параметров СРМ, поскольку их сумма равна порядку решаемой системы. Общее количество плеч в СРМ, построенной из шестиполосников, равно числу шестиполосников, умноженному на три. Количество свободных плеч равно количеству выходов плюс одно входное плечо. Оставшиеся плечи – связанные. Если обозначить свободные плечи через K , а связанные через M , то с учетом приведенных рассуждений получим

$$K=N+1, \quad M=3(N-1)-(N+1)=2(N-2). \quad (1.6)$$

$$\begin{aligned} \text{Если} \quad N \gg 2, \text{ то} \quad K \cong N, \quad M \cong 2N, \\ \text{или} \quad M=2K, \quad K=M/2. \end{aligned} \quad (1.7)$$

Для реальных СРМ количество выходных каналов $N \cong 10^4$. Тогда с учетом формул (1.6), (1.7) порядок решаемой системы уравнений равен 3×10^4 .

1.2. Матричные методы анализа СВЧ-цепей

Задача анализа СВЧ-устройств с помощью метода S -параметров формулируется следующим образом. Имеются $2n$ -полосники СВЧ с

известными матрицами рассеяния. Известно, какие плечи $2n$ -полосников соединены между собой. Совокупность соединенных в СВЧ-цепь $2n$ -полосников представляет собой новый $2n$ -полосник, параметры которого требуется определить.

Обозначим свободные плечи $2n$ -полосников цифрами $1-k$, а связанные – $k+1-k+M$. В соответствии с принятыми обозначениями волны в свободных плечах многополосников будут иметь индексы $1-k$, в связанных – $k+1-k+M$. Система уравнений, описывающая совокупность многополосников, в матричной форме имеет вид

$$\begin{bmatrix} [S_{11}] & [S_{12}] \\ [S_{21}] & [S_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [a_k] \\ [a_M] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [b_k] \\ [b_M] \end{bmatrix}. \quad (1.8)$$

где $[a_k], [a_M], [b_k], [b_M]$ – векторы-столбцы падающих (a_i) и отраженных (b_i) волн в свободных и связанных плечах;

$[S_{11}], [S_{12}], [S_{21}], [S_{22}]$ – клеточные матрицы, у которых строки и столбцы пронумерованы цифрами $1, 2, \dots, k+M$, а коэффициентами являются параметры матриц рассеяния $2n$ -полосников с номерами плеч, соответствующих номерам строк и столбцов матриц. Цифрами $1, 2, \dots, k$ пронумерованы столбцы матриц $[S_{11}], [S_{21}]$, строки матриц $[S_{11}], [S_{12}]$; цифрами $k+1, \dots, k+M$ пронумерованы столбцы матриц $[S_{12}], [S_{22}]$, строки матриц $[S_{21}], [S_{22}]$. В общем виде в выражении (1.8) матрица заполнена полностью коэффициентами и в ней отсутствуют нулевые элементы. Это относится к случаю одного многополосника, у которого соединены плечи $k+1-k+M$.

Сформулируем для связанных плеч условия связи. В связанной паре плеч вытекающая волна из одного плеча равна втекающей волне другого плеча

$$\begin{aligned} b_i &= a_j, \\ b_j &= a_i, \end{aligned} \quad (1.9)$$

где i, j – номера пары связанных плеч.

Уравнения связи в матричном виде записываются

$$[C][a_M] = [b_M]. \quad (1.10)$$

Матрица $[C]$ содержит в любом столбце (строке) одну единицу, которая располагается на пересечении строк и столбцов, соответствующих номерам соединяемых плеч. Строки и столбцы матрицы $[C]$ пронумерованы цифрами $k+1, k+2, \dots, k+M$.

Вычтем из уравнения (1.8) уравнение (1.10)

$$\begin{bmatrix} [\mathbf{S}_{11}] & [\mathbf{S}_{12}] \\ [\mathbf{S}_{21}] & [\mathbf{S}_{22}] - [\mathbf{C}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [\mathbf{a}_k] \\ [\mathbf{a}_M] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{b}_k] \\ [\mathbf{0}] \end{bmatrix}. \quad (1.11)$$

Определение параметров рассеяния соединения $2n$ - полюсников заключается в получении из уравнения (1.11) выражения, связывающего падающие и отраженные волны в свободных плечах

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_k \end{bmatrix} = [\mathbf{S}^\Sigma] \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_k \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

где $[\mathbf{S}^\Sigma]$ – матрица рассеяния искомого $2n$ -полюсника.

Выполним операции умножения в формуле (1.11)

$$\begin{aligned} [\mathbf{S}_{11}][\mathbf{a}_k] + [\mathbf{S}_{12}][\mathbf{a}_M] &= [\mathbf{b}_k], \\ [\mathbf{S}_{21}][\mathbf{a}_k] + \{[\mathbf{S}_{22}] - [\mathbf{C}]\}[\mathbf{a}_M] &= [\mathbf{0}]. \end{aligned} \quad (1.13)$$

Из первого уравнения в системе (1.13) следует, что если бы коэффициенты матрицы $[\mathbf{S}_{12}]$ все состояли из нулей, то матрица соответствовала бы искомой матрице $[\mathbf{S}^\Sigma]$ в уравнении (1.12).

Таким образом, определение параметров рассеяния соединения $2n$ -полюсников заключается в преобразовании коэффициентов квадратной матрицы в уравнении (1.11), после которого коэффициенты S_{ij} с индексами $i = 1, 2, \dots, k; j = k+1, k+2, \dots, k+M$ становятся равными нулю.

Наиболее эффективными методами решения этой задачи являются методы линейной алгебры, в частности, методы решения систем линейных уравнений [37]. Рассмотрим, какие отличия имеют задачи решения системы линейных уравнений и определения параметров рассеяния соединения многополюсников.

Классическим методом решения системы уравнений (1.11) является метод Гаусса [40, 141, 152], состоящий из двух этапов. Первый этап – последовательное преобразование уравнений (1.11) к виду

$$\begin{aligned} S_{11}a_1 &= b'_1 \\ S'_{21}a_1 + S'_{22}a_2 &= b'_2 \\ S'_{31}a_1 + S'_{32}a_2 + S'_{33}a_3 &= b'_3 \\ \dots & \\ S'_{k1}a_1 + S'_{k2}a_2 + S'_{k3}a_3 + \dots + S'_{kk}a_k &= b'_k \\ \dots & \\ S'_{M1}a_1 + S'_{M2}a_2 + S'_{M3}a_3 + \dots + S'_{MM}a_M &= 0 \end{aligned} \quad (1.14)$$

Второй этап – последовательное определение переменных a_1, a_2, \dots, a_M из первого, второго, $\dots, (k+M)$ -го уравнений системы (1.14).

Задача же расчета параметров рассеяния соединения многополюсников состоит в выполнении только M шагов при преобразовании уравнений (1.11) во время прямого хода. При этом автоматически коэффициенты, стоящие на местах матрицы $[\mathbf{S}_{ij}]$ в формулах (1.13), становятся равными нулю, а преобразованные коэффициенты S_{ij} ($i, j = 1, 2, \dots, k$) являются искомыми параметрами рассеяния. Если выполнить еще и M шагов обратного хода метода Гаусса, то можно последовательно определить $a_{k+1}, a_{k+2}, \dots, a_M$ или соответствующие $b_{k+1}, b_{k+2}, \dots, b_M$, коэффициенты при которых являются коэффициентами связи между внешними и соединяемыми плечами.

Метод Y -параметров. При использовании метода Y -параметров [13, 105, 119, 271, 282] сложное СВЧ-устройство, параметры которого требуется определить, разбивается на более простые элементы с известными матрицами проводимости. Плечи элементов разделяются на внешние и внутренние. Деление плеч имеет такой же смысл, что и в рассмотренном выше методе. Пронумеруем внешние плечи первыми цифрами, а внутренние – последующими. Запишем матрицу проводимости несвязанных элементов

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \dots \\ i_m \\ i_{m+1} \\ \dots \\ i_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{y}_{11}] & [\mathbf{y}'_{12}] \\ [\mathbf{y}'_{21}] & [\mathbf{y}'_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_m \\ u_{m+1} \\ \dots \\ u_n \end{bmatrix} \quad (1.15)$$

Условия связи в соответствии с законами Кирхгофа имеют вид

$$\begin{aligned} \Sigma i &= 0, \\ u_i &= u'_i. \end{aligned} \quad (1.16)$$

Смысл записи (1.16) состоит в следующем. Сумма токов в каждом сечении соединяемых плеч равна нулю, напряжения в каждом сечении соединяемых плеч равны между собой. Если учесть, что, как правило, в одном сечении соединяется пара плеч, то выражение (1.15) с подстановкой в него условий связи (1.16) запишется

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \dots \\ i_m \\ 0 \\ \dots \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{y}_{11}] & [\mathbf{y}_{12}] \\ [\mathbf{y}_{21}] & [\mathbf{y}_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_m \\ u_{m+1} \\ \dots \\ u_{n/2} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

где $[\mathbf{y}_{11}]$ клеточная матрица, равная матрице $[\mathbf{y}_{11}]$ в выражении (1.15). Коэффициенты матриц $[\mathbf{y}_{12}]$, $[\mathbf{y}_{21}]$, $[\mathbf{y}_{22}]$, составлены из коэффициентов матриц с индексами " ' " в выражении (1.15). Процесс получения этих матриц поясним на простейшем примере. Пусть объединяются два четырехполюсника. Совместная запись уравнений, описывающих два несоединенных четырехполюсника, имеет вид

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & 0 & y_{13} & 0 \\ 0 & y_{22} & 0 & y_{24} \\ y_{31} & 0 & y_{33} & 0 \\ 0 & y_{42} & 0 & y_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_4 \end{bmatrix}. \quad (1.18)$$

Если обозначить

$$\begin{aligned} [\mathbf{y}_{11}] &= \begin{bmatrix} y_{11} & 0 \\ 0 & y_{22} \end{bmatrix}, & [\mathbf{y}'_{12}] &= \begin{bmatrix} y_{13} & 0 \\ 0 & y_{24} \end{bmatrix}, \\ [\mathbf{y}'_{21}] &= \begin{bmatrix} y_{31} & 0 \\ 0 & y_{42} \end{bmatrix}, & [\mathbf{y}'_{22}] &= \begin{bmatrix} y_{33} & 0 \\ 0 & y_{44} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (1.19)$$

и подставить в выражение (1.18), то последнее примет вид (1.15).

Условия связи для рассматриваемого примера:

$$\begin{aligned} i_3 + i_4 &= 0, \\ u_3 &= u_4. \end{aligned} \quad (1.20)$$

Подставив в выражения (1.18) условия (1.19), получаем

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_{11} & 0 & y_{13} \\ 0 & y_{22} & y_{24} \\ y_{31} & y_{42} & y_{33} + y_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [\mathbf{y}_{11}] & [\mathbf{y}_{12}] \\ [\mathbf{y}_{21}] & [\mathbf{y}_{22}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix}, \quad (1.21)$$

где

$$\begin{aligned} [\mathbf{y}_{11}] &= \begin{bmatrix} y_{11} & 0 \\ 0 & y_{22} \end{bmatrix}, & [\mathbf{y}_{12}] &= \begin{bmatrix} y_{13} \\ y_{24} \end{bmatrix}, \\ [\mathbf{y}_{21}] &= [y_{31} \ y_{42}], & [\mathbf{y}_{22}] &= [y_{33} + y_{44}]. \end{aligned}$$

Матрицы в системе уравнений (1.21) получаются из (1.17) сложением строк и столбцов.

В общем виде правила преобразования системы уравнений (1.15) в (1.17) состоят в сложении коэффициентов тех строк и столбцов матрицы в уравнении (1.15), номера которых соответствуют соединяемым плечам. При этом порядок системы уравнений (1.17) уменьшится, как минимум, на величину $(n-m)/2$.

Решение системы уравнений (1.17) заключается в исключении напряжений $u_{m+1}, \dots, u_{n/2}$. Как уже отмечалось, это – часть прямого хода метода Гаусса. В результате исключения напряжений $u_{m+1}, \dots, u_{n/2}$ получаем матрицу проводимости устройства относительно внешних плеч.

Методы группировки нулей. В основе методов группировки нулей лежит метод подстановки клеточной матрицы, который разработан Б. М. Машковцевым [113,114] и реализуется следующим образом. Второе уравнение системы (1.14) разрешается относительно $[\mathbf{a}_M]$

$$[\mathbf{a}_M] = ([\mathbf{C}] - [\mathbf{S}_{22}])^{-1} [\mathbf{S}_{21}] [\mathbf{a}_K]. \quad (1.22)$$

Вектор-столбец $[\mathbf{a}_M]$ подставляется в первое уравнение системы (1.13)

$$[\mathbf{b}_K] = \left\{ [\mathbf{S}_{11}] + [\mathbf{S}_{12}] ([\mathbf{C}] - [\mathbf{S}_{22}])^{-1} [\mathbf{S}_{21}] \right\} [\mathbf{a}_K].$$

Результирующая матрица, стоящая перед вектором-столбцом является матрицей рассеяния соединения $2n$ -полюсников

$$[\mathbf{S}^\Sigma] = [\mathbf{S}_{11}] + [\mathbf{S}_{12}] ([\mathbf{C}] - [\mathbf{S}_{22}])^{-1} [\mathbf{S}_{21}]. \quad (1.23)$$

Рассмотренные выше методы, являясь наиболее общими, подразумевают, что матрица рассеяния несвязанных устройств полностью заполнена и не имеет нулевых элементов. Фактически же многополюсник, параметры которого требуется определить, как правило, разбивается на не связанные друг с другом элементы с известными матрицами рассеяния. Элементы матриц рассеяния несвязанных устройств, соответствующие номерам несвязанных плеч, равны нулю. Матрица несвязанных устройств сильно разрежена, т.е. имеет большое количество нулевых коэффициентов. Если нулевые коэффициенты сгруппировать соответствующим образом, то расчет параметров $2n$ -полюсника может существенно упроститься. Такая группировка возможна, если совокупность соединяемых устройств может быть представлена в виде двух многополюсников, у которых плечи можно пронумеровать следующим образом: номера $1-k$, $k+1-l$ присваиваются свободным плечам первого и второго многополюсников соответственно; номера $l+1-m$ и $m+1-n$ присваиваются связанным плечам первого и

второго многополюсника. Причем плечи $l+1$ и $m+1$, $l+2$ и $m+2$, ..., $l+i$ и $m+i$, ..., m и n соединяются между собой.

С учетом сделанной нумерации выражение (1.23) можно записать

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11} & \mathbf{S}_{12} \\ \mathbf{S}_{21} & \mathbf{S}_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_{11}^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{12}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_{12}^{(2)} \end{bmatrix} \times \\ \times \begin{bmatrix} -\mathbf{S}_{22}^{(1)} & \mathbf{1} \\ \mathbf{1} & -\mathbf{S}_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{S}_{21}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_{21}^{(2)} \end{bmatrix}. \quad (1.24)$$

Применяя для вычисления обратной матрицы в выражении (1.24) формулу Фробениуса [40], получаем расчетные соотношения

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{11} &= \mathbf{S}_{11}^{(1)} + \mathbf{S}_{12}^{(1)} \left\{ \mathbf{S}_{22}^{(2)} \left[\mathbf{1} - \mathbf{S}_{22}^{(1)} \mathbf{S}_{22}^{(2)} \right]^{-1} \mathbf{S}_{21}^{(1)} \right\}, \\ \mathbf{S}_{22} &= \mathbf{S}_{11}^{(2)} + \mathbf{S}_{12}^{(2)} \left\{ \mathbf{1} - \mathbf{S}_{22}^{(1)} \mathbf{S}_{22}^{(2)} \right\}^{-1} \mathbf{S}_{22}^{(1)} \mathbf{S}_{21}^{(2)}, \\ \mathbf{S}_{12} &= \mathbf{S}_{12}^{(1)} \left\{ \mathbf{1} - \mathbf{S}_{22}^{(1)} \mathbf{S}_{22}^{(2)} \right\}^{-1} \mathbf{S}_{21}^{(2)}, \\ \mathbf{S}_{21} &= \mathbf{S}_{12}^{(2)} \left\{ \mathbf{1} - \mathbf{S}_{22}^{(1)} \mathbf{S}_{22}^{(2)} \right\}^{-1} \mathbf{S}_{21}^{(1)}. \end{aligned} \quad (1.25)$$

Соотношения (1.25) были получены Х. И. Черне методом подстановки [217].

Другой способ группировки нулей предложен в работе [79]. Плечи несвязанных устройств разбиваются на три группы. Номера $1-p$ присваиваются свободным плечам и относятся к первой группе номеров. Номера $p+1-q$ и $q+1-q+1+q$ присваиваются связанным плечам и образуют вторую и третью группы номеров соответственно. На данную нумерацию накладываются ограничения: номера из первой и третьей, второй и третьей групп не должны относиться к одному и тому же устройству; номера $p+1$ и $q+1$, $p+2$ и $q+2$ и т.д. присваиваются соединяемым между собой плечам. С учетом сказанного, выражение (1.23) можно записать в виде

$$\mathbf{S} = \mathbf{C} + \{ \mathbf{D} + \mathbf{0} \} \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{0} & \mathbf{1} \\ \mathbf{1} & \mathbf{0} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{H} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{M} \end{bmatrix} \right\}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{F} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}. \quad (1.26)$$

Применяя к обратной матрице в выражении (1.26) формулу Фробениуса [40] и выполняя действия над клеточными матрицами, получим

$$\mathbf{S} = \mathbf{C} + \mathbf{D} \{ \mathbf{1} - \mathbf{M} \mathbf{H} \}^{-1} \mathbf{M} \mathbf{F}. \quad (1.27)$$

Если принцип группировки нулей, использованный для вывода формул (1.25), учесть в системе уравнений (1.11), то она может быть представлена в виде

$$\begin{bmatrix} \mathbf{S}_{11}^{(1)} & \mathbf{0} & \mathbf{S}_{12}^{(1)} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_{11}^{(2)} & \mathbf{0} & \mathbf{S}_{12}^{(2)} \\ \mathbf{S}_{21}^{(1)} & \mathbf{0} & -\mathbf{S}_{22}^{(1)} & \mathbf{1} \\ \mathbf{0} & \mathbf{S}_{21}^{(2)} & \mathbf{1} & -\mathbf{S}_{22}^{(2)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{a}_{k1} \\ \mathbf{a}_{k2} \\ \mathbf{a}_{M1} \\ \mathbf{a}_{M2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{b}_{k1} \\ \mathbf{b}_{k2} \\ \mathbf{0} \\ \mathbf{0} \end{bmatrix}, \quad (1.28)$$

где \mathbf{a}_k , \mathbf{b}_k – векторы-столбцы падающих и отраженных волн в свободных плечах, \mathbf{a}_M – векторы-столбцы падающих волн в связанных плечах. Система уравнений (1.28) приведена в работе [200]. Решение ее заключается в применении метода Гаусса (прямого хода) до исключения волн в связанных плечах. Дано два способа решения системы (1.28). При первом способе переставляются два последних столбца в клеточной матрице (1.28) и исключаются все \mathbf{a}_M в столбцах \mathbf{a}_{M1} , \mathbf{a}_{M2} . При втором способе решения из последнего клеточного уравнения в (1.28) вычисляется \mathbf{a}_{M2} и подставляется в оставшиеся три уравнения. Затем методом Гаусса исключаются все составляющие столбца \mathbf{a}_{M1} .

Циклический метод расчета параметров рассеяния произвольного соединения $2l$ -полюсников СВЧ. Представим устройство, параметры рассеяния которого требуется определить, в виде СВЧ-цепи, содержащей СВЧ-элементы с известными матрицами рассеяния. Пусть СВЧ-цепь имеет внешние (свободные) плечи и внутренние (связанные) плечи, подлежащие соединению. Обозначим внешние плечи цифрами $1-p$, внутренние $p+1-p+2t$ (t – число пар соединяемых плеч). Нумерацию внутренних плеч выполним таким образом, чтобы каждая пара плеч нумеровалась последовательными парами чисел ($p+1$ и $p+2$, $p+3$ и $p+4$, ..., $p+2t-1$ и $p+2t$).

Расчет параметров СВЧ-цепи, у которой соединены внутренние плечи, организуем циклически в следующей последовательности. На первом цикле определим параметры рассеяния многополюсника, у которого соединены два плеча с номерами $p+2t-1$ и $p+2t$. Эти параметры определяются через коэффициенты рассеяния элементов СВЧ-цепи, участвующих в соединении. На втором, последующем и i -том циклах через коэффициенты, вычисленные на предыдущих циклах, последовательно определим параметры рассеяния многополюсников, у которых соединены плечи $p+2(t-1)-1$ и $p+2(t-1)$, $p+2(t-2)-1$ и $p+2(t-2)$, $p+2(t-i-1)-1$ и $p+2(t-i-1)$ соответственно. Искомые коэффициенты определяются за t последовательных циклов.

Пусть мы выполнили i циклов и, следовательно, в исходной СВЧ-цепи соединили i пар плеч и вычислили коэффициенты рассеяния многополюсника. Обозначим коэффициенты матрицы рассеяния этого многополюсника через

$S_{r,s}^{(i)}$, где индекс i указывает номер цикла, на котором вычисляются коэффициенты. Для удобства записи уравнений введем обозначения

$$\begin{aligned} p + 2(t - i) - 1 &= k, \\ p + 2(t - i) &= l. \end{aligned} \quad (1.29)$$

Соединим пару плеч многополюсника и запишем с учетом сделанных обозначений уравнения, связывающие падающие и отраженные волны в плечах многополюсника, и уравнения связи между плечами k и l

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_p \\ b_k \\ b_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{(i)} & \dots & S_{1p}^{(i)} & S_{1k}^{(i)} & S_{1l}^{(i)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{p1}^{(i)} & \dots & S_{pp}^{(i)} & S_{pk}^{(i)} & S_{pl}^{(i)} \\ S_{k1}^{(i)} & \dots & S_{kp}^{(i)} & S_{kk}^{(i)} & S_{kl}^{(i)} \\ S_{l1}^{(i)} & \dots & S_{lp}^{(i)} & S_{lk}^{(i)} & S_{ll}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_p \\ a_k \\ a_l \end{bmatrix}, \quad (1.30)$$

$$\begin{bmatrix} b_k \\ b_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ a_l \end{bmatrix}. \quad (1.31)$$

Запишем уравнение (1.30) через клеточные матрицы и векторы-столбцы падающих и отраженных волн на свободных и соединяемых плечах

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11}^{(i)} & \dots & S_{1p}^{(i)} \\ \dots & \dots & \dots \\ S_{p1}^{(i)} & \dots & S_{pp}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{1k}^{(i)} & S_{1l}^{(i)} \\ \dots & \dots \\ S_{pk}^{(i)} & S_{pl}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ a_l \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

$$\begin{bmatrix} b_k \\ b_l \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{k1}^{(i)} & \dots & S_{kp}^{(i)} \\ S_{l1}^{(i)} & \dots & S_{lp}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{kk}^{(i)} & S_{kl}^{(i)} \\ S_{lk}^{(i)} & S_{ll}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_k \\ a_l \end{bmatrix}.$$

Из второй системы уравнений (1.32) вычтем систему уравнений (1.31). Результирующие уравнения решим относительно $[a_k, a_l]^T$ и подставим в первую систему уравнений (1.32)

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_p \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} S_{11}^{(i)} & \dots & S_{1p}^{(i)} \\ \dots & \dots & \dots \\ S_{p1}^{(i)} & \dots & S_{pp}^{(i)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} S_{1k}^{(i)} & S_{1l}^{(i)} \\ \dots & \dots \\ S_{pk}^{(i)} & S_{pl}^{(i)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -S_{kk}^{(i)} & 1-S_{kl}^{(i)} \\ 1-S_{lk}^{(i)} & -S_{ll}^{(i)} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_{k1}^{(i)} & \dots & S_{kp}^{(i)} \\ S_{l1}^{(i)} & \dots & S_{lp}^{(i)} \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_p \end{bmatrix}. \quad (1.33)$$

Матрица в системе уравнений (1.33) является матрицей рассеяния

многополюсника, у которого соединены плечи k и l . Вычислим в уравнениях (1.33) обратную матрицу

$$\begin{bmatrix} -S_{kk}^{(i)} & 1-S_{kl}^{(i)} \\ 1-S_{lk}^{(i)} & S_{ll}^{(i)} \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{(1-S_{kl}^{(i)})(1-S_{lk}^{(i)})-S_{kk}^{(i)}S_{ll}^{(i)}} \begin{bmatrix} S_{ll}^{(i)} & 1-S_{lk}^{(i)} \\ 1-S_{kl}^{(i)} & S_{kk}^{(i)} \end{bmatrix}. \quad (1.34)$$

Можно показать, что с учетом (1.34) коэффициенты в уравнениях (1.33) рассчитываются по формуле [86]

$$\begin{aligned} S_{rs}^{(i+1)} &= \left[S_{rk}^{(i)} S_{ll}^{(i)} S_{ks}^{(i)} + S_{rl}^{(i)} S_{ks}^{(i)} (1-S_{lk}^{(i)}) + S_{rl}^{(i)} S_{kk}^{(i)} S_{ls}^{(i)} + \right. \\ &\left. + S_{rk}^{(i)} S_{ls}^{(i)} (1-S_{kl}^{(i)}) \right] \left[(1-S_{kl}^{(i)})(1-S_{lk}^{(i)}) - S_{kk}^{(i)} S_{ll}^{(i)} \right]^{-1} + S_{rs}^{(i)}, \end{aligned} \quad (1.35)$$

где k, l определяются из выражения (1.29),

$$r, s = 1, 2, \dots, p - 2(t - 1) - 2, \quad i = 0, 1, \dots, t - 1.$$

Формула (1.35) для расчета коэффициентов $S_{rs}^{(i+1)}$ является рекуррентной относительно индекса i , который изменяется от 0 до $t - 1$. За t последовательных циклов по выражению (1.35) проводится расчет параметров многополюсника, у которого соединены $2t$ плеч.

1.3. Специализированные циклические алгоритмы

Метод (1.35) является универсальным и позволяет рассчитывать характеристики практически любой СВЧ-цепи. В ряде случаев применение универсального циклического алгоритма нецелесообразно. Циклический процесс определения параметров рассеяния таких СВЧ-цепей как СРМ можно организовать с помощью специализированных методов, рассматриваемых в данном подразделе.

Исходные соотношения для циклических алгоритмов.

В качестве исходных соотношений для циклических алгоритмов, специализированных для рас-чета параметров рассеяния СРМ, примем формулы для определения параметров соединения шестиполосника с многопо-люсником (рис.1.7) [8, 87]. Такой выбор обусловлен спецификой построения СРМ, которые, в большинстве случаев, представ-ляют собой соединения шестиполосников. Кроме этого, эти формулы можно формаль-ными преобразова-ниями привести к выражениям, описывающим параметры самых разнообразных соединений шестипо-люсников, четырехполосников, многопо-люсников с четырехполосниками, их комбинаций и т.п. На базе этих соот-ношений, применительно к определению параметров конкретных устройств, полу-чим рекуррентные формулы, которые при соответствующем изменении нумерации плеч соединяемых элементов образуют циклические алгоритмы. В циклических алгоритмах исходными и конечными данными являются параметры рассеяния соединяемых элементов и результирующего устройства соответственно.

Рассмотрим соединение шестиполосника 2 и многополосника 3 рис.1.7. В общем случае шестиполосник и многополосник невзаимные и несимметричные устройства. Используя правила работы [104], пронуме-руем плечи соединяемых элементов. Цифры от 1 до m присвоим свобод-ным плечам, а соединяемые плечи пронумеруем цифрами от $m + 1$ до $m + 6$, как показано на рис.1.7. Отрезок линии нулевой длины 1 на рис.1.7 введен для выполнения правил нумерации метода (1.27). Матрица рассеяния соединения определяется по формуле (1.27). Для рассматри-ваемого соединения клеточные матрицы в выражении (1.27) записываются

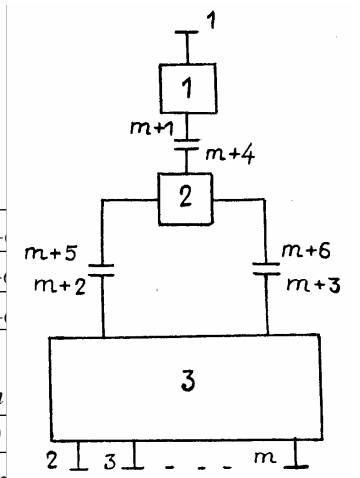
$$[C] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & i & \dots & m \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ i \\ \dots \\ m \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C_{2,2} & C_{2,i} & C_{2,\dots} & C_{2,m} \\ 0 & C_{i,2} & C_{i,i} & C_{i,\dots} & C_{i,m} \\ 0 & C_{\dots,2} & C_{\dots,i} & C_{\dots,\dots} & C_{\dots,m} \\ 0 & C_{m,2} & C_{m,i} & C_{m,\dots} & C_{m,m} \end{bmatrix} \end{matrix}, \quad [D] = \begin{matrix} & \begin{matrix} m+1 & m+2 & m+3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 2 \\ i \\ \dots \\ m \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & D_{2,m+2} & D_{2,m+3} \\ 0 & D_{i,m+2} & D_{i,m+3} \\ 0 & D_{\dots,m+2} & D_{\dots,m+3} \\ 0 & D_{m,m+2} & D_{m,m+3} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$[H] = \begin{matrix} & \begin{matrix} m+1 & m+2 & m+3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} m+1 \\ m+2 \\ m+3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & H_{m+2,m+2} & H_{m+2,m+3} \\ 0 & H_{m+3,m+2} & H_{m+3,m+3} \end{bmatrix} \end{matrix},$$

$$[M] = \begin{matrix} & \begin{matrix} m+4 & m+5 & m+6 \end{matrix} \\ \begin{matrix} m+4 \\ m+5 \\ m+6 \end{matrix} & \begin{bmatrix} M_{m+4,m+4} & M_{m+4,m+5} & M_{m+4,m+6} \\ M_{m+5,m+4} & M_{m+5,m+5} & M_{m+5,m+6} \\ M_{m+6,m+4} & M_{m+6,m+5} & M_{m+6,m+6} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

$$[F] = \begin{matrix} & \begin{matrix} 1 & 2 & i & \dots & m \end{matrix} \\ \begin{matrix} m+1 \\ m+2 \\ m+3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & F_{m+2,2} & F_{m+2,i} & F_{m+2,\dots} & F_{m+2,m} \\ 0 & F_{m+3,2} & F_{m+3,i} & F_{m+3,\dots} & F_{m+3,m} \end{bmatrix} \end{matrix}$$

(1.36)



Строки и столбцы матриц (1.36) пронумерованы цифрами, соответст-вующими нумерации плеч схемы рис.1.7. Коэффициентами матриц являются параметры рассеяния элементов 1, ... ,3 схемы рис.1.7. Выделим и обозначим через $[X]$ обратную матрицу в выражении

$$\{[M]^{-1} - [H]\}^{-1} = [X] = \begin{matrix} & \begin{matrix} m+1 & m+2 & m+3 \end{matrix} \\ \begin{matrix} m+1 \\ m+2 \\ m+3 \end{matrix} & \begin{bmatrix} X_{m+1,m+1} & X_{m+1,m+2} & X_{m+1,m+3} \\ X_{m+2,m+1} & X_{m+2,m+2} & X_{m+2,m+3} \\ X_{m+3,m+1} & X_{m+3,m+2} & X_{m+3,m+3} \end{bmatrix} \end{matrix}. \quad (1.37)$$

Подставив матрицу (1.37) в формулу (1.27) и выполнив действия над матрицами, получим коэффициенты матрицы рассеяния соединения шестиполосника и многополосника

$$S_{r,s} = \begin{cases} C_{r,s} + (D_{r,m+2}X_{m+2,m+2} + D_{r,m+3}X_{m+3,m+2})F_{m+2,s} + \\ + (D_{r,m+3}X_{m+3,m+3} + D_{r,m+2}X_{m+2,m+3})F_{m+3,s} ; \\ r, s = 2, \dots, m ; \\ X_{m+1,m+1} ; r = s = 1 ; \\ F_{m+2,s}X_{m+1,m+2} + F_{m+3,s}X_{m+1,m+3} ; \\ r = 1; s = 2, \dots, m ; \\ D_{r,m+2}X_{m+2,m+1} + D_{r,m+3}X_{m+3,m+1} ; \\ s = 1; r = 2, \dots, m . \end{cases} \quad (1.38)$$

Для определения коэффициентов матрицы $[\mathbf{X}]$ в формуле (1.37) вынесем за скобку $[\mathbf{M}]^{-1}$

$$[\mathbf{X}] = \{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}^{-1}[\mathbf{M}]. \quad (1.39)$$

Вычислим

$$[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} M_{m+4,m+4} & M_{m+4,m+5} & M_{m+4,m+6} \\ M_{m+5,m+4} & M_{m+5,m+5} & M_{m+5,m+6} \\ M_{m+6,m+4} & M_{m+6,m+5} & M_{m+6,m+6} \end{bmatrix} \times \quad (1.40)$$

$$\times \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & H_{m+2,m+2} & H_{m+2,m+3} \\ 0 & H_{m+3,m+2} & H_{m+3,m+3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+2} - \\ & -M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+2} & -M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+3} - \\ & & -M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+3} \\ 0 & 1 - M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2} - \\ & -M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+2} & -M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+3} - \\ & & -M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3} \\ 0 & -M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2} - \\ & -M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+2} & 1 - M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+3} - \\ & & -M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3} \end{bmatrix}.$$

Определим обратную матрицу

$$\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}^{-1} = \frac{1}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}} \begin{bmatrix} \Delta_{11} & \Delta_{21} & \Delta_{31} \\ \Delta_{12} & \Delta_{22} & \Delta_{32} \\ \Delta_{13} & \Delta_{23} & \Delta_{33} \end{bmatrix}. \quad (1.41)$$

где $\Delta_{11}, \dots, \Delta_{33}$ – алгебраические дополнения элементов матрицы (1.40). После выполнения необходимых вычислительных операций детерминант и алгебраические дополнения в формуле (1.41) будут

$$\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\} = [1 - (M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2} + M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+2})] \times \\ \times [1 - (M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3} + M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+3})] - (M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+3} + \\ + M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3})(M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2} + M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+2}) = \Delta_{11}; \\ \Delta_{12} = \Delta_{13} = 0;$$

$$\Delta_{21} = (M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2} + M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+2}) \times \\ \times (M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+3} + M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+3}) + [1 - \\ - (M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+3} + M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3})] \times \\ \times (M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+2} + M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+2});$$

$$\Delta_{31} = (M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+2} - M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+2}) \times \\ \times (M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+3} + M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3}) + [1 - \\ - (M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2} + M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+2})] \times \\ \times (M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+3} + M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+3});$$

$$\Delta_{22} = 1 - M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+3} - M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3};$$

$$\Delta_{33} = 1 - M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2} - M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+2};$$

$$\Delta_{23} = M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2} + M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+2};$$

$$\Delta_{32} = M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3} + M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+3}. \quad (1.42)$$

$$\begin{aligned}
X_{m+1,m+1} &= M_{m+4,m+4} + \frac{\Delta 21M_{m+5,m+4} + \Delta 31M_{m+6,m+4}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+1,m+2} &= M_{m+4,m+5} + \frac{\Delta 21M_{m+5,m+5} + \Delta 31M_{m+6,m+5}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+1,m+3} &= M_{m+4,m+6} + \frac{\Delta 21M_{m+5,m+6} + \Delta 31M_{m+6,m+6}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+2,m+1} &= \frac{\Delta 22M_{m+5,m+4} + \Delta 32M_{m+6,m+4}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+2,m+2} &= \frac{\Delta 22M_{m+5,m+5} + \Delta 32M_{m+6,m+5}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+2,m+3} &= \frac{\Delta 22M_{m+5,m+6} + \Delta 32M_{m+6,m+6}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+3,m+1} &= \frac{\Delta 23M_{m+5,m+4} + \Delta 33M_{m+6,m+4}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+3,m+2} &= \frac{\Delta 23M_{m+5,m+5} + \Delta 33M_{m+6,m+5}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}; \\
X_{m+3,m+3} &= \frac{\Delta 23M_{m+5,m+6} + \Delta 33M_{m+6,m+6}}{\det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\}}. \tag{1.43}
\end{aligned}$$

Таким образом, выражениями (1.38, 1.42, 1.43) полностью определена процедура вычисления параметров рассеяния соединения шестиполосника с многополосником. Эти выражения содержат только алгебраические операции над комплексными числами.

Если выполняются условия взаимности

$$\begin{aligned}
H_{m+2,m+3} &= H_{m+3,m+2}; \quad M_{m+4,m+5} = M_{m+5,m+4}; \\
M_{m+4,m+6} &= M_{m+6,m+4}; \quad M_{m+5,m+6} = M_{m+6,m+5}; \\
F_{m+2,i} &= D_{i,m+2}; \quad i = 2, \dots, m; \quad F_{m+3,i} = D_{i,m+3}; \quad i = 2, \dots, m; \\
C_{i,m} &= C_{m,i}; \quad i = 1, \dots, m
\end{aligned} \tag{1.44}$$

и симметрии

$$\begin{aligned}
M_{m+4,m+5} &= M_{m+4,m+6}; \quad H_{m+2,m+2} = H_{m+3,m+3}; \\
M_{m+5,m+5} &= M_{m+6,m+6}; \quad F_{m+2,i} = F_{m+3,i},
\end{aligned} \tag{1.45}$$

то выражения (1.38, 1.42, 1.43) значительно упрощаются.

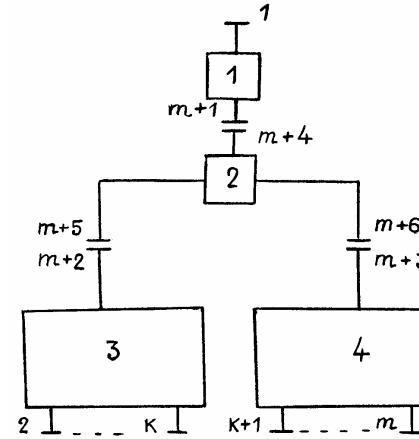


Рис.1.8. Схема соединения и нумерация плеч шестиполосника 2 и многополосников 3, 4: 1 – отрезок линии “нулевой” длины

Определим параметры рассеяния еще одного типа соединения (рис.1.8) – шестиполосника 2 и двух многополосников 3, 4. В отличие от схемы рис.1.7 в данном соединении к шестиполоснику присоединены два не связанных друг с другом многополосника. Свободные полюса многополосников пронумерованы цифрами от 2 до k (многополосник 3) и от $k+1$ до m (многополосник 4). Нумерация других плеч аналогична схеме (рис.1.7). Математическими условиями разделения многополосника 3 на два не связанных друг с другом многополосника 3, 4 являются

$$\begin{aligned}
H_{m+2,m+3} &= H_{m+3,m+2} = C_{i,j} = C_{j,i} = F_{m+2,j} = F_{m+3,i} = \\
&= D_{i,m+3} = D_{j,m+2} = 0; \quad i = 2, \dots, k; \quad j = k+1, \dots, m.
\end{aligned} \tag{1.46}$$

Подстановка выражений (1.46) в формулы (1.38) дает следующие выражения для вычисления параметров рассеяния невзаимных и несимметрических устройств

$$S_{r,s} = \begin{cases} C_{r,s} + D_{r,m+2}X_{m+2,m+2}F_{m+2,s}; & r, s = 2, \dots, k; \\ C_{r,s} + D_{r,m+3}X_{m+3,m+3}F_{m+3,s}; & r, s = k+1, \dots, m; \\ D_{r,m+2}X_{m+2,m+3}F_{m+3,s}; & r = 2, \dots, k; \quad s = k+1, \dots, m; \\ D_{r,m+3}X_{m+3,m+2}F_{m+2,s}; & r = k+1, \dots, m; \quad s = 2, \dots, k; \\ X_{m+1,m+1}; & r = s = 1; \\ F_{m+2,s}X_{m+1,m+2}; & r = 1; \quad s = 2, \dots, k; \\ F_{m+3,s}X_{m+1,m+3}; & r = 1; \quad s = k+1, \dots, m; \\ D_{r,m+2}X_{m+2,m+1}; & s = 1; \quad r = 2, \dots, k; \\ D_{r,m+3}X_{m+3,m+1}; & s = 1; \quad r = k+1, \dots, m. \end{cases} \tag{1.47}$$

Коэффициенты $X_{i,j}$ в выражении (1.47) имеют вид, аналогичный формулам (1.43), при

$$\begin{aligned} \det\{[\mathbf{1}] - [\mathbf{M}][\mathbf{H}]\} &= (1 - M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2})(1 - M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3}) - \\ &- M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3}M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2}; \\ \Delta 21 &= M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2}M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+3} + (1 - M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3}) \times \\ &\times M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+2}; \\ \Delta 31 &= M_{m+4,m+5}H_{m+2,m+2}M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3} + (1 - M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2}) \times \\ &\times M_{m+4,m+6}H_{m+3,m+3}; \\ \Delta 22 &= 1 - M_{m+6,m+6}H_{m+3,m+3}; \\ \Delta 33 &= 1 - M_{m+5,m+5}H_{m+2,m+2}; \\ \Delta 23 &= M_{m+6,m+5}H_{m+2,m+2}; \quad \Delta 32 = M_{m+5,m+6}H_{m+3,m+3}. \end{aligned} \quad (1.48)$$

Выражения (1.38, 1.42, 1.43, 1.47, 1.48) позволяют перейти к получению специализированных циклических алгоритмов.

Циклический алгоритм анализа систем распределения мощности параллельного типа. Схема СРМ параллельного типа приведена на рис.1.9. СРМ образована рядами шестиполюсников, которые в общем случае различны. Выходы каждого шестиполюсника последующего ряда линиями передачи соединены со входами шестиполюсников предыдущего ряда. Количество шестиполюсников от ряда к ряду изменяется по закону геометрической прогрессии со знаменателем, равным 2. Система с таким построением имеет количество выходов 2^n (n – число рядов). Общее количество шестиполюсников в схеме – $2^n - 1$. Пронумеруем ряды шестиполюсников цифрами от 1 до n , шестиполюсники в каждом из рядов цифрами от 1 до 2^{n-i} (i – номер ряда), плечи шестиполюсников обозначим цифрами 1, ..., 3, как показано на рис.1.9. Запишем матрицу рассеяния любого шестиполюсника из любого ряда

$$[\mathbf{S}^{(i,j)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(i,j)} & S_{12}^{(i,j)} & S_{13}^{(i,j)} \\ S_{12}^{(i,j)} & S_{22}^{(i,j)} & S_{23}^{(i,j)} \\ S_{13}^{(i,j)} & S_{23}^{(i,j)} & S_{33}^{(i,j)} \end{bmatrix}, \quad (1.49)$$

где i – номер ряда. i – номер шестиполюсника в ряду.

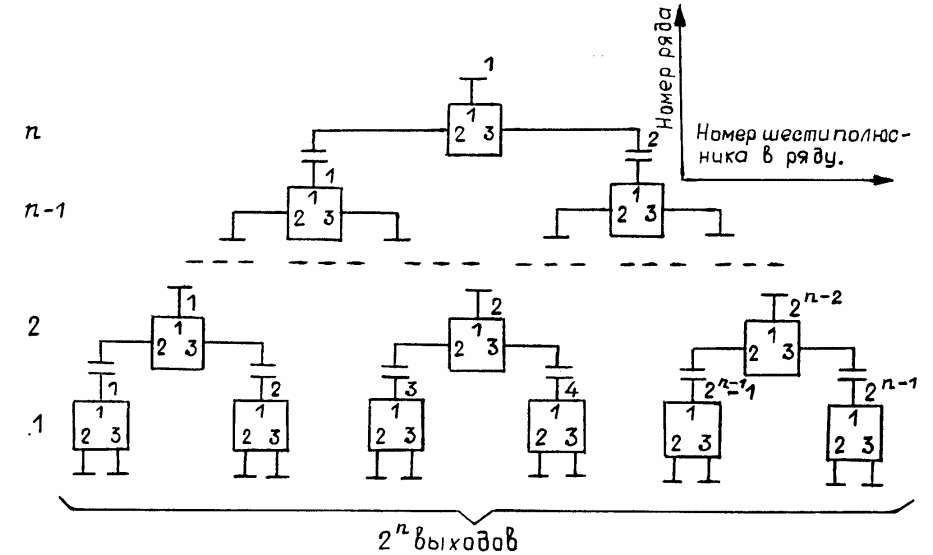


Рис.1.9. Схема системы распределения мощности параллельного типа

Будем считать, что соединительные линии, включенные между рядами шестиполюсников, учитываются матрицей (1.49), а каждый j -тый шестиполюсник i -го ряда соединяется с $2j - 1$ -вым и $2j$ -тым шестиполюсниками $i - 1$ -го ряда. Процесс определения параметров рассеяния соединений элементов (рис.1.9) построим циклически по следующей схеме. На первом цикле определим последовательно коэффициенты матриц рассеяния соединений каждой пары шестиполюсников первого ряда с соответствующими шестиполюсниками второго ряда. На втором цикле определим параметры рассеяния соединений шестиполюсников третьего ряда с соединениями шестиполюсников, полученными на первом цикле. На t -том цикле определим параметры рассеяния соединений шестиполюсников $t + 1$ -го ряда с многополюсниками, параметры рассеяния которых вычислены на $t - 1$ цикле. Все коэффициенты матрицы рассеяния схемы СРМ (рис.1.9) определяются за $n - 1$ последовательных циклов. В описанном выше процессе на каждом цикле, а также внутри цикла, всегда определяются коэффициенты матриц рассеяния соединения шестиполюсника с двумя многополюсниками. Коэффициенты матриц рассеяния можно вычислить с помощью выражений (1.43, 1.47, 1.48), поскольку последние получены для аналогичного типа соединения. При

вычислениях на каждом последующем цикле в формулах (1.43, 1.47, 1.48) необходимо обновить все коэффициенты, заменив их параметрами рассеяния многополюсников, полученных на предыдущем цикле, и параметрами рассеяния шестиполюсников соответствующего ряда. Иными словами, если на каждом цикле и внутри цикла сохранять нумерацию плеч соединяемых элементов согласно рис.1.9, а сами элементы "пометить" индексами, показывающими их положение в схеме, то выражения (1.43, 1.47, 1.48) могут быть приведены к рекуррентному виду. Рассмотрим какой смысл имеют коэффициенты в формулах (1.43, 1.47, 1.48) на t -том цикле и введем необходимые обозначения. Коэффициенты матрицы $[M]$ являются параметрами рассеяния шестиполюсников $t+1$ -го ряда, поскольку номер цикла связан с номером ряда соотношением $i = t+1$. Внутри цикла коэффициенты матрицы будем различать индексом "j", изменяющимся от 1 до $2^{n-(t+1)}$ в соответствии с нумерацией шестиполюсников в ряду. Учитывая нумерацию плеч шестиполюсников и их матрицы рассеяния (1.49), сделаем следующую замену

$$M_{m+4,m+4} \rightarrow S_{11}^{(t+1,j)}; \quad M_{m+4,m+5} \rightarrow S_{12}^{(t+1,j)}; \quad M_{m+4,m+6} \rightarrow S_{13}^{(t+1,j)}; \quad (1.50)$$

$$M_{m+5,m+5} \rightarrow S_{22}^{(t+1,j)}; \quad M_{m+6,m+6} \rightarrow S_{33}^{(t+1,j)}; \quad M_{m+5,m+6} \rightarrow S_{23}^{(t+1,j)}.$$

Коэффициенты матриц $[H]$, $[F]$, $[C]$ являются коэффициентами отражений входов, коэффициентами передачи с входов (выходов) на выходы (входы) и коэффициентами связи между выходными каналами многополюсников, полученных на $t-1$ -вом цикле. Многополюсники имеют 2^t выходных каналов. На t -том цикле каждый из многополюсников соединяется с определенным шестиполюсником $t+1$ -го ряда. Если на $t-1$ -вом цикле многополюсники пометить номерами шестиполюсников t -го ряда, то будет выполняться следующий принцип соединения. На t -том цикле каждый j -тый шестиполюсник $t+1$ -го ряда соединяется с $2j-1$ -вым и $2j$ -тым многополюсниками, параметры которых определены на $t-1$ -вом цикле.

Обозначим коэффициенты матриц $[H]$, $[F]$, $[C]$ через $S_{ij}^{(2j-1)}$, $S_{ij}^{(2j)}$, заменим

$$H_{m+2,m+2} \rightarrow S_{11}^{(2j-1)}; \quad H_{m+3,m+3} \rightarrow S_{11}^{(2j)}; \quad (1.51)$$

$$F_{m+2,r} \rightarrow S_{1,r}^{(2j-1)}; \quad H_{m+3,r} \rightarrow S_{1,r}^{(2j)}.$$

Подстановка (1.50, 1.51) в выражения (1.43, 1.47, 1.48) после преобразований позволяет записать последние в рекуррентной форме

$$S_{11}^{(j)} = S_{11}^{(t+1,j)} + \left\{ \left(1 - S_{33}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j)} \right) S_{11}^{(2j-1)} \left(S_{12}^{(t+1,j)} \right)^2 + \right. \\ \left. + \left(1 - S_{22}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j-1)} \right) S_{11}^{(2j)} \left(S_{13}^{(t+1,j)} \right)^2 + 2S_{12}^{(t+1,j)} \times \right. \\ \left. \times S_{13}^{(t+1,j)} S_{23}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j-1)} S_{11}^{(2j)} \right\} A^{-1};$$

$$S_{1,s}^{(j)} = \left\{ \left(1 - S_{33}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j)} \right) S_{12}^{(t+1,j)} + S_{13}^{(t+1,j)} S_{23}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j)} \right\} A^{-1} S_{1,s}^{(2j-1)};$$

$$\begin{aligned}
S_{1,2^t+s}^{(j)} &= \left\{ \left(1 - S_{22}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j-1)} \right) S_{13}^{(t+1,j)} + S_{12}^{(t+1,j)} S_{23}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j-1)} \right\} A^{-1} S_{1,s}^{(2j)} ; \\
S_{r,s}^{(j)} &= S_{r,s}^{(2j-1)} + \left\{ \left(1 - S_{33}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j)} \right) S_{22}^{(t+1,j)} + \left(S_{23}^{(t+1,j)} \right)^2 S_{11}^{(2j)} \right\} A^{-1} S_{1,r}^{(2j-1)} S_{1,s}^{(2j-1)} ; \\
S_{2^t+r,2^t+s}^{(j)} &= S_{r,s}^{(2j)} + \left\{ \left(1 - S_{22}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j-1)} \right) S_{33}^{(t+1,j)} + \left(S_{23}^{(t+1,j)} \right)^2 S_{11}^{(2j-1)} \right\} A^{-1} S_{1,r}^{(2j)} S_{1,s}^{(2j)} ; \\
S_{r,2^t+s}^{(j)} &= S_{23}^{(t+1,j)} S_{1,r}^{(2j-1)} S_{1,s}^{(2j)} A^{-1} ; \\
A &= \left(1 - S_{22}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j-1)} \right) \left(1 - S_{33}^{(t+1,j)} S_{11}^{(2j)} \right) - \left(S_{23}^{(t+1,j)} \right)^2 S_{11}^{(2j)} S_{11}^{(2j-1)} ; \\
r, s &= 2, 3, \dots, 2^t + 1 ; \quad j = 1, 2, \dots, 2^{n-(t+1)} .
\end{aligned} \tag{1.52}$$

Выражения (1.52) представляют собой циклический алгоритм для расчета параметров рассеяния СРМ, рассматриваемых в настоящем подразделе.

Для СРМ, построенных из симметричных шестиполосников, алгоритм (1.52) упрощается как по структуре, так и по количеству вычислительных операций. Действительно, для симметричной схемы нет необходимости проводить вычисления внутри цикла, поскольку многополосники 2 и 3 (рис.1.9) на любом цикле имеют одинаковые матрицы рассеяния. Кроме того, симметричная СРМ с количеством выходов 2^n полностью характеризуется $n+3$ -мя параметрами: коэффициентом отражения входа, коэффициентом отражения выхода (все выходы одинаковые), коэффициентом передачи со входа на выход (все каналы идентичные) и коэффициентами связи между выходными каналами (n рядов и осей симметрии при симметричном расчленении системы). Поскольку в симметричной СРМ в каждом ряду шестиполосники одинаковые и симметричные, то в выражении (1.49) индекс "j" можно упустить и записать матрицу рассеяния шестиполосника i -го ряда так

$$[\mathbf{S}^{(i)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(i)} & S_{12}^{(i)} & S_{12}^{(i)} \\ S_{12}^{(i)} & S_{22}^{(i)} & S_{23}^{(i)} \\ S_{12}^{(i)} & S_{23}^{(i)} & S_{22}^{(i)} \end{bmatrix} . \tag{1.53}$$

Придерживаясь последовательности вывода выражений (1.52) и исключая индексы, определяющие положение шестиполосников и многополосников в рядах, запишем выражения (1.47) в рекуррентном виде

$$S_{11}^{2^t+1} = S_{11}^{(t+1)} + \frac{2 \left(S_{12}^{(t+1)} \right)^2 S_{11}^{2^t}}{1 - S_{11}^{2^t} \left(S_{22}^{(t+1)} + S_{23}^{(t+1)} \right)} ,$$

$$S_{1,s}^{2^t+1} = S_{1,2^t+s}^{2^t+1} = \frac{S_{12}^{(t+1)} S_{1,s}^{2^t}}{1 - S_{11}^{2^t} \left(S_{22}^{(t+1)} + S_{23}^{(t+1)} \right)} ,$$

$$S_{r,s}^{2^t+1} \left. \begin{array}{l} \\ \\ \\ \end{array} \right\} = S_{r,s}^{2^t} + \frac{S_{22}^{(t+1)} + S_{11}^{2^t} \left[\left(S_{23}^{(t+1)} \right)^2 - \left(S_{22}^{(t+1)} \right)^2 \right]}{A} \left(S_{1,s}^{2^t} \right)^2 ;$$

$$S_{r,2^t+s}^{2^t+1} = S_{23}^{(t+1)} \left(S_{1,s}^{2^t} \right)^2 A^{-1} ;$$

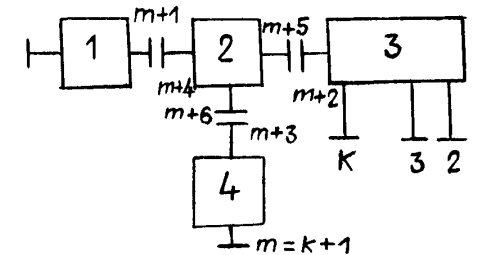


Рис.1.11. Схема соединения шестиполосника 2 с многополосником 3 : 1, 4 – линии "нулевой" длины

$$A = \left[1 - S_{11}^{2^t} (S_{22}^{(t+1)} + S_{23}^{(t+1)}) \right] \left[1 - S_{11}^{2^t} (S_{22}^{(t+1)} - S_{23}^{(t+1)}) \right], \quad (1.54)$$

$$r, s = 2, 3, \dots, 2^t + 1.$$

Формулы (1.54) являются частным случаем выражения (1.52) и распространяются на симметричные схемы СРМ. Характерной особенностью приведенных выше алгоритмов является то, что они состоят из алгебраических операций над комплексными числами, а рекуррентный характер выражений (1.52, 1.54) обеспечивает их эффективную реализацию на ЭВМ.

Циклический алгоритм анализа систем распределения мощности последовательного типа. Схема СРМ последовательного типа изображена на рис.1.10. СРМ образована рядами шестиполосников, которые в общем случае различны. Шестиполосники друг с другом соединены

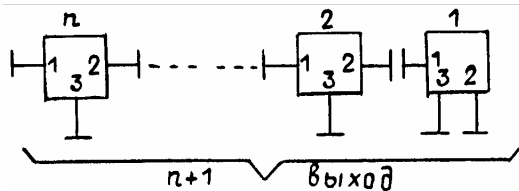


Рис.1.10. Схема системы распределения мощности последовательного типа

таким образом, что один из выходов каждого последующего шестиполосника соединен со входом предыдущего, а другой выход остается свободным. Система с таким построением имеет количество выходов $n+1$ (n – число шестиполосников). Пронумеруем шестиполосники и их плечи согласно рис.1.10. Так же, как и в предыдущем подразделе, процесс определения параметров рассеяния соединения элементов рис.1.10 построим циклически. На первом цикле определим коэффициенты матриц рассеяния соединения первого и второго шестиполосников. На втором цикле определим коэффициенты рассеяния соединения третьего шестиполосника с многополосником, параметры которого определены на первом цикле. На t -ом цикле определим параметры рассеяния соединения $t+1$ -го шестиполосника с многополосником, параметры рассеяния которого вычислены на $t-1$ -вом цикле. Все коэффициенты рассеяния СРМ, состоящей из n шестиполосников, определяются за $n-1$ последовательных циклов. В рассмотренном выше процессе на каждом цикле определяются параметры рассеяния шестиполосника, соединенного одним плечом с многополосником. Параметры рассеяния СРМ последовательного типа вычисляются также с помощью выражений (1.43, 1.47, 1.48). Действительно, при выводе

выражений (1.43, 1.47, 1.48) мы не накладывали никаких ограничений на типы многополосников 3 и 4 в схеме рис.1.8. Тогда многополосник 4 может быть представлен четырехполосником или линией "нулевой" длины, а схема рис.1.8 сводится к соединению шестиполосника 2 с многополосником 3 рис.1.11 (линия "нулевой" длины не влияет на параметры схемы). Применительно к рис.1.11 рассмотрим, какой смысл принимают коэффициенты в формулах (1.43, 1.47, 1.48) на t -ом цикле и введем необходимые обозначения. Коэффициенты матрицы $[M]$ есть параметры рассеяния $t+1$ -го шестиполосника, поскольку порядковый номер шестиполосника связан с номером цикла соотношением $i = t+1$. С учетом нумерации плеч шестиполосников сделаем следующую замену

$$M_{m+4,m+4} \rightarrow S_{11}^{(t+1)}; \quad M_{m+4,m+5} \rightarrow S_{12}^{(t+1)}; \quad M_{m+4,m+6} \rightarrow S_{13}^{(t+1)}; \quad (1.55)$$

$$M_{m+5,m+5} \rightarrow S_{22}^{(t+1)}; \quad M_{m+6,m+6} \rightarrow S_{33}^{(t+1)}; \quad M_{m+5,m+6} \rightarrow S_{23}^{(t+1)}.$$

Коэффициенты $H_{m+3,m+3}, F_{m+3,r}^{(s)}$ на любом цикле равны 0, 1, 1 соответственно, так как являются параметрами рассеяния линии нулевой длины [13,104]. Другие коэффициенты имеют смысл коэффициентов отражения и передачи многополосника, полученного на $t-1$ -вом цикле. Их обозначим

через S^t . Сделаем замену

$$H_{m+2,m+2} \rightarrow S_{11}^t, \quad F_{m+2,r}^{(s)} \rightarrow S_{1,r}^t, \quad C_{r,s} \rightarrow S_{r,s}^t, \quad (1.56)$$

$$r, s = 2, 3, \dots, k.$$

Подстановка выражений (1.55, 1.56) в формулы (1.43, 1.47, 1.48) после преобразований и упрощений позволяет записать последние в рекуррентном виде

$$S_{11}^{t+1} = S_{11}^{(t+1)} + \left(S_{12}^{(t+1)} \right)^2 S_{11}^t \left(1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t \right)^{-1},$$

$$S_{1,s}^{t+1} = \begin{cases} S_{12}^{(t+1)} S_{1,s}^t \left(1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t \right)^{-1}, & s = 2, 3, \dots, k; \\ S_{13}^{(t+1)} + S_{23}^{(t+1)} S_{12}^{(t+1)} S_{11}^t \left(1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t \right)^{-1}, & s = k + 1; \end{cases}$$

$$S_{r,s}^{t+1} = \begin{cases} S_{r,s}^t + \left(S_{22}^{(t+1)} S_{1,r}^t S_{1,s}^t \right) \left(1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t \right)^{-1}, & r, s = 2, 3, \dots, k; \\ S_{33}^{(t+1)} + \left(S_{23}^{(t+1)} \right)^2 S_{11}^t \left(1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t \right)^{-1}, & r = s = k + 1; \\ S_{23}^{(t+1)} S_{1,s}^t \left(1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t \right)^{-1}, & r = k + 1, s = 2, \dots, k; k = t + 1. \end{cases} \quad (1.57)$$

Выражения (1.57) являются циклическим алгоритмом для расчета параметров рассеяния СРМ последовательного типа.

Циклический алгоритм анализа систем распределения мощности произвольного типа. СРМ на произвольное количество каналов, выполненная из двухканальных элементов деления, в общем виде состоит из соединений четырехполосников, шестиполосников, входные плечи которых соединены с четырехполосниками; шестиполосника и двух многополосников. Если предварительно выполнить все соединения четырехполосников, четырехполосников и шестиполосников, то получится СВЧ-цепь, состоящая из шестиполосников и четырехполосников. В такой цепи есть один тип соединения: шестиполосник выходными плечами соединяется с двумя многополосниками (считаем, что четырехполосник есть частный случай многополосника). Таким образом, задача расчета параметров рассеяния СРМ с произвольным количеством выходов может быть сведена к уже рассмотренной нами задаче расчета параметров рассеяния соединения шестиполосника и двух многополосников. При соответствующей организации вычислительного процесса расчет параметров рассеяния СРМ может быть выполнен по рекуррентным формулам.

Представим СРМ с произвольным количеством каналов в виде схемы, изображенной на рис.1.12. Пронумеруем ряды СРМ снизу вверх цифрами 1, 2, ..., i , Обозначим шестиполосники и четырехполосники каждого ряда цифрами 1, 2, ..., j , Причем, в каждом i -том ряду нумеруются только те элементы, которые соединяются с шестиполосниками $i+1$ -го ряда. В результате такой нумерации каждый элемент схемы различается индексами i -номер ряда, j -номер элемента в ряду. Обозначим матрицы рассеяния элементов через $[S(i,j)]$, а плечи шестиполосников и четырехполосников цифрами, как показано на рис.1.12.

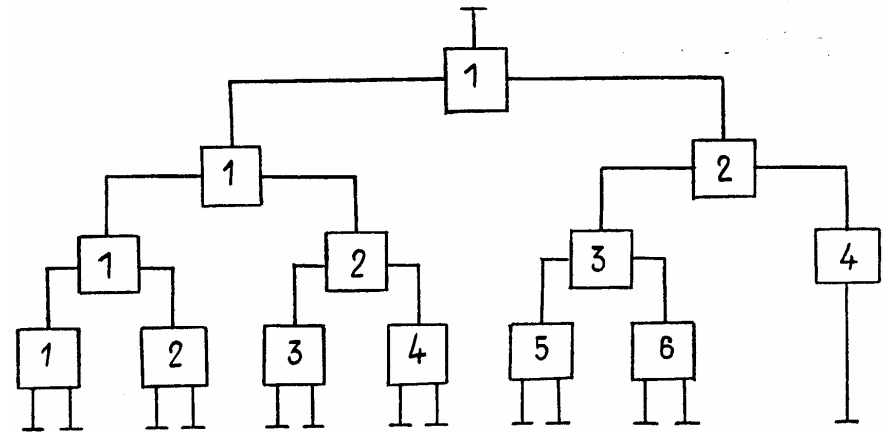


Рис.1.12. Схема системы распределения мощности произвольного вида

Процесс вычисления параметров рассеяния схемы рис.1.12 построим циклически по следующей схеме. На первом цикле последовательно определим параметры рассеяния соединения элементов 1, 2, 3 второго ряда с элементами 1 и 2, 3 и 4, 5 и 6 первого ряда соответственно. На втором цикле последовательно определим параметры рассеяния соединения элементов 1, 2 третьего ряда с устройствами, параметры которых вычислены на первом цикле, и четырехполосником с номером 4 рис.1.12. На третьем цикле вычислим параметры рассеяния соединения шестиполосника 1 четвертого ряда и двух многополосников, параметры которых определены на втором цикле. Аналогичным образом вычисляются параметры рассеяния схем, подобных рис.1.12. Алгоритм расчета, полученный с использованием выражений (1.47), имеет вид

$$S_{11}(i, j, t+1) = S_{11}(i, j) + \{[1 - S_{33}(i, j)S_{11}(i-1, 2j, t)] \times \\ \times S_{11}(i-1, 2j-1, t)[S_{12}(i, j)]^2 + [1 - S_{22}(i, j)S_{11}(i-1, 2j-1, t)] \times \\ \times S_{11}(i-1, 2j, t)[S_{13}(i, j)]^2 + 2S_{12}(i, j)S_{13}(i, j)S_{23}(i, j) \times \\ \times S_{11}(i, 2j, t)S_{11}(i, 2j-1, t)\}A^{-1} ;$$

$$S_{1,s}(i, j, t+1) = \{[1 - S_{33}(i, j)S_{11}(i-1, 2j, t)]S_{12}(i, j) + \\ + S_{13}(i, j)S_{23}(i, j)S_{11}(i-1, 2j, t)\}S_{1,s}(i-1, 2j-1, t)A^{-1} ;$$

$$S_{1,r}(i, j, t+1) = \{[1 - S_{22}(i, j)S_{11}(i-1, 2j-1, t)]S_{13}(i, j) + \\ + S_{12}(i, j)S_{23}(i, j)S_{11}(i-1, 2j-1, t)\}S_{1,r}(i-1, 2j, t)A^{-1} ;$$

$$S_{k,s}(i, j, t+1) = S_{k,s}(i-1, 2j-1, t) + \{[1 - S_{33}(i, j)S_{11}(i-1, 2j, t)] \times \\ \times S_{22}(i, j) + [S_{23}(i, j)]^2 S_{11}(i-1, 2j, t)\}S_{1,k}(i-1, 2j-1, t)S_{1,s}(i-1, 2j-1, t)A^{-1} ;$$

$$S_{l,r}(i, j, t+1) = S_{l,r}(i-1, 2j, t) + \{[1 - S_{22}(i, j)S_{11}(i-1, 2j-1, t)] \times \\ \times S_{33}(i, j) + [S_{23}(i, j)]^2 S_{11}(i-1, 2j-1, t)\}S_{l,l}(i-1, 2j, t) \times \\ \times S_{1,r}(i-1, 2j, t)A^{-1} ;$$

$$S_{r,s}(i, j, t+1) = S_{23}(i, j)S_{1,r}(i-1, 2j-1, t)S_{1,s}(i-1, 2j, t)A^{-1} ;$$

$$A = [1 - S_{22}(i, j)S_{11}(i-1, 2j-1, t)][1 - S_{33}(i, j)S_{11}(i-1, 2j, t)] - \\ - [S_{23}(i, j)]^2 S_{11}(i-1, 2j, t)S_{11}(i-1, 2j, t) , \quad (1.58)$$

где $t=1, 2, \dots, n-1$ – номер цикла;
 n – число рядов СРМ;
 i, j – номер ряда и номер элемента в ряду;
 k, s – номера выходов многополюсника, присоединяемого к плечу 2
шестиполюсника;

l, r – номера выходов многополюсника, присоединяемого к плечу 3
шестиполюсника.

**Алгоритмы анализа каскадного соединения четырехполюсников
и шестиполюсника с четырехполюсником.** При расчете СРМ рис.1.12 пред-
полагается, что шестиполюсники на входах и выходах могут иметь каскадно
включенные четырехполюсники. К таким устройствам относятся, например,
синтезированные по КСВН входа многоканальные и двухканальные делители
мощности. В этих устройствах плечи шести-полюсников соединяются с одно-
или многоступенчатыми трансформаторами.

Схема каскадного соединения n четырехполюсников изображена на
рис.1.13. В общем случае четырехполюсники есть произвольные линейные
устройства с известными матрицами рассеяния. Процесс определения
параметров рассеяния соединения четырехполюсников построим циклически.
На t -том цикле рассчитываются параметры рассеяния соединения $t+1$ -го
четыреполюсника с эквивалентным четырехполюсником, образованным
каскадным соединением четырех-полюсников с номерами $1 - t$ (рис.1.13).
Обозначим матрицы рассеяния $t+1$ -го и эквивалентного четырехполюсников
соответственно через

$$[S_{i,j}^{(t+1)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(t+1)} & S_{12}^{(t+1)} \\ S_{21}^{(t+1)} & S_{22}^{(t+1)} \end{bmatrix}, \quad [S_{i,j}^t] = \begin{bmatrix} S_{11}^t & S_{12}^t \\ S_{21}^t & S_{22}^t \end{bmatrix}. \quad (1.59)$$

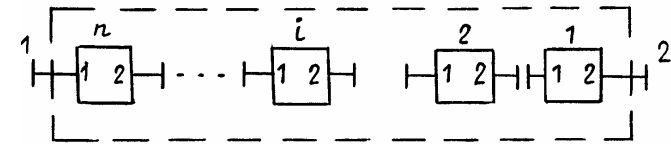


Рис.1.13 Схема каскадного соединения четырехполюсников

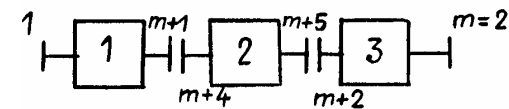


Рис1.14. Схема соединения четырехполюсников

Исключим из схемы рис.1.8 многополюсник 4, а шестиполюсник 2 и
многополюсник 3 заменим четырехполюсниками. Схема преобразуется к виду
(рис.1.14). Исключение и замена названных элементов в схеме рис.1.8
соответствует подстановке в формулы (1.43, 1.47, 1.48) тождеств

$$M_{m+4,m+6} = M_{m+5,m+6} = M_{m+6,m+6} = M_{m+6,m+5} = M_{m+6,m+4} =$$

$$H_{m+3,m+3} = D_{r,m+3} = F_{m+3,s} = 0. \quad (1.60)$$

Сделаем замены

$$M_{m+4,m+4} \rightarrow S_{11}^{(t+1)}, M_{m+4,m+5} \rightarrow S_{12}^{(t+1)}, M_{m+6,m+4} \rightarrow S_{21}^{(t+1)},$$

$$M_{m+5,m+5} \rightarrow S_{22}^{(t+1)}, H_{m+2,m+2} \rightarrow S_{11}^t, D_{r,m+2} \rightarrow S_{21}^t,$$

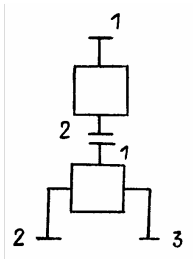
$$F_{m+2,s} \rightarrow S_{12}^t, C_{r,s} \rightarrow S_{22}^t. \quad (1.61)$$

Подставив выражения (1.60, 1.61) в формулы (1.43, 1.47, 1.48) и учитывая (1.59), получим

$$S_{11}^{t+1} = S_{11}^{(t+1)} + \frac{S_{12}^{(t+1)} S_{21}^{(t+1)} S_{11}^t}{1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t}, \quad S_{22}^{t+1} = S_{22}^t + \frac{S_{21}^t S_{12}^t S_{22}^{(t+1)}}{1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t},$$

$$S_{12}^{t+1} = \frac{S_{12}^{(t+1)} S_{12}^t}{1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t}, \quad S_{21}^{t+1} = \frac{S_{21}^{(t+1)} S_{21}^t}{1 - S_{22}^{(t+1)} S_{11}^t}. \quad (1.62)$$

Рекуррентные формулы (1.62) являются циклическим алгоритмом для определения параметров рассеяния каскадного соединения четырехполюсников.



← Рис.1.15. Схема соединения четырехполюсника и шестиполусника

Формулы для расчета параметров рассеяния соединения взаимных четырехполюсника и шестиполусника (рис.1.15), полученные аналогичным образом, имеют вид [118, 159]

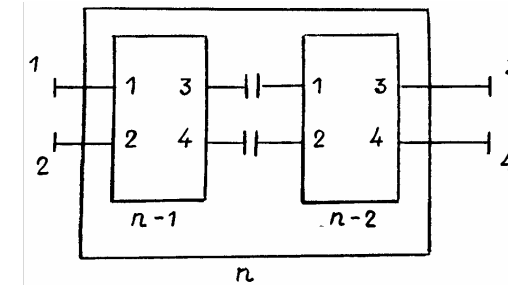
$$S_{11} = S_{11}^{(1)} + \frac{(S_{12}^{(1)})^2 S_{11}^{(2)}}{A}, \quad S_{12} = \frac{S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)}}{A}, \quad S_{13} = \frac{S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)}}{A},$$

$$S_{22} = S_{22}^{(2)} + \frac{S_{22}^{(1)} (S_{12}^{(2)})^2}{A}, \quad S_{33} = S_{33}^{(2)} + \frac{S_{22}^{(1)} (S_{13}^{(2)})^2}{A},$$

$$S_{23} = S_{23}^{(2)} + \frac{S_{22}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{13}^{(2)}}{A}, \quad A = 1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)}. \quad (1.63)$$

где $[S_{ij}^{(1)}], [S_{ij}^{(2)}]$ – матрицы рассеяния четырехполюсника и шестиполусника соответственно.

Циклический алгоритм расчета параметров рассеяния каскадного соединения восьмиполусников. Схема каскадного соединения восьмиполусников изображена на рис.1.16. Обозначим коэффициенты матриц рассеяния соединяемых восьмиполусников $n-2, n-1$ и результирующего



через $S_{i,j}^{n-1}, S_{i,j}^{n-2}, S_{i,j}^n$ соответственно. Используя соотношения (1.47), формально приписав плечу 1 схемы рис.1.7 номера сначала 1, затем 2, а плечам 2 и 3 – номера 3 и 4, получим формулы для соединения двух восьмиполусников. Придав полученным выражениям рекуррентную зависимость от n ,

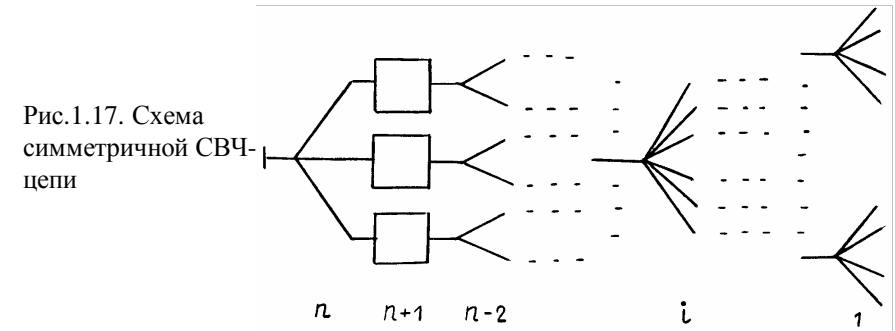
получим циклический алгоритм для расчета параметров рассеяния восьмиполусников [13]

$$\begin{aligned}
{}^n S \begin{bmatrix} 11, 1 \\ 12, 2 \\ 21, 3 \\ 22, 4 \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 41, 1 \\ 42, 2 \\ 41, 1 \\ 22, 4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 14, 1 \\ 11, 2 \\ 24, 3 \\ 24, 4 \end{bmatrix} \times \left(S_{12}^{n-2} S_{33}^{n-1} + S_{22}^{n-2} S_{34}^{n-1} \right) S^{n-1} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 13, 2 \\ 23, 3 \\ 23, 4 \end{bmatrix} \right. \\
&\times \left. \left(S_{12}^{n-2} + S_{22}^{n-2} S_{11}^{n-1} S_{34}^{n-1} - S_{12}^{n-2} S_{21}^{n-1} S_{34}^{n-1} \right) \right\} + S^{n-1} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 32, 2 \\ 31, 3 \\ 32, 4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 14, 1 \\ 14, 2 \\ 24, 3 \\ 24, 4 \end{bmatrix} \times \\
&\times \left(S_{21}^{n-2} + S_{22}^{n-2} S_{11}^{n-1} S_{43}^{n-1} - S_{21}^{n-2} S_{12}^{n-1} S_{43}^{n-1} \right) + S^{n-1} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 13, 2 \\ 23, 3 \\ 23, 4 \end{bmatrix} \times \\
&\times \left. \left(S_{11}^{n-2} + S_{12}^{n-2} S_{21}^{n-1} S_{44}^{n-1} - S_{11}^{n-2} S_{22}^{n-1} S_{44}^{n-1} \right) \right\} \left. \right\} A^{-1} + S^{n-1} \begin{bmatrix} 11, 1 \\ 12, 2 \\ 21, 3 \\ 22, 4 \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
{}^n S \begin{bmatrix} 33, 1 \\ 34, 2 \\ 43, 3 \\ 44, 4 \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 31, 1 \\ 31, 2 \\ 41, 3 \\ 41, 4 \end{bmatrix} \times \left(S_{33}^{n-1} + S_{22}^{n-2} S_{34}^{n-1} S_{43}^{n-1} - S_{22}^{n-2} S_{44}^{n-1} S_{33}^{n-1} \right) \right. \\
&+ S^{n-2} \begin{bmatrix} 32, 1 \\ 32, 2 \\ 42, 3 \\ 42, 4 \end{bmatrix} \times \left(S_{43}^{n-1} + S_{21}^{n-2} S_{44}^{n-1} S_{33}^{n-1} - S_{21}^{n-2} S_{43}^{n-1} S_{34}^{n-1} \right) \times S^{n-2} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 14, 2 \\ 13, 3 \\ 14, 4 \end{bmatrix} + \\
&+ \left. \begin{bmatrix} 32, 1 \\ 32, 2 \\ 42, 3 \\ 42, 4 \end{bmatrix} \times \left(S_{44}^{n-1} + S_{34}^{n-1} S_{11}^{n-2} S_{43}^{n-1} - S_{44}^{n-1} S_{11}^{n-2} S_{33}^{n-1} \right) + S^{n-2} \begin{bmatrix} 31, 1 \\ 31, 2 \\ 41, 3 \\ 41, 4 \end{bmatrix} \right. \\
&\times \left. \left(S_{34}^{n-1} + S_{12}^{n-2} S_{44}^{n-1} S_{33}^{n-1} - S_{12}^{n-2} S_{34}^{n-1} S_{43}^{n-1} \right) \right\} \times S^{n-2} \begin{bmatrix} 23, 1 \\ 24, 2 \\ 23, 3 \\ 24, 4 \end{bmatrix} \left. \right\} A^{-1} + S^{n-2} \begin{bmatrix} 33, 1 \\ 34, 2 \\ 43, 3 \\ 44, 4 \end{bmatrix},
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
{}^n S \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 14, 2 \\ 23, 3 \\ 24, 4 \\ 31, 5 \\ 32, 6 \\ 41, 7 \\ 42, 8 \end{bmatrix} &= \left\{ \begin{bmatrix} 23, 1 \\ 24, 2 \\ 23, 3 \\ 24, 4 \\ 41, 5 \\ 42, 6 \\ 41, 7 \\ 42, 8 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 14, 1 \\ 14, 2 \\ 24, 3 \\ 24, 4 \\ 32, 5 \\ 32, 6 \\ 42, 7 \\ 42, 8 \end{bmatrix} \times \left(1 - \begin{bmatrix} 12, 1 \\ 12, 2 \\ 12, 3 \\ 12, 4 \\ 33, 5 \\ 33, 6 \\ 33, 7 \\ 33, 8 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 43, 1 \\ 43, 2 \\ 43, 3 \\ 43, 4 \\ 11, 5 \\ 11, 6 \\ 11, 7 \\ 11, 8 \end{bmatrix} \right) \right. \\
&\left. - \begin{bmatrix} 12, 1 \\ 12, 2 \\ 12, 3 \\ 12, 4 \\ 33, 5 \\ 33, 6 \\ 33, 7 \\ 33, 8 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 43, 1 \\ 43, 2 \\ 43, 3 \\ 43, 4 \\ 11, 5 \\ 11, 6 \\ 11, 7 \\ 11, 8 \end{bmatrix} \right\}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& - \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 11, 1 \\ 11, 2 \\ 11, 3 \\ 11, 4 \\ 34, 5 \\ 34, 6 \\ 34, 7 \\ 34, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 33, 1 \\ 33, 2 \\ 33, 3 \\ 33, 4 \\ 21, 5 \\ 21, 6 \\ 21, 7 \\ 21, 8 \end{bmatrix} + \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 13, 2 \\ 23, 3 \\ 23, 4 \\ 31, 5 \\ 31, 6 \\ 41, 7 \\ 41, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 34, 1 \\ 34, 2 \\ 34, 3 \\ 34, 4 \\ 12, 5 \\ 12, 6 \\ 12, 7 \\ 12, 8 \end{bmatrix} \times \\
& \times \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 11, 1 \\ 11, 2 \\ 11, 3 \\ 11, 4 \\ 33, 5 \\ 33, 6 \\ 33, 7 \\ 33, 8 \end{bmatrix} + \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 44, 1 \\ 44, 2 \\ 44, 3 \\ 44, 4 \\ 22, 5 \\ 22, 6 \\ 21, 7 \\ 22, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 12, 1 \\ 12, 2 \\ 12, 3 \\ 12, 4 \\ 34, 5 \\ 34, 6 \\ 34, 7 \\ 34, 8 \end{bmatrix} + \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 14, 2 \\ 13, 3 \\ 14, 4 \\ 31, 5 \\ 32, 6 \\ 31, 7 \\ 32, 8 \end{bmatrix} \times \\
& \times \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 14, 1 \\ 14, 2 \\ 24, 3 \\ 24, 4 \\ 32, 5 \\ 32, 6 \\ 42, 7 \\ 42, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 21, 1 \\ 21, 2 \\ 21, 3 \\ 21, 4 \\ 43, 5 \\ 43, 6 \\ 43, 7 \\ 43, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 33, 1 \\ 33, 2 \\ 33, 3 \\ 33, 4 \\ 11, 5 \\ 11, 6 \\ 11, 7 \\ 11, 8 \end{bmatrix} + \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 22, 1 \\ 22, 2 \\ 22, 3 \\ 22, 4 \\ 44, 5 \\ 44, 6 \\ 44, 7 \\ 44, 8 \end{bmatrix} \times \\
& \times \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 43, 1 \\ 43, 2 \\ 43, 3 \\ 43, 4 \\ 21, 5 \\ 21, 6 \\ 21, 7 \\ 21, 8 \end{bmatrix} + \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 13, 1 \\ 13, 2 \\ 23, 3 \\ 23, 4 \\ 31, 5 \\ 31, 6 \\ 41, 7 \\ 41, 8 \end{bmatrix} \times \left(\begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 21, 1 \\ 21, 2 \\ 21, 3 \\ 21, 4 \\ 12, 5 \\ 12, 6 \\ 12, 7 \\ 12, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 34, 1 \\ 34, 2 \\ 34, 3 \\ 34, 4 \\ 43, 5 \\ 43, 6 \\ 43, 7 \\ 43, 8 \end{bmatrix} - \begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 34, 1 \\ 34, 2 \\ 34, 3 \\ 34, 4 \\ 12, 5 \\ 12, 6 \\ 12, 7 \\ 12, 8 \end{bmatrix} \times \begin{matrix} n-2 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 21, 1 \\ 21, 2 \\ 21, 3 \\ 21, 4 \\ 12, 5 \\ 12, 6 \\ 12, 7 \\ 12, 8 \end{bmatrix} \right) \left. \vphantom{\begin{matrix} n-1 \\ S \end{matrix} \begin{bmatrix} 43, 1 \\ 43, 2 \\ 43, 3 \\ 43, 4 \\ 21, 5 \\ 21, 6 \\ 21, 7 \\ 21, 8 \end{bmatrix}} \right\} A^{-1} .
\end{aligned} \tag{1.64}$$



где

$$\begin{aligned}
A = & 1 + S_{22}^{n-2} S_{44}^{n-1} S_{11}^{n-2} S_{33}^{n-1} + S_{12}^{n-2} S_{21}^{n-2} S_{34}^{n-1} S_{43}^{n-1} - S_{12}^{n-2} S_{21}^{n-2} S_{43}^{n-1} S_{33}^{n-1} - \\
& - S_{22}^{n-2} S_{11}^{n-1} S_{43}^{n-1} S_{34}^{n-1} - S_{22}^{n-2} S_{44}^{n-1} - S_{11}^{n-2} S_{33}^{n-1} - S_{21}^{n-2} S_{34}^{n-1} - S_{43}^{n-1} S_{12}^{n-2} .
\end{aligned}$$

Таблицы индексов в выражении (1.64) введены для компактности записи. В правых графах таблиц записаны условные порядковые номера коэффициентов рассеяния, в левых – индексы этих коэффициентов. Например, коэффициент S_{11}^n записывается так

$$\begin{aligned}
S_{11}^n = & \left\{ S_{41}^{n-1} \left[S_{14}^{n-1} \left(S_{12}^{n-2} S_{33}^{n-1} + S_{22}^{n-2} S_{34}^{n-1} \right) S_{13}^{n-1} \left(S_{12}^{n-2} + S_{22}^{n-2} S_{11}^{n-1} S_{34}^{n-1} - \right. \right. \right. \\
& \left. \left. \left. - S_{12}^{n-2} S_{21}^{n-1} S_{34}^{n-1} \right) \right] + S_{31}^{n-1} \left[S_{14}^{n-1} \left(S_{21}^{n-2} + S_{22}^{n-2} S_{11}^{n-1} S_{43}^{n-1} - S_{21}^{n-2} S_{12}^{n-2} S_{43}^{n-1} \right) + \right. \right. \\
& \left. \left. S_{13}^{n-1} \left(S_{11}^{n-2} + S_{12}^{n-2} S_{21}^{n-1} S_{44}^{n-1} - S_{11}^{n-2} S_{22}^{n-2} S_{44}^{n-1} \right) \right] \right\} A^{-1} + S_{11}^{n-1} .
\end{aligned}$$

Из выражений (1.64) видно, что они разбиваются на три группы, одинаковые по структуре и отличающиеся лишь содержанием коэффициентов.

Циклический метод расчета многоканальных симметричных СВЧ цепей. Анализ формул (1.54) для коэффициентов отражения входа и коэффициентов передачи с входа на выход многоканальных СРМ параллельного типа показывает, что каждый ряд делителей может быть заменен четырехполюсником с эквивалентными параметрами. Коэффици-

коэффициентом отражения входа и коэффициентом передачи канала СРМ в этом случае являются аналогичные коэффициенты каскадного соединения эквивалентных четырехполосников. Полученный результат может быть распространен и на многоканальные симметричные СВЧ-цепи рис.1.17. Цепь состоит из рядов элементов 1– n . Каждый ряд представляет собой набор симметричных одинаковых делителей или четырехполосников в общем случае невзаимных. Рассмотрим делитель ряда n . Выходы делителя соединены с симметричными разветвленными цепями. Если выходы каждой из цепей, за исключением одного, нагрузить на согласованные нагрузки, то цепи могут быть заменены четырехполосниками. Матрицы рассеяния четырехполосников получаются после вычеркивания из матрицы рассеяния цепи строк и столбцов, соответствующих согласованным плечам. При этом задача определения коэффициента отражения и коэффициента передачи с входа на выход сводится к задаче определения коэффициентов рассеяния соединения многополосника с одинаковыми четырехполосниками. Точно таким же образом решается задача и для всех последующих цепей. Задача определения коэффициента отражения входа и коэффициента передачи с входа на выход для соединения симметричного делителя с идентичными четырехполосниками может быть сведена к задаче определения аналогичных коэффициентов каскадного соединения четырехполосников. Схема соединения многополосника с четырехполосниками изображена на рис.1.18. Обозначим матрицу рассеяния многополосника $[S^M]$, матрицы рассеяния четырехполосников

$$\begin{bmatrix} S_{i,i} & S_{i,p+i} \\ S_{p+i,i} & S_{p+i,p+i} \end{bmatrix}, \quad p = N + 1, \quad i = 1, 2, \dots, N + 1 \quad (1.65)$$

Плечи соединяемых элементов пронумеруем согласно рис.1.18. Применяя формулу (1.27), запишем матрицу рассеяния соединения устройств, изображенных на рис.1.18

$$[S] = [S_{ii}] + [S_{i,p+i}] \{ [1] - [S^M][S_{p+i,p+i}] \}^{-1} [S^M][S_{p+i,i}] \quad (1.66)$$

где $[S_{ii}]$, $[S_{i,p+i}]$, $[S_{p+i,p+i}]$, $[S_{p+i,i}]$ – диагональные матрицы, составленные из коэффициентов отражений и передачи четырехполосников. Для симметричного делителя на N каналов из выражения (1.66) после преобразований над матрицами получаем

$$\hat{S}_{11} = S_{11}^M + \frac{NS_{12}^M S_{21}^M S_{11}}{1 - S_{11} \left(S_{22}^M + \sum_{N=2}^N S_{2,N+1} \right)} \quad (1.67)$$

$$\hat{S}_{21} = \frac{S_{21}^M S_{21}}{1 - S_{11} \left(S_{22}^M + \sum_{N=2}^N S_{2,N+1} \right)} \quad (1.68)$$

Обозначим

$$S_{11}^M = S_{11}^{\ominus}, S_{21}^M = S_{21}^{\ominus}, NS_{12}^M = S_{12}^{\ominus}, S_{22}^M + \sum_{N=2}^N S_{2,N+1} = S_{22}^{\ominus} \quad (1.68)$$

С учетом обозначений (1.68) выражения (1.67) запишутся

$$\hat{S}_{11} = S_{11}^{\ominus} + \frac{S_{12}^{\ominus} S_{21}^{\ominus} S_{11}}{1 - S_{11} S_{22}^{\ominus}}, \quad \hat{S}_{21} = \frac{S_{21}^{\ominus} S_{21}}{1 - S_{11} S_{22}^{\ominus}} \quad (1.69)$$

Как видим, формулы (1.69) совпадают с выражениями для определения коэффициентов отражения входа и передачи каскадного соединения четырехполосников (1.62). В данном случае матрица рассеяния первого четырехполосника составлена из коэффициентов рассеяния делителя на N каналов.

Таким образом, определение коэффициентов отражения входа и передачи с входа на выход устройств, изображенных на рис.1.18, сводится к

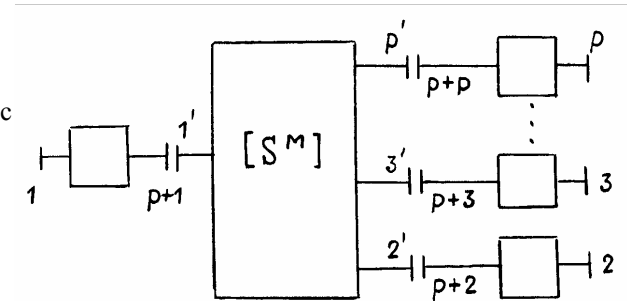


Рис.1.18. Схема соединения многополосника с четырехполосниками

определению аналогичных коэффициентов каскадного соединения двух четырехполюсников. При этом делитель должен быть заменен четырехполюсником с эквивалентными параметрами, представляющими линейную комбинацию коэффициентов рассеяния делителя. Матрица рассеяния эквивалентного четырехполюсника i -го ряда схемы рис.1.18 будет иметь вид

$$[\mathbf{S}^{\ominus(i)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(i)} & N_i S_{12}^{(i)} \\ S_{21}^{(i)} & S_{22}^{(i)} + \sum_{N_i=2}^{N_i} S_{2,N_i+1} \end{bmatrix}, \quad (1.70)$$

где $S_{i,j}^{(i)}$ – коэффициенты рассеяния делителя или четырехполюсника i -го ряда;

N – количество входов элемента i -го ряда схемы.

Расчет коэффициентов отражения входа и передачи с входа на выход схемы рис.1.17 ведется за $n - 1$ последовательных циклов по формулам циклического алгоритма (1.62).

Связь между внутренними и внешними плечами СВЧ-цепи.

Задача установления связи между внешними (свободными) и внутренними (соединяемыми) плечами СВЧ-цепи возникает при определении перенапряженных участков делителя при работе его в режиме суммирования, для расчета амплитуд и фаз сигналов, возбуждающих излучатели антенной решетки, к которой подключена СРМ, при вычислении мощностей, подводимых к различным этажам СРМ.

Задачу сформулируем следующим образом [157]. Пусть имеется СВЧ-цепь, содержащая n внешних плеч. Требуется определить амплитуду и фазу напряженности поля в определенном сечении СВЧ-цепи при

возбуждении ее с любого количества плеч. Выделим в СВЧ-цепи сечение, в котором требуется определить амплитуду и фазу сигнала. В этом сечении условно разорвем линию передачи, получившиеся дополнительные плечи обозначим цифрами $n+1$ и $n+2$ (рис.1.19). Допустим, что мы знаем способ определения матрицы рассеяния получившегося многополюсника. Обозначим матрицу рассеяния

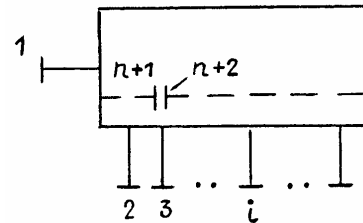


Рис.1.19. Схема соединения внутренних плеч СВЧ-цепей

получившегося многополюсника через $[\mathbf{S}_{ij}]$ ($i, j = 1, 2, \dots, n+1, n+2$).

Наложим условия связи на волны, проходящие через плечи $n+1, n+2$

$$\begin{aligned} b_{n+1} &= a_{n+2} \\ b_{n+2} &= a_{n+1} \end{aligned} \quad \text{или} \quad \begin{bmatrix} b_{n+1} \\ b_{n+2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{n+1} \\ a_{n+2} \end{bmatrix}. \quad (1.71)$$

Запишем падающие и отраженные волны в плечах многополюсника через его матрицу рассеяния

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ \dots \\ b_n \\ b_{n+1} \\ b_{n+2} \end{bmatrix} = [\mathbf{S}_{ij}] \begin{bmatrix} a_1 \\ \dots \\ a_n \\ a_{n+1} \\ a_{n+2} \end{bmatrix}. \quad (1.72)$$

Если СВЧ-цепь возбуждается с плеча i , то, с учетом (1.71, 1.72), и используя выражения [157] и метод [104], запишем значения волн в плечах $n+1$ и $n+2$

$$\begin{aligned} b_{n+1} &= \frac{S_{n+1,i}(1-S_{n+1,n+2}) + S_{n+1,n+1}S_{n+2,i}}{(1-S_{n+1,n+2})(1-S_{n+2,n+1}) - S_{n+2,n+2}S_{n+1,n+1}} a_i, \\ b_{n+2} &= \frac{S_{n+2,i}(1-S_{n+2,n+1}) + S_{n+2,n+2}S_{n+1,i}}{(1-S_{n+1,n+2})(1-S_{n+2,n+1}) - S_{n+2,n+2}S_{n+1,n+1}} a_i. \end{aligned} \quad (1.73)$$

Результирующая волна в сечении

$$b_{\text{рез.}} = b_{n+1} + b_{n+2}. \quad (1.74)$$

Если СВЧ-цепь возбуждается со всех плеч или части плеч, то результирующая волна запишется

$$b_{\text{рез.}} = \sum_{i=1}^k \frac{[S_{n+1,i}(1-S_{n+1,n+2}) + S_{n+2,i}(1-S_{n+2,n+1}) + S_{n+1,n+1}S_{n+2,i}]}{(1-S_{n+1,n+2})(1-S_{n+2,n+1}) - S_{n+2,n+2}S_{n+1,n+1}} a_i. \quad (1.75)$$

Если $S_{n+1,n+1} = S_{n+2,n+2} = 0$, то выражения (1.73) принимают вид

$$\begin{aligned} b_{n+1} &= S_{n+1,i} a_i, \\ b_{n+2} &= S_{n+2,i} a_i. \end{aligned} \quad (1.76)$$

Коэффициенты $S_{n+1,i}$, $S_{n+2,i}$ в выражениях (1.73, 1.75) могут быть определены с помощью циклических алгоритмов, приведенных в предыдущих подразделах.

1.4. Метод и алгоритмы анализа влияния дестабилизирующих факторов на параметры систем распределения мощности

Будем использовать следующие понятия [91, 138, 167, 168]. Выходные параметры СРМ или элементов СРМ есть комплексные коэффициенты передачи и отражений каналов (коэффициенты матрицы рассеяния СРМ). Внутренние параметры – характеристики элементов, составляющих систему, или компонентов, составляющих тот или иной элемент системы. Внешние параметры – параметры характеризующие среду, влияющую на функционирование системы (характеристики входных сигналов, механические воздействия, температура, внешние нагрузки и т.п.).

Пусть СРМ характеризуется матрицей $[S]$ m -го порядка. Коэффициенты матрицы S_{ij} являются выходными параметрами системы. СРМ состоит из n элементов, каждый элемент задан матрицей рассеяния $[S^{(n)}]$, а все коэффициенты матриц рассеяния элементов $S_{ij}^{(n)}$ являются внутренними параметрами системы. Пусть СРМ находится в среде, которая воздействует на выходные параметры системы k внешними воздействиями (внешними параметрами). Тогда, следуя геометрической интерпретации [91], совокупность всех параметров, характеризующих некоторое состояние системы, можно представить как координаты многомерных векторов в многомерных пространствах параметров

$$\begin{aligned} \mathbf{S}_{i,j} &= [S_{11}, S_{12}, \dots, S_{i,j}, \dots, S_{mm}] , \\ \mathbf{S}_{i,j}^{(n)} &= [S_{i,j}^{(1)}, S_{i,j}^{(2)}, \dots, S_{i,j}^{(n)}] , \\ \mathbf{B}_k &= [B_1, B_2, \dots, B_k] , \end{aligned} \quad (1.77)$$

где $\mathbf{S}_{i,j}$, $\mathbf{S}_{i,j}^{(n)}$, \mathbf{B}_k – векторы выходных, внутренних и внешних параметров соответственно. Между векторами существует функциональная связь

$$\mathbf{S}_{i,j} = F(\mathbf{S}_{i,j}^{(n)}, \mathbf{B}_k) . \quad (1.78)$$

Обозначим через β_r вектор граничных значений выходных параметров. Тогда условиями работоспособности СРМ будут

$$\mathbf{S}_{i,j} \leq \beta_r . \quad (1.79)$$

Областью допустимых значений D , в которой выполняются условия (1.79), является часть многомерного пространства. Для внутренних параметров существуют прямые ограничения [91], обусловленные физической реализуемостью системы

$$\mathbf{S}_{i,j}^{(n)} \leq \alpha , \quad (1.80)$$

где α – вектор граничных значений физической реализуемости области R пространства внутренних параметров. При отображении области допустимых значений выходных параметров на пространство внутренних параметров образуется область допустимых значений внутренних параметров L , которая определяется из системы (1.80). Совместное решение систем неравенств (1.79) и (1.80), являющихся пересечением областей допустимых значений L и физически реализуемых значений внутренних параметров R , образует область работоспособности G [138, 221] в пространстве внутренних параметров. Уравнения гиперповерхностей, ограничивающих n -мерную область работоспособности G , получим из неравенств (1.79), (1.80) [91]

$$\begin{aligned} F(\mathbf{S}_{i,j}^{(n)}, \mathbf{B}_k) - \beta < 0 , \\ \mathbf{S}_{i,j}^{(n)} - \alpha < 0 . \end{aligned}$$

Анализ выходных параметров СРМ, в нашем случае параметров рассеяния, как уже отмечалось выше, является одной из основных составляющих процесса проектирования в целом. При этом различают задачи одновариантного и многовариантного анализа [167]. Одновариантный анализ позволяет получить выходные параметры по заданным внутренним и внешним параметрам. Многовариантный анализ заключается в исследовании поведения выходных параметров системы в некоторой области изменения внутренних параметров. Постановка задачи точности в этом случае может быть осуществлена в терминах отклонений параметров. Пусть вектор внутренних параметров располагается внутри области работоспособности. Обозначим его $\mathbf{S}_{oi,j}^{(n)}$ и назовем номинальным вектором внутренних параметров [138]. Определим отклонение внутренних параметров от номинальных значений через вектор $\Delta \mathbf{x}$

$$\Delta \mathbf{x} = \mathbf{S}_{i,j}^{(n)} - \mathbf{S}_{oi,j}^{(n)} .$$

Аналогично, вектор $\mathbf{S}_{oi,j}$ выходных параметров, соответствующий вектору внутренних параметров $\mathbf{S}_{oi,j}^{(n)}$, будем называть номинальным вектором выходных параметров. Вектор отклонений выходных параметров $\Delta \mathbf{y}$ определяется соотношением

$$\Delta \mathbf{y} = \mathbf{S}_{i,j} - \mathbf{S}_{oi,j} .$$

Вектор граничных отклонений δ_x определяется как расстояние от вершины номинального вектора до гиперповерхностей, ограничивающих область работоспособности. Вектор допустимых отклонений (вектор допусков) δ_y выходных параметров определяется как расстояние от вершины номинального вектора выходных параметров до соответствующих гиперплоскостей, ограничивающих область допустимых значений выходных параметров D

$$\delta_y = \beta_r - \mathbf{S}_{oi,j} .$$

Условия работоспособности (1.79) в терминах отклонений имеют вид

$$\Delta \mathbf{y}(\mathbf{S}_{i,j}, \mathbf{B}_k) = F(\mathbf{S}_{i,j}^{(n)}, \mathbf{B}_k) - \mathbf{S}_{oi,j} \leq \delta_y . \quad (1.81)$$

При анализе выходных параметров или изготовлении изделия каждая реализация имеет конкретный набор значений выходных и внутренних параметров, определяющий случайное событие выполнения условий работоспособности (1.79) или (1.81). Вероятность этого события называют вероятностью работоспособности системы или процентом выхода годных изделий.

Точные выражения для вероятности работоспособности системы могут быть сформулированы в пространстве внутренних или выходных параметров [138]. В первом случае

$$P(S_{i,j}^{(n)} G) = \int_G \varphi(S_{i,j}^{(n)}) dx_n , \quad (1.82)$$

где $\varphi(S_{i,j}^{(n)})$ – совместная плотность вероятностей случайных значений, составляющих вектор внутренних параметров. Во втором случае

$$P(S_{ij} D) = \int_D \varphi(S_{ij}) dy , \quad (1.83)$$

где $\varphi(S_{ij})$ – совместная плотность вероятностей случайных значений выходных параметров.

Задача вероятностно-статистического анализа (ВСА) системы или задача влияния дестабилизирующих факторов на параметры системы состоит в вычислении интегралов (1.82) или (1.83). Существует достаточное количество методов вычисления интегралов. К ним можно отнести прямые аналитические

методы [131], методы линеаризации функций системы [16, 27, 54, 55, 161, 168, 196], метод восстановления функций распределения [28, 109, 139, 183, 209, 212]. Однако, большинством исследователей отдается предпочтение методу статистических испытаний [91, 167] (метод Монте-Карло). Метод Монте-Карло применим в условиях различных законов распределений, неограниченном разбросе случайных значений параметров при произвольном аналитическом или алгоритмическом задании параметров системы. Метод обеспечивает высокую точность вычислений с погрешностью в несколько процентов. Сущность метода состоит в многократном проведении расчета вектора выходных параметров по заданным реализациям вектора внутренних параметров. Задание конкретных значений внутренних параметров производится случайным образом в соответствии с их законами распределений. Основные вопросы теории и практики статистических испытаний на ЭВМ разработаны и развиты отечественной наукой в 60-е, 70-е годы [19, 28, 64, 92, 137, 158, 218, 177, 187, 199]. Мы отдаем предпочтение методу Монте-Карло еще и по следующим причинам. Алгоритмы анализа СРМ и элементов достаточно сложны и их практически нельзя представить в аналитическом виде, процесс расчета параметров СРМ и элементов производится по рекуррентным формулам, что гармонирует с идеей метода статистических испытаний, алгоритмы анализа СРМ и элементов достаточно быстрые, что позволяет проводить многократные вычисления выходных параметров в конечное время.

Алгоритм реализации метода Монте-Карло состоит из следующих этапов [167, 168] :

1. Формирование (генерация) очередной реализации вектора внутренних параметров.
2. Анализ очередной реализации вектора выходных параметров.
3. Обработка результатов очередного испытания в виде накопления статистических сумм.
4. Обработка результатов полной серии статистических испытаний.

Алгоритмы вероятностно-статистического анализа СРМ и элементов. Вероятностно-статистический анализ (ВСА) подразумевает многократный расчет выходных параметров исследуемого устройства при различных наборах входных данных (внутренних параметрах). Анализ параметров СРМ и элементов СРМ подразумевает расчленение устройства на составные части с известными параметрами и последующий расчет с помощью методов и алгоритмов, рассмотренных выше. Обычно СРМ расчленяют на элементы, матрицы рассеяния которых известны. Однако, проведение ВСА системы непосредственно через коэффициенты матриц рассеяния встречает серьезные трудности, состоящие в том, что генерировать

и использовать случайные числа с законами распределений коэффициентов матриц рассеяния элементов без учета корреляционных связей между ними нельзя. Учет же этих связей значительно усложняет задачу анализа. Так, для взаимного четырехполосника необходимо знать и учитывать взаимные связи между шестью случайными переменными. Поэтому целесообразнее определять изменения коэффициентов матриц рассеяния через изменения первичных внутренних параметров, которые настолько слабо связаны между собой, что этими связями можно пренебречь. Для элементов деления первичными параметрами являются волновые сопротивления четвертьволновых отрезков, сопротивления подводящих линий, длины четвертьволновых отрезков. Количество первичных параметров зависит от типа устройства. Так, для модифицированного кольцевого моста (рис.3.5,д) количество первичных параметров равно 17 (пять подводящих линий, шесть четвертьволновых отрезков с двумя параметрами каждый). У кольцевого делителя с распределенным резистором первичных параметров – 9 (три подводящих линии, два четвертьволновых отрезка, распределенный резистор). При расчете систем, состоящих, например, из 10^3 элементов деления (СРМ на 1000 выходных каналов) количество выходных параметров, которое в процессе ВСА изменяется случайным образом, составляет более 10^4 . Естественно, что первичные параметры по-разному влияют на выходные характеристики системы и влиянием некоторых из них можно пренебречь.

К первой задаче ВСА относится задача определения чувствительности выходных характеристик системы или элемента к изменению внутренних (входных) параметров [76, 105, 186].

Вторая задача состоит в поиске или создании алгоритма, сокращающего объем вычислений при проведении ВСА СРМ. Необходимость решения этой задачи подтверждается приведенным выше примером. Для СРМ на 1000 выходных каналов необходимо изменить 10^4 входных параметров. Если учесть, что каждый входной параметр должен принимать сотни и тысячи значений, то количество вычислений увеличивается на 2 – 3 порядка.

Третья задача, решение которой необходимо для проведения ВСА, заключается в создании программно-вычислительного комплекса, с помощью которого должен осуществляться, собственно, ВСА. Поскольку, как бы хороши ни были вычислительные алгоритмы, их эффективность должна подтверждаться практическими расчетами на ЭВМ.

Особенности СРМ – один вход и большое количество выходов, одинаковый функциональный состав каналов – позволяют ограничить число параметров, подлежащих анализу по чувствительности. Исходя из требований стабильности амплитуды и фазы коэффициентов передачи каналов СРМ, можно ограничиться анализом чувствительности модуля и фазы коэффициента

передачи одного типичного канала системы или же модуля и фазы коэффициента отражения.

Предлагаемый метод анализа чувствительности базируется на циклических алгоритмах и заключается в следующем []. Система распределения мощности представляется в виде соединения устройств СВЧ, для которых известны матрицы рассеяния и связь коэффициентов передачи с первичными параметрами. В общем виде СРМ состоит из соединения четырехполосников и шестиполосников. В исследуемой системе выбирается устройство (подсхема), относительно которой исследуется чувствительность, а оставшаяся часть системы замещается четырехполосниками или шестиполосниками с эквивалентными параметрами, которые определяются любым из полученных выше методов. При таком подходе СРМ может быть приведена к четырем типам схем. Четыре варианта эквивалентных схем, в одну из которых можно преобразовать СРМ в зависимости от того, относительно какого устройства проводится анализ чувствительности, изображены на рис. 1.20 (рис.1.20,а,б соответствуют случаю, когда четырехполосник, относительно которого исследуется чувствительность, включен между шестиполосником и четырехполосником; рис.1.20,в – когда четырехполосник находится между двумя шестиполосниками; рис.1.20,г – когда в качестве исследуемого устройства выбран шестиполосник).

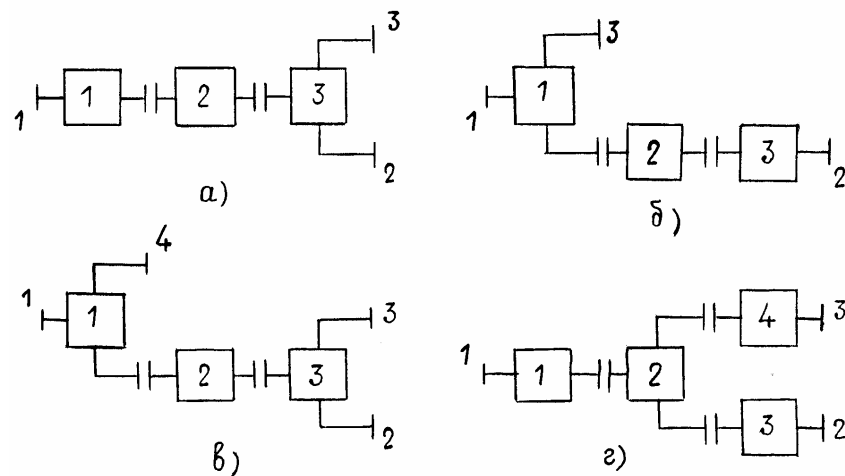


Рис.1.20. Схемы замещения системы распределения мощности

Для анализа чувствительности приведенных схем получим выражения, связывающие коэффициенты матриц рассеяния всей схемы с коэффициентами матриц рассеяния устройств, входящих в ее состав. Используя алгоритм (1.52) для цепи рис. 1.20,а, получим

$$S_{11}^{(1,2,3)} = S_{11}^{(1)} + S_{12}^{(1)} S_{21}^{(1)} \left(S_{11}^{(2)} + S_{12}^{(2)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} \right) A_{(1,2,3)}^{-1},$$

$$S_{12}^{(1,2,3)} = S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{12}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} A_{(1,2,3)}^{-1}, \quad (1.84)$$

$$S_{13}^{(1,2,3)} = S_{13}^{(1)} + S_{23}^{(1)} \left(S_{11}^{(2)} + S_{12}^{(2)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} \right) A_{(1,2,3)}^{-1},$$

где

$$A_{(2,3)} = 1 - S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)},$$

$$A_{(1,2,3)} = 1 - S_{22}^{(1)} \left(S_{11}^{(2)} + S_{12}^{(2)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} \right),$$

$S_{ij}^{(1)}, S_{ij}^{(2)}, S_{ij}^{(3)}$ – коэффициенты матриц рассеяния четырехполюсников 1, 2 и шестиполюсника 3 соответственно, $S_{ij}^{(1,2,3)}$ коэффициенты матриц рассеяния соединения двух четырехполюсников 1, 2 с шестиполюсником 3 в обозначениях рис. 1.20,а.

Формулы для коэффициентов матриц рассеяния схемы рис. 1.20,б

$$S_{11}^{(1,2,3)} = S_{11}^{(1)} + S_{12}^{(1)} S_{21}^{(1)} S_{11}^{(2)} A_{(1,2)}^{-1} + S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} \times$$

$$\times S_{11}^{(3)} A_{(1,2)}^{-1} A_{(1,2)}^{-1} A_{(1,2,3)}^{-1}, \quad (1.85)$$

$$S_{12}^{(1,2,3)} = S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{12}^{(3)} A_{(1,2)}^{-1} A_{(1,2,3)}^{-1},$$

$$S_{13}^{(1,2,3)} = S_{13}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{13}^{(3)} A_{(1,2)}^{-1} A_{(1,2,3)}^{-1},$$

где

$$A_{(1,2)} = 1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)},$$

$$A_{(1,2,3)} = 1 - \left(S_{22}^{(2)} + S_{21}^{(2)} S_{12}^{(2)} S_{22}^{(1)} A_{(1,2)}^{-1} \right) S_{11}^{(3)},$$

$S_{ij}^{(1)}, S_{ij}^{(2)}, S_{ij}^{(3)}$ – коэффициенты матриц рассеяния четырехполюсников 1, 2 и шестиполюсника 3 соответственно,

$S_{ij}^{(1,2,3)}$ – коэффициенты матриц рассеяния соединения двух четырехполюсников 1, 2 и шестиполюсника 3 в обозначениях схемы рис. 1.20,б.

Соотношения для схемы рис. 1.20,в

$$S_{11}^{(1,2,3)} = S_{11}^{(1)} + S_{12}^{(1)} S_{21}^{(1)} \left(S_{11}^{(2)} + S_{12}^{(2)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} \right) A_{(1,2,3)}^{-1},$$

$$S_{12}^{(1,2,3)} = S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{12}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} A_{(1,2,3)}^{-1}, \quad (1.86)$$

$$S_{13}^{(1,2,3)} = S_{13}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{13}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1} A_{(1,2,3)}^{-1},$$

где

$$A_{(2,3)} = 1 - S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)},$$

$$A_{(1,2,3)} = 1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} + S_{22}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{21}^{(2)} S_{11}^{(3)} A_{(2,3)}^{-1},$$

$S_{ij}^{(1)}, S_{ij}^{(2)}, S_{ij}^{(3)}$ – коэффициенты матриц рассеяния шестиполюсника 1, четырехполюсника 2 и шестиполюсника 3 в обозначениях схемы рис. 1.20,в.

Формулы для определения коэффициентов передачи схемы рис. 1.20,г

$$S_{12}^{(1,2,3,4)} = \left(S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{13}^{(3)} + S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} S_{12}^{(2)} S_{23}^{(2)} S_{11}^{(4)} - S_{12}^{(1)} \times \right.$$

$$\left. \times S_{12}^{(2)} S_{12}^{(3)} S_{11}^{(4)} S_{33}^{(2)} \right) A_{(1,2,3,4)}^{-1}, \quad (1.87)$$

$$S_{13}^{(1,2,3,4)} = \left(S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} S_{12}^{(4)} + S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{12}^{(4)} S_{23}^{(2)} S_{11}^{(3)} - S_{12}^{(1)} \times \right.$$

$$\left. \times S_{13}^{(2)} S_{12}^{(4)} S_{11}^{(3)} S_{22}^{(2)} \right) A_{(1,2,3,4)}^{-1},$$

где

$$A_{(1,2,3,4)} = \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)}\right) \left(1 - S_{11}^{(3)} S_{22}^{(2)}\right) \left(1 - S_{11}^{(4)} S_{33}^{(2)}\right) - \\ - 2S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{11}^{(4)} S_{12}^{(2)} S_{13}^{(2)} S_{23}^{(2)} - S_{13}^{(2)} S_{13}^{(2)} S_{22}^{(1)} S_{11}^{(4)} \left(1 - S_{11}^{(3)} S_{22}^{(2)}\right) - \\ - S_{23}^{(2)} S_{23}^{(2)} S_{11}^{(3)} S_{11}^{(4)} \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)}\right) - S_{12}^{(2)} S_{12}^{(2)} S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \left(1 - S_{11}^{(4)} S_{33}^{(2)}\right) ,$$

$S_{ij}^{(1)}, S_{ij}^{(2)}, S_{ij}^{(3)}, S_{ij}^{(4)}$ – коэффициенты матриц рассеяния четырехполосника 1, шестиполосника 2 и четырехполосников 3, 4.

В выражениях (1.84, ... ,1.87) коэффициенты $S_{ij}^{(2)}$ относятся к устройству, влияние которого на выходные параметры требуется определить. Коэффициенты $S_{ij}^{(1)}, S_{ij}^{(3)}, S_{ij}^{(4)}$ представляют собой численные значения параметров рассеяния устройств 1, 3, 4 в обозначениях рис.1.20, полученные в результате свертывания схемы СРМ. При необходимости эти значения можно аппроксимировать степенным полиномом в диапазоне частотной расстройки и получить аналитические выражения.

Чувствительность коэффициентов передачи СРМ можно определить методом малых приращений [55], используя выражения (1.84, ...,1.87). Для этого необходимо повторно вычислить значения коэффициентов матрицы рассеяния $S_{ij}^{(2)}$ после изменения значений параметров x_k и для этих новых значений определить модуль и фазу коэффициентов передачи СРМ после изменения значений коэффициентов $S_{ij}^{(2)}$. Чувствительность схемы получается как отношение приращения коэффициента передачи СРМ к приращению входного параметра

$$\frac{dS_{ij}^{(1,2,3,4)}}{dx_k} \cong \frac{S_{ij}^{(1,2,3,4)}(x_k + \Delta x_k) - S_{ij}^{(1,2,3,4)}(x_k - \Delta x_k)}{2\Delta x_k} . \quad (1.88)$$

Точность вычислений по приведенной формуле возрастает с уменьшением Δx_k . Таким образом, согласно методу малых приращений, для определения чувствительности цепи относительно m -параметров, необходимо анализировать цепь $2m$ раз. Недостатком метода (1.88) является

необходимость вычисления разностей близких значений, что может привести к большим погрешностям. Кроме того, при больших значениях Δx_k точность выражения (1.88) снижается. Из-за этих недостатков более предпочтительным является определение чувствительности в аналитическом виде путем дифференцирования выражений (1.84), ... , (1.87) по интересующим нас компонентам. Для модуля и фазы коэффициента передачи (1.87) выражения для чувствительности имеют вид [36]

$$dS_{ij}^{(1,2,3,4)} / dS_{ij}^{(2)} = S_{ij}^{(1,2,3,4)} \operatorname{Re} \left[\left(S_{ij}^{(1,2,3,4)} \right)^{-1} dS_{ij}^{(1,2,3,4)} / dS_{ij}^{(2)} \right] , \\ d\varphi_{ij}^{(1,2,3,4)} / dS_{ij}^{(2)} = \operatorname{Im} \left[\left(S_{ij}^{(1,2,3,4)} \right)^{-1} dS_{ij}^{(1,2,3,4)} / dS_{ij}^{(2)} \right] .$$

Если необходимо определить чувствительность коэффициента передачи цепи относительно вектора параметров \mathbf{x} , определяющих значения коэффициентов передачи

$$S_{ij}^{(2)} = S(x_1, \dots, x_m) = S_{ij}^{(2)}(\mathbf{x}) ,$$

то приращение функции $S_{ij}^{(1,2,3,4)}$ определяется полной производной

$$dS_{ij}^{(1,2,3,4)} = \sum \left(dS_{ij}^{(1,2,3,4)} / dS_{ij}^{(2)} \right) dS_{ij}^{(2)} ,$$

которая называется многопараметрической чувствительностью [36]. Использование ее для определения допустимых разбросов компонент вектора входных параметров приводит к неправильному результату при допущении, что относительные изменения параметров $\Delta x_k / x_k$ равны наихудшему из возможных – допуску $\pm \Delta x_k$. На практике это встречается крайне редко. Отношения $\Delta x_k / x_k$ следуют статистическому распределению, которое определяет вероятность появления данного значения $\Delta x_k / x_k$ и подчиняется какому-либо закону распределения. При этом приращение $\Delta S_{ij} / S_{ij}$ становится также случайной величиной с некоторым статистическим распределением, которое можно определить методом Монте-Карло [91, 167, 168]. При реализации метода Монте-Карло значения компонент вектора параметров $S_{ij}^{(2)}(\mathbf{x})$ генерируются в виде последовательности случайных чисел в соответствии с реальными законами распределения. Для каждой

реализации вектора параметров определяются значения коэффициентов матрицы рассеяния $S_{ij}^{(2)}$ устройства 2 (рис.1.20), влияние которого на параметры рассеяния $S_{ij}^{(1,2,3,4)}$ исследуются. Эти значения подставляются в одно из выражений (1.84), ..., (1.87), соответствующее исследуемой цепи и получают совокупность значений $S_{ij}^{(1,2,3,4)}$. Для аппроксимации реального закона распределения вычисляются начальный момент первого порядка и центральные моменты до четвертого включительно, поскольку они определяют вид функции распределения. Параметры функции распределения также вычисляются по определенным центральным моментам.

Зная статистические характеристики выходной функции при известных статистических характеристиках компонент вектора входных параметров можно определить статистическую чувствительность цепи при произвольном распределении компонент вектора входных параметров, относительно которого исследуется чувствительность. При достаточно общих условиях, особенно для устройства 2 на рис.1.20, с большим числом компонент вектора входных параметров, распределение приращенения хорошо аппроксимируется нормальным законом с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2(\Delta S / S)$. Из свойств нормального распределения следует, что в 68% случаев приращение будет лежать в интервале $\pm\sigma(\Delta S / S)$, в 95% случаев – в интервале $\pm 2\sigma(\Delta S / S)$.

Таким образом, применяя метод [91, 167, 168] к выражениям (1.84), ..., (1.87), можно определить статистическую чувствительность СРМ относительно параметров ее составных частей при произвольном распределении компонент вектора входных параметров.

При построении алгоритма вероятностно-статистического анализа (ВСА) каналов СРМ воспользуемся свойствами структуры разветвленной системы. Рассмотрим СРМ рис.1.21,а. Пусть нам необходимо выполнить ВСА канала, обозначенного на рис.1.21,а пунктиром. Расчленим СРМ на подсистемы 1, ..., 6. Для подсистем 1, ..., 3 известны матрицы рассеяния, внутренние параметры, связь между внутренними параметрами и выходными характеристиками. Для подсистем 4, ..., 6 известны вероятностно-статистические характеристики коэффициентов отражений S_{44}, S_{55}, S_{66} соответственно. С учетом изложенного, схема рис.1.21,а преобразуется в цепь рис.1.21,б. Для этой цепи, используя, например, алгоритм (1.35), формулы (1.63) и выражения (1.85), можно провести ВСА и определить выходные характеристики канала при изменениях внутренних параметров подсистем 1, ..., 3 и внешних воздействий S_{44}, S_{55}, S_{66} . Аналогичный алгоритм может

быть применен и для определения параметров S_{44}, S_{55}, S_{66} подсистем 4, ..., 6 или любых других каналов системы рис.1.21,а. Предложенный метод распространяется практически на разветвленные СВЧ-цепи любой сложности и может иметь лишь одно ограничение – время, в течение которого может быть решена поставленная задача.

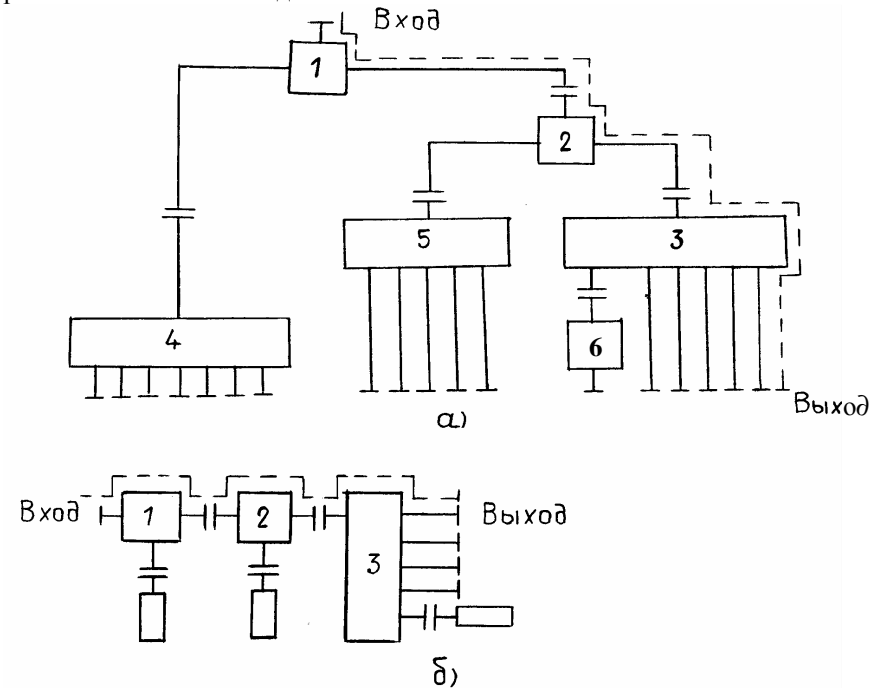


Рис1.21. Схема замещения системы распределения мощности

1.5. Эффективность методов анализа

Попытки сопоставить эффективность методов анализа СВЧ-устройств предпринимались различными исследователями. Одним из показателей эффективности вычислительных алгоритмов является количество мультипликативных операций. До настоящего времени в литературе имеются противоречивые сведения о количестве операций прямых матричных методов и циклических. Авторы работ [105, 106] показали, что циклические методы имеют меньшее количество операций умножения по сравнению с прямыми матричными методами. Авторы работы [159] делают противоположный вывод. В работе [200] приводятся данные о том, что циклический метод [86]

является медленным, имея в виду формулу (1.35). Такие разноречивые сведения связаны, с одной стороны, со сложностью оценки эффективности, так как для того, чтобы корректно оценить тот или иной алгоритм, необходимо его реализовать на ЭВМ и провести всесторонние испытания при расчете реальных устройств различной сложности, а, с другой стороны, с формальным подходом к подсчету количества операций.

Об эффективности циклических алгоритмов свидетельствуют факты их использования в системах автоматизированного проектирования СВЧ-устройств. Так, метод (1.35) применен в крупной САПР [1, 2], циклические алгоритмы, подобные (1.35), использованы в САПР []. В данном подразделе дается оценка эффективности расчета параметров СВЧ-устройств различными методами по критерию – количество мульти-пликативных операций.

Определим количество операций умножений и делений для приведения системы уравнений (1.11) к системе (1.13), у которой клеточная матрица $[S_{12}]$ равна нулю. В квадратной матрице системы (1.11) все элементы строки M , кроме элемента $S_{K+M, K+M}$, умножим на величину $S_{K+M-1, K+M} / S_{K+M, K+M}$, полученные элементы вычтем из строки $K+M-1$. В результате на месте элемента $S_{K+M, K+M}$ получим нуль. Проведем аналогичные операции для строк $K+M-2, \dots, 1$, получим нули во всех клетках столбца $K+M$, кроме клетки $K+M, K+M$. При этом количество операций умножения и деления будет равно произведению

$$(K+M)(K+M-1).$$

Действуя аналогичным образом, получим нули в столбцах $K+M-1$ во всех клетках, кроме клеток $K+M-1, K+M-1; K+M, K+M-1$. При этом количество операций умножения и деления будет

$$(K+M-1)(K+M-2).$$

Описанную процедуру проведем для $K+M-2, K+M-3, \dots, K+1$ столбцов. Количество операций умножения и деления определится как сумма ряда

$$N_1 = (K+M)(K+M-1) + (K+M-1)(K+M-2) + \dots + (K+1)K. \quad (1.89)$$

Преобразуем выражение (1.89) добавлением и вычитанием конечных сумм с целью приведения к табличным значениям

$$\begin{aligned} N_1 &= (K+M)(K+M-1) + \dots + (K+1)K + K(K-1) + \dots + 2 \times 1 - \\ &- [K(K-1) + \dots + 2 \times 1] = 2 \times 1 + 3 \times 2 + \dots + (K+M)(K+M-1) - \\ &- [2 \times 1 + 3 \times 2 + \dots + K(K-1)] = 2^2 - 2 + 3^2 - 3 + \dots + (K+M)^2 - (K+ \\ &+ M) + 1 - 1 - [2^2 - 2 + 3^2 - 3 + \dots + K^2 - K + \dots + 1 - 1] = [1^2 + 2^2 + 3^2 + \\ &+ \dots + (K+M)^2] + [1 + 2 + 3 + \dots + K] - [1^2 + 2^2 + 3^2 + \dots + K^2] - \\ &- [1 + 2 + 3 + \dots + (K+M)] - [1^2 + 2^2 + 3^2 + \dots + K^2] - [1 + 2 + 3 + \dots + K + M] = \\ &= (K+M)(K+M+6)[2(K+M)+1]/6 + K(K+1)/2 - K(K+1)(2K+1)/6 - \\ &- (K+M)(K+M-1)/2 = 1/3M^3 + M^2K + 1/3M(2K^2+1). \quad (1.90) \end{aligned}$$

Количество операций умножения при расчете характеристик СВЧ-устройств через параметры проводимости определим, исходя из следующих предпосылок. Поскольку количество внешних плеч K , внутренних M , то после соединения внутренних плеч для определения матрицы проводимости относительно внешних плеч нужно исключить $M/2$ переменных. Система уравнений (1.17) имеет размерность $K+M/2$. Количество операций умножения для исключения $M/2$ уравнений определим по формуле (1.90), подставив в нее вместо M величину $M/2$

$$N' = 1/24M^3 + 1/4M^2K + 1/6M(2K^2+1).$$

При этом мы получим матрицу проводимости относительно внешних плеч, имеющую размерность $K \times K$. Для преобразования матрицы $[Y]$ в матрицу $[S]$ нужно еще K^3 операций. Таким образом, общее количество операций будет

$$N^0 = 1/24M^3 + 1/4M^2K + 1/6M(2K^2+1) + K^3. \quad (1.91)$$

Если элементы, составляющие устройство, заданы матрицами рассеяния, то необходимо еще перевести параметры рассеяния в параметры проводимости. Для этого потребуется еще какое-то количество операций, которое определяется в зависимости от структуры устройства.

Количество операций умножения для реализации метода (1.23) состоит из операций обращения матрицы $\{[C] - [S_{22}]\}$, перемножения матриц $[S_{12}]$ на $\{[C] - [S_{22}]\}^{-1}$ и результирующей матрицы на $[S_{21}]$ и требует M^2K и K^2M операций соответственно. Общее количество операций для реализации метода (1.23)

$$N = M^3 + M^2K + K^2M, \quad (1.92)$$

где K и M – количество свободных и связанных плеч соответственно.

Оценим количество операций умножения, необходимых для осуществления циклического метода (1.35). Так же, как и в предыдущих случаях, зададим количество внешних плеч K , внутренних (соединяемых) M . Количество операций умножения рассчитаем, учитывая в формуле (1.33) перемножение трех матриц и обращение матрицы второго порядка $M/2$ раз. Причем индексы K каждый раз умножаются на два. На первом цикле количество операций будет

$$N_1 = 4K' + 2K' + 6, \quad (1.93)$$

где $K' = K + M - 2$. На втором и последующих циклах K' в формуле (1.93) изменяется на 2 от $K + M - 4$ до K . Общее количество операций определяется как сумма операций на $M - 2$ -х циклах

$$\begin{aligned} N &= 4[(K + M - 2) + (K + M - 4) + \dots + K] + \\ &+ 2[(K + M - 2)^2 + (K + M - 4)^2 + \dots + K^2] + 6M/2 = \\ &= 4[1 + 3 + 5 + \dots + K - 2 + K + \dots + K + M - 2] - [1 + 3 + \dots + K - 2] + \\ &+ 2\left\{1 + 3^2 + 5^2 + \dots + (K - 2)^2 + K^2 + \dots + (K + M - 2)^2\right\} - [1 + 3^2 + 5^2 + \dots + \\ &-(K - 2)^2] + 3M = \left\{(K - 1 + M)^2 - (K - 1)^2\right\} + 1/3\left\{(K - 1 + M)\left[(K - 1 + M)^2 - 1\right] - \right. \\ &-(K - 1)\left[(K - 1)^2 - 1\right]\left.\right\} + 3M = \left\{2(K - 1)M + M^2\right\} + \left\{M^3/3 + M^2(K - 1) + M(K^2 - \right. \\ &\left. - 2K + 2/3)\right\} + 3M = M^3/3 + M^2K + M(K^2 + 5/3). \quad (1.94) \end{aligned}$$

Для определения количества операций умножения при методе (1.25) обозначим через K_1 , K_2 количество свободных плеч первого и второго многополюсников соответственно. Размеры матриц в выражении (1.25) (строки \times столбцы)

$$\begin{aligned} [S_{11}^{(1)}] - K_1 \times K_1, & \quad [S_{11}^{(2)}] - K_2 \times K_2, \\ [S_{12}^{(1)}] - M/2 \times K_1, & \quad [S_{12}^{(2)}] - M/2 \times K_2, \\ [S_{21}^{(1)}] - K_1 \times M/2, & \quad [S_{21}^{(2)}] - K_2 \times M/2, \\ [S_{22}^{(1)}] - M/2 \times M/2, & \quad [S_{22}^{(2)}] - M/2 \times M/2. \end{aligned}$$

Количество операций умножения будет состоять из перемножения двух матриц размерами $M/2 \times M/2$ каждая, обращения методом Гаусса матрицы такого же порядка, перемножения четырех матриц размерами $M/2 \times K_1$, $M/2 \times M/2$, $M/2 \times M/2$, $K_1 \times M/2$ соответственно, перемножения трех матриц размерами $M/2 \times K_1$, $M/2 \times M/2$, $K_1 \times M/2$ перемножения трех матриц размерами $M/2 \times K_2$, $M/2 \times M/2$, $K_2 \times M/2$. Результирующее количество операций при применении метода (1.25) рассчитывается по формуле

$$N = 1/4M^3 + 3/4KM^2 + (K_1^2 + K_2^2)M. \quad (1.95)$$

где $K = K_1 + K_2$.

При использовании метода (1.27) матрицы имеют размерность

$$\begin{aligned} [S_1] - K \times K, \quad [D] - M/2 \times K, \quad [M] - M/2 \times M/2, \\ [H] - M/2 \times M/2, \quad [F] - M/2 \times K. \end{aligned}$$

Количество операций умножения будет состоять из перемножения двух матриц размерами $M/2 \times M/2$, обращения методом Гаусса матрицы такого же порядка, перемножения четырех матриц размерами $M/2 \times K$, $M/2 \times M/2$, $M/2 \times M/2$, $K \times M/2$ соответственно. Количество операций умножения рассчитывается по формуле

$$N = 1/4M^3 + 1/2KM^2 + 1/2K^2M. \quad (1.96)$$

Количество операций умножения при применении первого и второго способов решения системы уравнений (1.28) рассчитано в работе [275] и определяется формулами

$$N_I = 7/48M^3 + 5/8KM^2 + 1/2M(K^2 + 0,5K + 5/6), \quad (1.97)$$

$$N_{II} = 1/6M^3 + 1/2KM^2 + 1/2M(K^2 + K_1K_2 + 2/3). \quad (1.98)$$

Оценим количество операций умножения, необходимых для определения параметров рассеяния соединения шестиполосника с многополюсниками с помощью метода (1.47). Операций умножения в формулах (1.48) и (1.43) – 12 и 24 соответственно. Количество операций умножения в формуле (1.47) определяется как результат перемножения матриц $[D]$ из (1.36), матрицы $[X]$ из (1.37), матрицы $[F]$ из (1.36), в которых учтены условия (1.46),

$$N' = m^2 + 2mk - 1,$$

где k – номер последнего свободного плеча первого многополюсника рис.1.8. Общее количество операций умножения при соединении шестиполосника и двух многополюсников будет

$$N = m^2 + 2mk + 35.$$

Чтобы получить сопоставимые с другими методами результаты по количеству операций умножения, определим количество операций, необходимых для расчета соединений шестиполюсников в цепь, имеющую 2^n выходов (см. схему рис.1.9). Простейшим соединением цепи рис.1.9 является соединение трех шестиполюсников (устройств с количеством выходов 2^2). Таких соединений в цепи – 2^{n-2} . Вторым типом соединения является соединение шестиполюсника с двумя устройствами с количеством выходов 2^2 . Этим соединений будет 2^{n-3} . Все типы соединений, которые присутствуют в цепи типа рис.1.9, определяются соотношением

$$2^{n-i} \text{ соответствует } 2^i, \quad (1.99)$$

где i изменяется от 2 до n . В записи (1.99) 2^{n-i} – количество соединений, 2^i – количество выходов соединяемых многополюсников. Количество плеч в каждом из соединяемых многополюсников равно

$$k_i = 2^{i-1} + 1,$$

количество плеч в результирующем многополюснике $m_i = 2^i + 1$. Общее количество операций умножения и деления определяется как сумма всех операций, получающихся при расчете всех типов соединений. С учетом формулы (1.99) можно получить

$$\begin{aligned} N &= 2^n \sum_{i=2}^n (2^{i+1} + 38 \times 2^{-i} + 5) = \sum_{i=2}^n \left(2^{n-1} \left[(2^i + 1)^2 + 2(2^i + 1)(2^{i-1} + 1) + 35 \right] \right) = \\ &= 2^n \left[8(2^{n-1} - 1) + 19(1 - 1/2^{n-1}) + 5(n-1) \right]. \end{aligned} \quad (1.100)$$

Для сопоставления расчетов по формуле (1.100) и формулам по определению количества операций, полученными другими методами, отметим, что в цепи типа рис.1.9 количество свободных и связанных плеч соответственно равно

$$\begin{aligned} K &= 2^n + 1, \\ M &= 3(2^n - 1) - (2^n + 1) = 2(2^n - 2). \end{aligned}$$

Полученные формулы для определения количества операций умножения различными методами приведены в таблице 1.1.

Сопоставим количество операций, необходимых для реализации различных методов для системы, имеющей $\cong 10^4$ выходных каналов. Учитывая выражения (1.6, 1.7), преобразуем формулы таблицы 1.1 к более простому виду и сведем их в таблицу 1.2. Отметим, что при преобразовании выражения (1.100) были использованы допущения и равенства

$$M = 2^{n+1}, \quad \ln M = (n+1) \ln 2, \quad n = \ln M / \ln 2 - 1.$$

Таблица 1.1

№	Метод	Формула для расчета количества операций	Примечание
1	(1.14)	$\frac{1}{3}M^3 + M^2K + \frac{1}{3}M(2K^2 + 1)$	Общий метод
2	(1.23)	$M^3 + M^2K + MK^2$	Общий метод
3	(1.35)	$\frac{1}{3}M^3 + M^2K + M\left(K^2 + \frac{5}{3}\right)$	Общий метод
4	(1.25)	$\frac{1}{4}M^3 + \frac{3}{4}M^2K + M(K_1^2 + K_2^2)$	Частный метод
5	(1.27)	$\frac{1}{4}M^3 + \frac{1}{2}M^2K + \frac{1}{2}MK^2$	Частный метод
6	(1.28)	$\frac{4}{78}M^3 + \frac{5}{8}M^2K + \frac{1}{2}M\left(K^2 + 0,5K + \frac{5}{6}\right)$	Частный метод
7	(1.28)	$\frac{1}{6}M^3 + \frac{1}{2}M^2K + \frac{1}{2}M\left(K^2 + K_1K_2 + \frac{2}{3}\right)$	Частный метод
8	(1.52)	$2^n \left[8(2^{n-1}) + 19\left(1 - \frac{1}{2^{n-1}}\right) + 5(n-1) \right]$ $M = 2(2^n - 2), \quad K = 2^n \pm 1$	Частный метод
9	(1.19)	$\frac{1}{24}M^3 + \frac{1}{4}M^2K + \frac{1}{6}M(2K_1^2 + 1) + K^3$	Общий метод

Некоторые результаты расчета количества операций различными методами для СРМ на 128, 512, 8192 канала приведены в таблице 1.2. Из таблицы 1.2 видно, что циклический специализированный метод для расчета СРМ имеет на несколько порядков меньшее количество операций по сравнению с другими методами. Из формул таблицы 1.2 также следует, что в специализированном циклическом методе количество вычислительных операций пропорционально квадрату числа соединяемых плеч, в то время как в других методах это количество пропорционально кубу соединяемых плеч. Отметим, что определение количества операций для метода (1.35) предполагало полное заполнение всей матрицы коэффициентами. На самом же деле матрица существенно разрежена. Степень разрежения тем больше, чем больше количество элементов, составляющих цепь. Поэтому при соответствующей организации вычислительного процесса количество операций существенно меньше, чем дается формулой (1.94). Циклические методы и являются

соответствующим образом организован-ные вычислительные процессы. В этом плане их можно рассматривать как модификацию метода исключения Гаусса, но для сильно разреженной матрицы.

Таблица 1.2

№	Метод	Формулы для определения количества операций	$n=6$ $N=128$ $M=256$	$n=8$ $N=512$ $M=1024$	$n=12$ $N=8192$ $M=16384$
1	(1.12)	M^3	$16,8 \times 10^6$	$1,07 \times 10^9$	$4,4 \times 10^{12}$
2	(1.21)	$\frac{19}{12}M^3$	$26,6 \times 10^6$	$1,7 \times 10^9$	7×10^{12}
3	(1.35)	$\frac{13}{12}M^3$	$18,2 \times 10^6$	$1,16 \times 10^9$	$4,8 \times 10^{12}$
4	(1.25)	$\frac{3}{4}M^3$	$12,6 \times 10^6$	$0,8 \times 10^9$	$3,3 \times 10^{12}$
5	(1.27)	$\frac{5}{8}M^3$	$10,5 \times 10^6$	$0,67 \times 10^9$	$2,7 \times 10^{12}$
6	(1.28)	$\frac{7}{12}M^3 + \frac{1}{8}M^2$	$9,8 \times 10^6$	$0,62 \times 10^9$	$2,56 \times 10^{12}$
7	(1.28)	$\frac{55}{96}M^3$	$9,6 \times 10^6$	$0,62 \times 10^9$	$2,5 \times 10^{12}$
8	(1.52)	$M^2 + [2,5(\ln M / \ln 2 - 1) + 3]M$	$7,1 \times 10^4$	$1,11 \times 10^6$	$2,7 \times 10^8$
9	(1.19)	$\frac{1}{4}M^3$	$4,2 \times 10^6$	$0,27 \times 10^9$	$1,1 \times 10^{12}$

Отметим еще ряд существенных преимуществ циклических методов по сравнению с прямыми матричными методами и их модификациями. Применение прямых матричных методов подразумевает оперирование с элементами матриц, расположенными на главной диагонали [см. формулу (1.14)]. При расчете СВЧ-устройств на главной диагонали располагаются коэффициенты отражения элементов, которые в правильно спроектированной системе, а также в диапазоне частот принимают значения, близкие к нулю. Если не принимать специальных мер по перестановке строк и столбцов матриц для того, чтобы "убрать" с главной диагонали коэффициенты, близкие

к нулю, то возникают большие погрешности в вычислениях. Циклические методы свободны от этого недостатка. В этом легко убедиться, обратившись к формуле (1.35), в которой знаменатель при расчете практических устройств существенно отличается от нуля.

При расчете циклическими методами мы оперируем с элементами матриц рассеяния отдельных устройств, подставляя их в одну или несколько формул. При этом совершенно неприципиально откуда брать эти элементы – с магнитных носителей, вводить с устройства ввода или организовать в оперативной памяти динамические массивы. В прямых матричных методах мы оперируем матрицами и если порядок матриц высокий, то неизбежно ограничивается объем решаемых задач. Расчет устройств с помощью циклических методов на каждом цикле имеет ясный физический смысл – соединяются два или несколько плеч и получаются промежуточные устройства, параметры которых можно измерить или осмыслить и убедиться в их достоверности. Промежуточные операции в прямых матричных методах не несут такой полезной информации.

1.6. Синтез структуры системы распределения мощности

Любая СРМ осуществляет распределение сигнала с одного или нескольких входов между многими выходами. Может быть большое количество конкретных реализаций СРМ. Выбор того или иного варианта СРМ зависит от закона распределения мощности между выходными каналами, конструкции радиоэлектронной системы, для которой проектируется СРМ, технических возможностей элементной базы, требований к параметрам системы. Синтез системы СРМ является важным этапом проектирования РЭС в целом. На этом этапе рассматриваются варианты конструктивного и схемного построения СРМ, выбираются двухканальные элементы деления, производится сопоставление вариантов. Большинство СРМ являются объемными конструкциями, состоящими из нескольких рядов (слоев). Каждый ряд представляет собой линейную СРМ с одним или несколькими входами. Ряд может представлять собой также линейный делитель мощности с требуемым делением. Примером многослойной объемной системы может являться конструкция, изображенная на рис.1.5 и выполненная из линейных делителей. В дальнейшем рассматривается синтез объемных и линейных структур СРМ.

Синтез структуры объемной СРМ. Синтез структуры объемной СРМ существенно упрощается, если допустить, что все элементы, входящие в

каналы системы, согласованы. При кажущейся "грубости" такого допущения конечный результат (структура СРМ, типы и количество элементов) бывает положительным и требует уточнения только отдельных деталей, которое производится после исследования строгой математической модели и экспериментальной отработки фрагментов СРМ. Используя сделанное допущение, из соотношений (1.52) следует, что коэффициент передачи любого канала СРМ равен произведению коэффициентов, составляющих канал. Это свойство позволяет синтезировать структуру СРМ по заданному распределению мощности между выходными каналами.

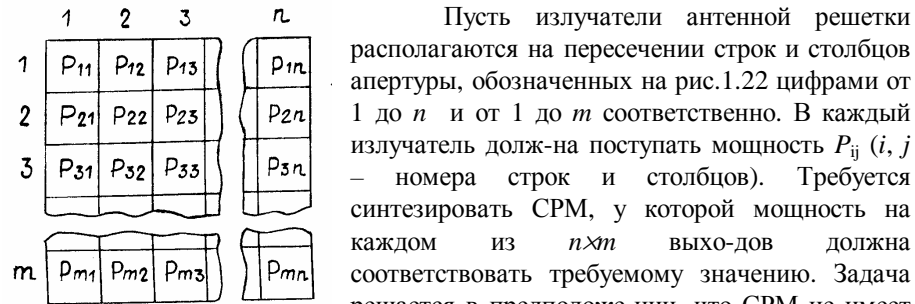


Рис.1.22. Схема апертурной решетки

Пусть излучатели антенной решетки располагаются на пересечении строк и столбцов апертурной решетки, обозначенных на рис.1.22 цифрами от 1 до n и от 1 до m соответственно. В каждый излучатель должна поступать мощность P_{ij} (i, j – номера строк и столбцов). Требуется синтезировать СРМ, у которой мощность на каждом из $n \times m$ выходов должна соответствовать требуемому значению. Задача решается в предположении, что СРМ не имеет потерь, как диссипативных (потерь рассеяния), так и реактивных (потерь на отражение). Мощность, подводимая ко входу системы $P_{ВХ}$, равна сумме мощностей на выходах

$$P_{ВХ} = \sum_{\substack{i=1,2,\dots,n \\ j=1,2,\dots,m}} P_{ij} .$$

Разделим аперттуру рис.1.22 на K частей. Задача синтеза структуры СРМ в этом случае будет состоять в следующем. Необходимо синтезировать структуру делителя (или делителей), возбуждающего каждую K -тую часть аперттуры, и структуры делителей каждой K -той части аперттуры. Если задана мощность на входах излучателей, то мощность на входе делителя любой K -той части будет

$$P_k = \sum P_{ij} , \quad (1.101)$$

где k – номера строк и столбцов K -той части аперттуры. Поскольку мощности P_k являются мощностями на выходах делителя, возбуждающего K -тые части аперттуры, то мощность на входе этого делителя

$$P_{ВХ} = \sum_{k=1}^K P_k . \quad (1.102)$$

Таким образом, синтез структуры СРМ сводится к решению частных задач синтеза структур делителей, имеющих заданные мощности на выходах, связанные с мощностями на входах соотношениями (1.101,1.102)

Синтез линейной СРМ с несколькими входами. Пусть имеется K источников СВЧ энергии, каждый источник может отдавать в согласованную нагрузку мощность $P_{i(k)}$ ($i=1, \dots, k$). Мощность всех K источников должна быть распределена между n приемниками так, чтобы в каждый i -тый приемник поступал уровень мощности $P_{i(n)}$ ($i=1, \dots, n$). Требуется между K источниками и n приемниками создать такую распределительную систему, которая осуществляла бы поставленную задачу распределения энергии. При этом к системе предъявляются два основных требования:

1. Система должна иметь максимальный коэффициент полезного действия. То есть желательно, чтобы вся мощность источников поступала бы в приемники

$$\sum_{i=1}^k P_{i(k)} = \sum_{i=1}^n P_{i(n)} . \quad (1.103)$$

2. Отклонение мощности, поступающей в приемники, от заданного закона должно быть в определенных ограничениях.

Тривиальное решение поставленной задачи заключается в суммировании K источников с помощью сумматора мощности и последующее распределение мощности между n приемниками. Недостаток этого решения – неоптимальная структура системы "суммирование-деление" очевиден. Нетривиальный путь решения такой задачи состоит в следующем. Выберем из n значений мощностей, поступающих в приемники, K групп так, чтобы в каждой K -той группе не было одних и тех же величин. Выбор каждой K -той группы осуществим так, чтобы сумма мощностей, поступающих в приемники K -той группы, минимально отличалась от величины мощности K -го источника. Математически это условие можно записать так

$$P_{i(k)} - \sum_{i=k(n)} P_{i(n)} \rightarrow \min , \quad (1.104)$$

где $k_{i(n)}$ – группа приемников, соединенных с i -тым источником.

Изложенное иллюстрируется рис.1.23.

Таким образом, решение задачи о передаче мощности K источников к n приемникам сводится к нахождению K решений распределения мощности от одного источника к группе приемников.

Поскольку очевидно, что условие (1.104) выполняется с различной степенью приближения, а также учитывая, что СРМ имеет потери, после

определения групп приемников, питающихся от соответствующих источников, необходимо учитывать на сколько отличается закон распределения мощности от требуемого. Если отличия приемлемы, то на этом синтез структуры СРМ можно считать законченным. Если отличия от закона распределения недопустимы, то необходимо искать компромиссы между тривиальным и нетривиальным решениями.

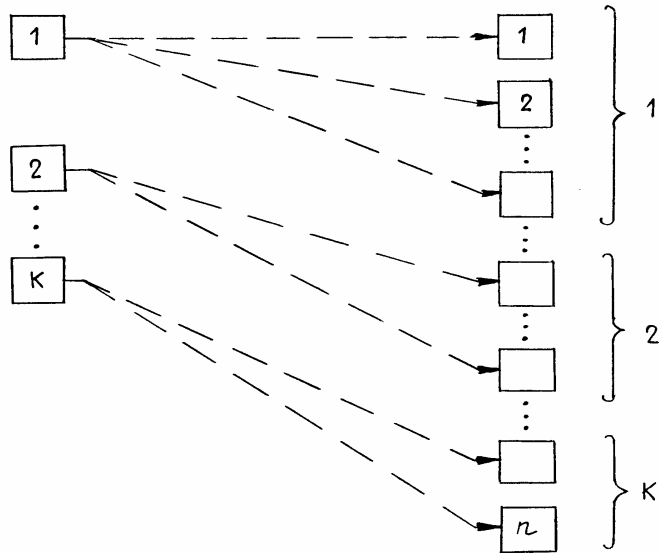


Рис 1.23. Схема распределения мощности от K источников к n приемникам

Синтез структуры многоканального делителя, выполненного из двухканальных элементов. Исходными данными для синтеза структуры многоканального делителя являются величины мощностей, которые необходимо обеспечить в выходных каналах. Результатом синтеза структуры делителя должна быть его схема и коэффициенты деления двухканальных элементов. Если задано количество выходных каналов N , то схема реализации делителя может быть разнообразной: последовательная (рис.1.10), параллельная (рис.1.9), смешанная (рис.1.12). Можно показать, что делитель на N каналов содержит $N - 1$ двухканальных элементов деления. Одним из важных критериев выбора двухканальных элементов являются величины коэффициентов деления, показывающие во сколько раз амплитуда поля в одном канале больше (меньше) амплитуды поля в другом. Коэффициент деления по полю (напряжению) обозначается через K , как указано выше, а коэффициент деления по мощности – K^2 . Используя соотношения для коэффициентов передачи каналов (1.52), для делителей без потерь,

выполненных из двухканальных элементов, получим формулы для расчета коэффициентов деления делителей смешанного и последовательного типов [118, 159]. Коэффициенты деления элементов для делителя смешанного типа

$$K^2(i, j) = \sum_1 / \sum_2, \quad (1.105)$$

для делителя последовательного типа

$$K^2(i) = \sum_1 / \sum_3, \quad (1.106)$$

где i – номер ряда элемента деления в делителе смешанного типа или номер элемента деления в делителе последовательного типа; j – номер элемента деления в ряду делителя последовательного типа; $K^2(i, j), K^2(i)$ – коэффициенты деления элемента ряда i с номером j делителя смешанного типа и элемента i последовательного делителя соответственно; \sum_1 – сумма мощностей, которая должна быть на выходах многоканального делителя, присоединяемого к плечу 2 j -го элемента i -го ряда для делителя смешанного типа, или сумма мощностей, которая должна быть на выходах многоканального делителя, присоединяемого к плечу 2 i -го элемента для делителя последовательного типа; \sum_2 – то же, что и \sum_1 , но для плеча 3 в случае делителя смешанного типа; \sum_3 – мощность на выходе 3 i -го элемента делителя последовательного типа.

Коэффициенты деления в совокупности с другими параметрами позволяют произвести выбор двухканальных элементов деления, из которых можно построить систему деления в целом. Выбор элементов деления и получение формул (1.105, 1.106) предполагали, что элементы не имеют отражения на выборе двухканальных элементов деления. Потери могут повлиять на величину коэффициентов деления двухканальных делителей. Поэтому, после того, как двухканальные делители для СРМ выбраны, в структуру СРМ введены соединительные линии и переходные элементы, необходимо провести корректировку вычисленных по выражениям (1.105, 1.106) коэффициентов деления с учетом потерь во всех элементах системы. Это можно сделать, если известны коэффициенты передачи всех элементов системы, учитывающие потери, и выполняется предположение об отсутствии отражений от элементов.

Определение коэффициентов деления элементов в системе с потерями производится путем пересчета мощностей на выходах системы через коэффициенты передачи элементов на входы соответствующих двухканальных делителей.

Выделим в i -том ряду системы j -тый элемент. К выходам 2 и 3 этого элемента подключены устройства, на выходах которых должны быть мощности P_1, P_2, \dots, P_k и P_{k+1}, \dots, P_l . Если известны коэффициенты передачи каналов этих устройств, то с помощью соотношения (1.52) можно показать, что мощности P_1, \dots, P_l будут на выходах устройств в том случае, если на входах устройств будут мощности

$$P_2 = |S_{21}|^2 P_1 + |S_{23}|^2 P_3 + \dots + |S_{2k}|^2 P_k, \quad (1.107)$$

$$P_3 = |S_{31}|^2 P_{k+1} + |S_{32}|^2 P_{k+2} + \dots + |S_{3l}|^2 P_l,$$

где $|S_{21}|^2, |S_{23}|^2, \dots, |S_{2k}|^2, |S_{31}|^2, |S_{32}|^2, \dots, |S_{3l}|^2$ – коэффициенты передачи по мощности, под которыми понимается произведение соответствующего коэффициента матрицы рассеяния устройства на комплексно сопряженную величину.

Поскольку P_2 и P_3 являются мощностями на выходах i -го двухканального делителя j -го ряда, то его коэффициент деления по мощности будет

$$K^2(i, j) = P_2 / P_3. \quad (1.108)$$

Применяя формулы (1.107, 1.108) к каждому делителю, можно определить все коэффициенты деления.

Синтез фазового распределения на выходах СРМ. В результате определения структуры СРМ, расчета коэффициентов деления, выбора элементов системы получается устройство, имеющее заданное амплитудное распределение между выходными каналами. Для этого устройства необходимо решить задачу получения на его выходах требуемого фазового распределения. Если фазовое распределение необходимо на одной фиксированной частоте, то задача решается путем включения в "короткие" каналы фазосдвигающих устройств с требуемой электрической длиной. Когда электрические длины каналов существенно отличаются друг от друга, то в диапазоне частот имеет место отклонение фаз коэффициентов передачи каналов от требуемого закона. В этом случае в каналы СРМ необходимо включать фазокомпенсирующие элементы []. Обычно к СРМ предъявляют требования к равномерности коэффициентов передачи каналов по амплитуде и линейности по фазе в диапазоне частот [128], что обычно и выполняется в правильно спроектированной системе [118, 125].

Пусть СРМ должна иметь на выходах распределение фаз коэффициентов передачи каналов, соответствующее ряду $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$ ($1, 2, 3, \dots, n$ – номера выходов). Фазы коэффициентов передачи каналов линейно зависят от частоты. Наклон фазочастотных характеристик каналов одинаковый

$$d\varphi_1 / df = d\varphi_2 / df = \dots = d\varphi_n / df. \quad (1.109)$$

Введем в каждый канал СРМ юстировочный фазовращатель, устанавливающий требуемое фазовое распределение на центральной частоте, и корректирующий фазовращатель, изменяющий наклон фазочастотных характеристик. Если фазовращатели согласованы, то фазы коэффициентов передачи будут

$$\varphi_i = \varphi_{gi} + \varphi_{Юi} + \varphi_{ki}, \quad (1.110)$$

где $\varphi_{gi}, \varphi_{Юi}, \varphi_{ki}$ – фазочастотные характеристики коэффициентов передачи каналов СРМ юстировочного и корректирующего фазовращателей соответственно. Продифференцируем выражение (1.110) по частоте

$$d\varphi_i / df = d\varphi_{gi} / df + d\varphi_{Юi} / df + d\varphi_{ki} / df. \quad (1.111)$$

Поскольку $\varphi(f)$ – линейные функции частоты, то производные от них представляют тангенс угла наклона ФЧХ к оси частот

$$tg\alpha_i = tg\alpha_{gi} + tg\alpha_{Юi} + tg\alpha_{ki}. \quad (1.112)$$

В соотношениях (1.110 – 1.112) первые члены в правых частях известны. Требуется определить ФЧХ юстировочного и корректирующего фазовращателей. Как уже отмечалось, юстировочным фазовращателем устанавливается требуемое фазовое распределение на центральной частоте. Поскольку самым простым юстировочным фазовращателем является отрезок линии переменной длины, то определить его характеристики (геометрические размеры, электрическую длину) достаточно просто. Тогда из выражений (1.109 – 1.112) можно определить требование к наклону ФЧХ корректирующего фазовращателя

$$tg\alpha_{ki} = tg\alpha_i - tg\alpha_{gi} - tg\alpha_{Юi}, \quad (1.113)$$

по которому можно выбрать или синтезировать сам фазовращатель.

Глава 2.

Трехплечий делитель мощности. Теория, элементы, математические модели

2.1. Модель отрезка линии передачи

Отрезок линии передачи (ЛП) – самый распространенный элемент в устройствах СВЧ. Однако, модель ЛП в терминах A , S , Y -параметров в литературе рассмотрена без учета потерь [149, 210, 211]. Параметры рассеяния ЛП с потерями [193] приведены для частного случая линии, нагруженной на комплексное характеристическое сопротивление. Будем характеризовать ЛП погонными сопротивлением $R_{0П}$, проводимостью G_0 , индуктивностью L_0 и емкостью C_0 . Матрица проводимости ЛП, полученная для втекающих токов из уравнения для длинной линии [203], имеет вид [126]

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} \operatorname{cth} \gamma l / z_B & -1 / (z_B \operatorname{sh} \gamma l) \\ -1 / (z_B \operatorname{sh} \gamma l) & \operatorname{cth} \gamma l / z_B \end{bmatrix}, \quad (2.1)$$

где $\gamma = \alpha + j\beta = [(R_{0П} + j\omega L_0)(G_0 + j\omega C_0)]^{0.5}$ – постоянная распространения,

$z_B = [(R_{0П} + j\omega L_0) / (G_0 + j\omega C_0)]^{0.5}$ – характеристическое сопротивление.

Матрица проводимости, нормированная по сопротивлениям z , включенным справа и слева от линии

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} z \operatorname{cth} \gamma l / z_B & -z (z_B \operatorname{sh} \gamma l) \\ -z (z_B \operatorname{sh} \gamma l) & z \operatorname{cth} \gamma l / z_B \end{bmatrix}. \quad (2.2)$$

Матрица рассеяния ЛП, полученная по формуле, связывающей Y и S -параметры [8], с учетом выражения(2.2)

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} \left\{ 2(1 + z \operatorname{cth} \gamma l / z_B) / \det[I + Y] \right\} - 1 & 2z / \{ z_B \operatorname{sh} \gamma l \det[I + Y] \} \\ 2z / \{ z_B \operatorname{sh} \gamma l \det[I + Y] \} & \left\{ 2(1 + z \operatorname{cth} \gamma l / z_B) / \det[I + Y] \right\} - 1 \end{bmatrix},$$

$$\det[I + Y] = (1 + z \operatorname{cth} \gamma l / z_B)^2 - (z \operatorname{cth} \gamma l / z_B)^2. \quad (2.3)$$

Если $\gamma = j\beta$ ($\alpha=0$, потери отсутствуют), то матрица рассеяния ЛП

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Таким образом, модель ЛП может быть представлена в виде матрицы проводимости $[\mathbf{Y}]$; рассеяния $[\mathbf{S}]$, характеризующей линию, включенную между двумя сопротивлениями, не равными характеристическому сопротивлению линии; рассеяния, характеризующей линию, включенную между двумя сопротивлениями, равными характеристическому сопротивлению линии; рассеяния, характеризующей линию без потерь и с потерями.

Наиболее общей и строгой является модель ЛП, заданная матрицей (2.3). Особенно, если это касается вопросов экспериментального изменения параметров линий, когда внутреннее сопротивление источника сигнала измерительного прибора и нагрузка линии не имеют реактивных составляющих.

2.2. Математическая модель резистора с поверхностным сопротивлением

Резистор в делителях мощности обычно выполняет роль балластного сопротивления или нагрузки какого-либо плеча. Наибольшее распространение получили резисторы с поверхностным сопротивлением, особенно в планарных структурах. На СВЧ длина резистора соизмерима с длиной волны электромагнитных колебаний и игнорирование этого факта приводит к существенным отличиям математической модели от физической.

Модель резистора получим, используя параметры линии с потерями. Обозначим через $R_{ПТ}$ сопротивление резистора постоянному току, l – длину резистора, λ – длину волны, $\delta = \Delta f / f_0$ – относительную частотную расстройку. Воспользуемся следующими понятиями $\sqrt{L_0 / C_0} = z_0$ – волновое сопротивление линии без потерь с поперечным сечением, равным поперечному сечению линии с включенным в нее резистором; $\omega \sqrt{L_0 / C_0} = 2\pi / \lambda$ – волновое число. Выразим длину резистора в долях четверти длины волны на центральной частоте

$$l = N\lambda_0 / 4.$$

Тогда сопротивление резистора постоянному току будет

$$R_{ПТ} = R_{0П} l = R_{0П} N\lambda_0 / 4.$$

Приравняем погонную проводимость G_0 нулю, что вполне допустимо для решаемой задачи. С учетом сделанных допущений и введенных обозначений, постоянная распространения, умноженная на длину, и характеристическое сопротивление линии с потерями будут [126]

$$\begin{aligned}
\gamma l &= j(N\pi/2)(1+\delta) \left\{ 1 - jR_{\text{ПТ}} / [z_0(N\pi/2)(1+\delta)] \right\}^{0.5} = (N\pi/2)(1+\delta) \times \\
&\times \left\{ \left\{ 0.5 \left[1 + \left(R_{\text{ПТ}} / [z_0(N\pi/2)(1+\delta)] \right)^2 \right]^{0.5} - 1 \right\}^{0.5} + \right. \\
&+ \left. j \left\{ 0.5 \left[1 + \left(R_{\text{ПТ}} / [z_0(N\pi/2)(1+\delta)] \right)^2 \right]^{0.5} + 1 \right\}^{0.5} \right\}, \\
z_B &= z_0 = \left\{ 1 - jR_{\text{ПТ}} / [z_0(N\pi/2)(1+\delta)] \right\}^{0.5} = \\
&= z_0 \left\{ \left\{ 0.5 \left[1 + \left(R_{\text{ПТ}} / [z_0(N\pi/2)(1+\delta)] \right)^2 \right]^{0.5} + 1 \right\}^{0.5} + \right. \\
&+ \left. j \left\{ 0.5 \left[1 + \left(R_{\text{ПТ}} / [z_0(N\pi/2)(1+\delta)] \right)^2 \right]^{0.5} - 1 \right\}^{0.5} \right\}. \quad (2.5)
\end{aligned}$$

После подстановки выражений (2.5) в формулы (2.1 – 2.3) получаем математическую модель резистора в соответствующих параметрах.

В ряде случаев модель резистора целесообразно представить цепочкой четырехполюсников. Главным образом это относится к случаю выполнения резистора с переменным профилем (рис.2.1,а) [126] и для справедливости утверждения о равенстве сопротивления малой части резистора на постоянном токе и на СВЧ.

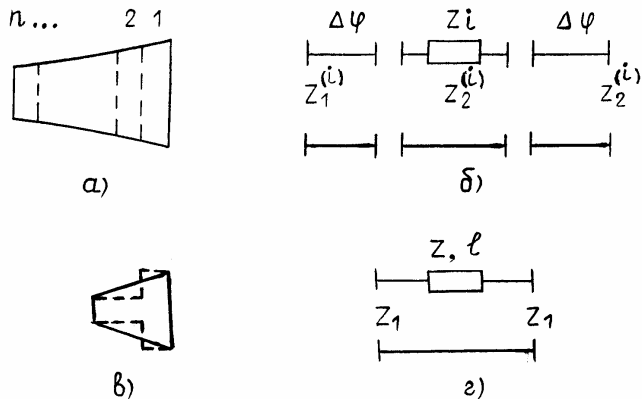


Рис.2.1. Резистор с переменным профилем (а), схема замещения части резистора (б), аппроксимация части резистора (в), схема резистора (г)

Для описания параметров резистора рис.2.1,а представим его в виде n частей. Каждую часть представим соединением последовательно включенного резистора в линию с сопротивлением z_i , двух отрезков линий без потерь с электрической длиной $\Delta\varphi$ и волновыми сопротивлениями $z_1^{(i)}$ и $z_2^{(i)}$ рис.2.1,б. Электрическая длина отрезка линии связана с геометрической длиной соотношением

$$\Delta\varphi = (2\pi l) / (2n\lambda) = [\pi N(1+\delta)] / (4n), \quad (2.6)$$

где n – число разбиений. Сопротивления $z_1^{(i)}$ и $z_2^{(i)}$ соответствуют волновым сопротивлениям линий передачи на границах разбиения резистора на части, а каждый i -тый криволинейный участок резистора аппроксимируется ступенькой рис.2.1,в. Матрица рассеяния соединения рис.2.1,б определяется через матрицы рассеяния отдельных секций и имеет вид [126]

$$\begin{aligned}
&\begin{bmatrix} (z^{(i)} / z_1^{(i)} + z_2^{(i)} / z_1^{(i)} - 1) e^{-j2\Delta\varphi_i} & 2\sqrt{z_2^{(i)} / z_1^{(i)}} e^{-j2\Delta\varphi_i} \\ 2\sqrt{z_2^{(i)} / z_1^{(i)}} e^{-j2\Delta\varphi_i} & -(z^{(i)} / z_1^{(i)} + z_2^{(i)} / z_1^{(i)} - 1) e^{-j2\Delta\varphi_i} \end{bmatrix} \times \\
&\times (z^{(i)} / z_1^{(i)} + z_2^{(i)} / z_1^{(i)} + 1)^{-1}. \quad (2.7)
\end{aligned}$$

Коэффициенты матрицы рассеяния соединения n схем вида рис.2.1,б можно определить по формулам (1.62.) Если $z_2^{(i)} = z_1^{(i)} = z_1, z^i = z/n$, то схема рис.2.1,б соответствует схеме рис.2.1,г. Параметры проводимости модели резистора рис.2.1,г для такого представления будут [172]

$$\begin{aligned}
y_{12} = y_{21} &= - \left[z_1 \left(\frac{z}{nz_1} \cos^2 \Delta\varphi + j \sin 2\Delta\varphi \right) \times \right. \\
&\times \left. U_{n-1} \left(\cos 2\Delta\varphi + j \frac{z}{2nz_1} \sin 2\Delta\varphi \right) \right]^{-1} = \text{Re } y_{12} + i \text{Im } y_{12}, \\
y_{11} = y_{22} &= T_n \left(\cos 2\Delta\varphi + j \frac{z}{2nz_1} \sin 2\Delta\varphi \right) / \left[z_1 \left(\frac{z}{nz_1} \cos^2 \Delta\varphi + j \sin 2\Delta\varphi \right) \times \right. \\
&\times \left. U_{n-1} \left(\cos 2\Delta\varphi + j \frac{z}{2nz_1} \sin 2\Delta\varphi \right) \right] = \text{Re } y_{11} + i \text{Im } y_{11}, \quad (2.8)
\end{aligned}$$

где $T_n \left(\cos 2\Delta\varphi + j \frac{z}{2nz_1} \sin 2\Delta\varphi \right)$, $U_{n-1} \left(\cos 2\Delta\varphi + j \frac{z}{2nz_1} \sin 2\Delta\varphi \right)$ полиномы Чебышева 1-го и 2-го рода соответственно.

Распределенный резистор в планарных системах используется также и в качестве нагрузки, например, в мостовых устройствах. Модель такой

нагрузки получается, если выходное плечо четырехполюсника рис.2.2,г закоротить. Входная проводимость нагрузки определяется из выражения [126]

$$Y_{11} = 1/Z_{11} = (z_1/z_B) \operatorname{cth} \gamma l \quad (2.9)$$

Если разложить $\operatorname{th} \gamma l$ в ряд [131] и учесть три первых члена, то входное сопротивление из выражения (2.9), с учетом введенных обозначений, запишется (2.10)

$$Z_{11} = (1/z_1) R_{\Pi T} \left\{ 1 + \frac{2}{3} [(N\pi/2)(1+\delta)]^2 \left[1 - \frac{1}{5} (R_{\Pi T}/z_0)^2 \right] \right\} + j(1/z_1) z_0 (N\pi/2)(1+\delta) \left[1 - \frac{1}{3} (R_{\Pi T}/z_0)^2 \right] \quad (2.10)$$

Выражение (2.10) совпадает с формулой (2 – 263) работы [156] и пригодно для приближенных расчетов нагрузок с "короткими" резисторами. Возможны и другие представления нагрузок. Две наиболее распространенные схемы рассмотрены в работе [126]: нагрузка, получающаяся из "закороченного" резистора, включенного в линию передачи рис.2.2,а и "закороченный" резистор, включенный в ступенчатую линию передачи рис.2.2,б.

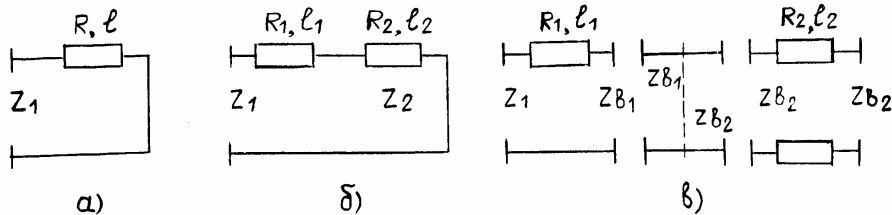


Рис.2.2. Схемы включения (а, б) и замещения (в) нагрузок

Модель нагрузки, выполненной по схеме рис.2.2,а может быть получена с помощью формулы для определения коэффициента отражения нагруженного четырехполюсника [211]

$$S'_{11} = S_{11} - (S_{12})^2 (1 + S_{22})^{-1} \quad (2.11)$$

где S_{11}, S_{12}, S_{22} – коэффициенты матрицы рассеяния резистора, включенного в линию передачи.

Для определения параметров нагрузки рис.2.2,б представим ее как каскадное соединение трех четырехполюсников рис.2.2,в. Первый четырехполюсник является резистором с сопротивлением R_1 , длиной l_1 . Слева и справа к нему подходят линии с сопротивлениями z_1 , z_{B1} соответственно. Второй четырехполюсник есть скачок сопротивлений z_{B1} и z_{B2} . Третий четырехполюсник – резистор с сопротивлением R_2 , длиной l_2 , включенный в

линию с характеристическим сопротивлением z_{B2} . Параметры нагрузки рассчитываются по следующему алгоритму. Определяем по формуле (2.1) параметры проводимости первого и третьего четырехполюсников. Производим нормировку матриц. Для этого матрицу проводимости первого четырехполюсника умножим справа и слева на нормирующую матрицу

$$\begin{bmatrix} \sqrt{z_1} & 0 \\ 0 & \sqrt{z_{B1}} \end{bmatrix},$$

а третьего четырехполюсника – на матрицу $\begin{bmatrix} \sqrt{z_{B2}} & 0 \\ 0 & \sqrt{z_{B2}} \end{bmatrix}$.

По формулам (2.3) вычисляем матрицы рассеяния первого и третьего четырехполюсников. Определим матрицу "скачка" волновых сопротивлений (четыреполюсник 2 на рис.2.2,в)

$$[S^{(2)}] = \begin{bmatrix} z_{B2}/z_{B1} - 1 & 2\sqrt{z_{B2}/z_{B1}} \\ 2\sqrt{z_{B2}/z_{B1}} & -(z_{B2}/z_{B1} - 1) \end{bmatrix} \times (z_{B2}/z_{B1} + 1)^{-1}.$$

По формулам (1.62) последовательно находим параметры рассеяния соединения трех четырехполюсников и по выражениям (2.11) определяем коэффициент отражения нагрузки.

2.3. Разветвления линий передачи

Разветвления линий передачи (РЛП) относятся к одной из важных составных частей мостовых и кольцевых устройств, многоканальных делителей [7, 8, 9, 13, 30, 65, 72, 84, 162, 178]. РЛП могут быть последовательного, параллельного и смешанного типов, под которыми понимается соответствующее соединение входных сопротивлений линий передачи, составляющих разветвление. РЛП могут быть реальными и идеальными. Под идеальными РЛП будем понимать разветвление, у которого в ветвях существуют только основные типы волн. Реальное РЛП подразумевает наличие высших, неосновных, затухающих волн вблизи геометрического сечения разветвления, влияние которых в верхней части СВЧ диапазона становится заметным [246, 259].

Модель реального РЛП представим как соединение идеального разветвления с четырехполюсниками, параметры которых учитывают неоднородности, обусловленные наличием неосновных, затухающих волн. Параметры рассеяния идеальных РЛП будем определять методом свертывания [8, 84, 204].

Параллельное идеальное разветвление линий передачи. Рассмотрим идеальное параллельное соединение в одном сечении n лучей линий

передачи (рис.2.3,а). Будем говорить о соединении n плеч. Параметры рассеяния по определению находятся при согласованном режиме всех плеч. Коэффициент отражения k -го плеча может быть найден при замене всех линий плеч, кроме k -той, параллельными проводимостями, равными волновым проводимостям соответствующих линий. Свернутая эквивалентная схема для этого случая показана на рис.2.3,б. Результирующая проводимость линий, присоединенных к k -му плечу,

$$y_k = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n 1/z_i \quad ,$$

где z_i – волновое сопротивление i -той линии передачи. Коэффициент отражения двухполюсника рис.2.3,б (коэффициент отражения k -го плеча разветвления)

$$S_{kk} = (1 - y_k z_k) / (1 + y_k z_k) \quad . \quad (2.12)$$

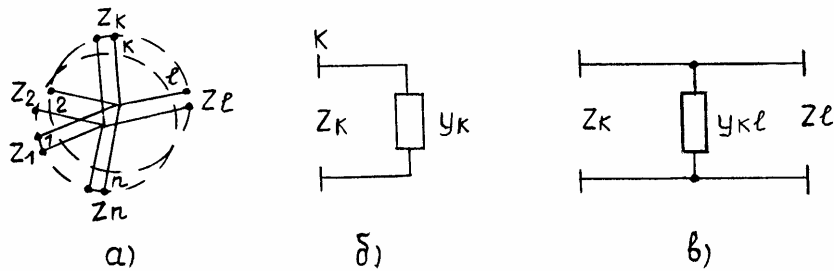


Рис.2.3. Схема параллельного разветвления линий (а), эквивалентные схемы параллельного разветвления линий (б, в)

Для определения коэффициентов связи между плечами с номерами k и l получим свернутую эквивалентную схему разветвления рис.2.3,в. Проводимость между плечами k и l определяется

$$y_{kl} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k, l}}^n 1/z_i \quad .$$

Коэффициент передачи эквивалентного четырехполюсника (коэффициент передачи канала разветвления)

$$S_{kl} = 2\sqrt{z_l/z_k} / [(z_l/z_k)(1 + z_k y_{kl}) + 1] \quad . \quad (2.13)$$

Выражения (2.12, 2.13) позволяют определить коэффициенты матрицы рассеяния разветвления n линий.

Широко распространено разветвление трех линий передачи. Коэффициенты матрицы рассеяния такого разветвления определим с помощью соотношений

$$\begin{aligned} S_{11} &= (z_2 z_3 - z_1 z_3 - z_1 z_2) / A, \\ S_{22} &= (z_1 z_3 - z_2 z_3 - z_1 z_2) / A, \\ S_{33} &= (z_1 z_2 - z_3 z_2 - z_3 z_1) / A, \\ S_{12} &= S_{21} = 2z_3 \sqrt{z_1 z_2} / A, \\ S_{13} &= S_{31} = 2z_2 \sqrt{z_1 z_3} / A, \\ S_{23} &= S_{32} = 2z_1 \sqrt{z_2 z_3} / A, \\ A &= z_1 z_2 + z_1 z_3 + z_2 z_3 \quad . \end{aligned} \quad (2.14)$$

Подстановка в выражения (2.14) численных значений волновых сопротивлений линий позволяет определить численные значения S -параметров.

Последовательное идеальное разветвление линий передачи.

Последовательное идеальное РЛП изображено на рис.2.4,а. Не нарушая общности рассуждений, пронумеруем плечи РЛП так, чтобы выполнялись условия $1, 2 \leq k \leq l \leq n$.

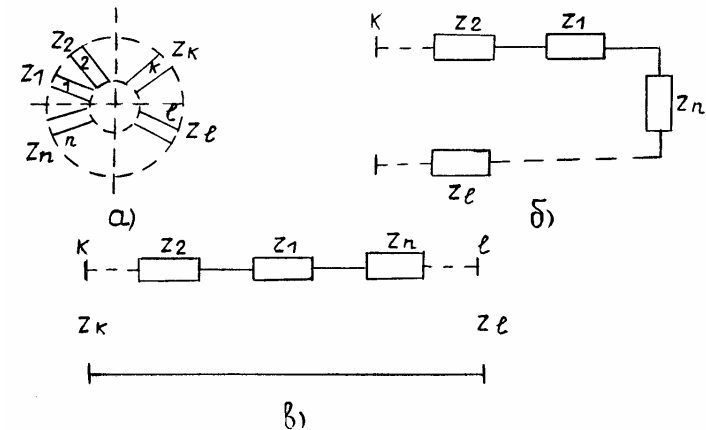


Рис.2.4. Схема последовательного разветвления линий (а), эквивалентные схемы последовательного разветвления линий (б, в)

Свернутая эквивалентная схема для расчета коэффициента отражения k -го плеча последовательного РЛП приведена на рис.2.4,б. Результирующее сопротивление всех плеч, кроме k -го,

$$R_k = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^n z_i .$$

Коэффициент отражения схемы рис.2.4,б, а следовательно, и k -го плеча разветвления

$$S_{kk} = (1 - z_k / R_k) / (1 + z_k / R_k) . \quad (2.15)$$

Свернутая эквивалентная схема для расчета коэффициента передачи между плечами k и l изображена на рис.2.4,в. Последовательное сопротивление схемы

$$z_{kl} = \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k, l}}^n z_i .$$

Коэффициент передачи схемы рис 2.4,в, а следовательно, и канала разветвления

$$S_{kl} = \pm \sqrt{z_l / z_k} / (1 + z_l / z_k + z_{kl} / z_k) . \quad (2.16)$$

В выражении (2.16) следует особое внимание уделить выбору знака перед корнем. При определении знака необходимо исходить из структуры поля в каналах РЛП, количества каналов, свойств унитарности матрицы рассеяния РЛП. Более подробно эти вопросы рассмотрим на широко распространенном трехканальном РЛП. Коэффициенты матрицы рассеяния трехканального РЛП получим из выражений

$$\begin{aligned} S_{11} &= (z_2 + z_3 - z_1) / (z_1 + z_2 + z_3), \\ S_{22} &= (z_1 + z_3 - z_2) / (z_1 + z_2 + z_3), \\ S_{33} &= (z_1 + z_2 - z_3) / (z_1 + z_2 + z_3), \\ S_{12} &= S_{21} = \pm 2\sqrt{z_1 z_2} / (z_1 + z_2 + z_3), \\ S_{13} &= S_{31} = \pm 2\sqrt{z_1 z_3} / (z_1 + z_2 + z_3), \\ S_{23} &= S_{32} = \pm 2\sqrt{z_2 z_3} / (z_1 + z_2 + z_3). \end{aligned} \quad (2.17)$$

Характер распределения силовых линий электрического поля в симметричном разветвлении изображен на рис.2.5,а. Такая картина поля имеет место при последовательном разветвлении волноводов, щелевых линий, двухпроводных и двухполосковых линий. Исследуемое разветвление симметрично и имеет плоскость симметрии P . Пусть матрица рассеяния разветвления будет

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & S_{33} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

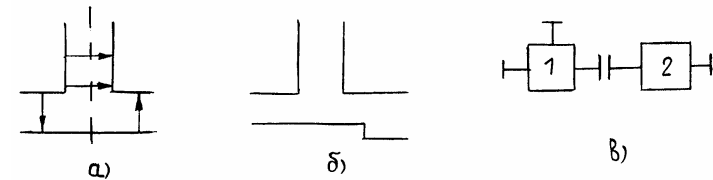


Рис.2.5. Последовательное разветвление трех линий :

а – симметричное, б – несимметричное, в – эквивалентная схема

Используя операцию преобразования подобия найдем матрицу $[\mathbf{S}']$, подобную матрице $[\mathbf{S}]$ [9, 214]

$$[\mathbf{S}'] = [\mathbf{T}][\mathbf{S}][\mathbf{T}]^{-1} . \quad (2.19)$$

При определении матрицы $[\mathbf{T}]$ будем исходить из следующего. Так как разветвление симметрично, то в результате преобразования (2.19) мы должны получить матрицу рассеяния устройства, у которого плечи 2 и 3 переставлены местами. В матрице (2.18) это проявляется в том, что строки и столбцы с номерами 2 и 3 поменяются местами. Это выполняется с помощью правых и левых элементарных операций над матрицей (2.18) с помощью перестановочных матриц [40]

$$[\mathbf{T}] = [\mathbf{T}]^{-1} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

где знак "-" перед элементом первых строки и столбца означает операцию отражения поля в плече 1 относительно плоскости P [9]. Из формулы (2.19) с учетом матриц (2.20) получаем

$$[\mathbf{S}'] = \begin{bmatrix} S'_{11} & -S'_{13} & -S'_{12} \\ -S'_{13} & S'_{33} & S'_{23} \\ -S'_{12} & S'_{23} & S'_{22} \end{bmatrix} . \quad (2.21)$$

Приравнивая соответствующие коэффициенты матриц (2.18) и (2.21), получаем матрицу рассеяния симметричного разветвления

$$[\mathbf{S}] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & -S_{12} \\ S_{12} & S_{22} & S_{23} \\ -S_{12} & S_{23} & S_{22} \end{bmatrix} . \quad (2.22)$$

Таким образом для симметричного разветвления трех линий в выражениях (2.17) знак "-" перед корнем берется только для коэффициента S_{13} . Можно предположить, что доказанное выше справедливо и для несимметричного разветвления. Представим несимметричное разветвление в виде схемы

рис.2.5,б, на которой разветвление изображено как соединение симметричного разветвления со ступенькой в линии передачи. При $\Delta \rightarrow 0$ соединение будет представлять собой несимметричное разветвление. Математическая модель несимметричного разветвления может быть получена с помощью схемы рис.2.5,в через параметры рассеяния симметричного разветвления 1 и "скачка" волновых сопротивлений 2. Можно показать, что при подстановке в формулы (1.63) коэффициентов рассеяния симметричного разветвления и "скачка" волновых сопротивлений, получаются коэффициенты рассеяния (2.17) со знаками матрицы (2.22).

Смешанное идеальное разветвление линий передачи. Параметры рассеяния смешанного идеального разветвления линий передачи могут быть также определены методом свертывания. Однако, более целесообразно применить метод соединения двух многополюсников, из которых один представляет собой параллельное разветвление линий, а другой – последовательное. Преимущества такого подхода заключаются в однозначном определении знаков коэффициентов передачи последовательных ветвей. Параметры рассеяния смешанного разветвления рассчитываются по формулам (1.58) при соединении одной пары плеч.

Реальные разветвления линий передачи. Модели реальных разветвлений линий передачи можно представить, как результирующие параметры соединения идеального разветвления и четырехполюсников, представляющих собой неоднородности в виде индуктивностей, емкостей или их комбинаций. Изучение неоднородностей, возникающих в месте разветвлений [165, 200], показывает, что они могут быть представлены схемами замещения, изображенными на рис.2.6. Матрицы рассеяния таких схем известны [211], и при придании проводимостям (сопротивлениям) B_i на рис.2.6 определенного смысла, параметры рассеяния разветвления рассчитываются с помощью выражений (2.30).

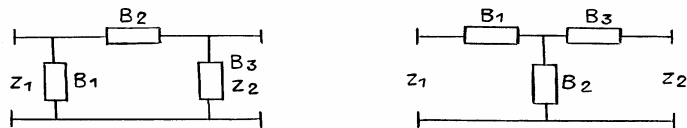


Рис.2.6. Схемы неоднородностей разветвлений

Определим параметры рассеяния реального параллельного разветвления на полосковой линии. Эквивалентная схема разветвления, заимствованная из работ [165, 200], изображена на рис.2.7,а. Этой схеме соответствует модель разветвления, представляющая соединение четырех элементов: идеального тройника и трех четырехполюсников рис.2.7,б. Результатом соединения элементов является шестиполюсник (рис.2.7,в), параметры которого соответствуют параметрам схемы (рис.2.7,а). Обозначим

матрицы рассеяния четырехполюсников 2 и 3 (см.рис.2.7,б) через $[S^{(2)}]$ и $[S^{(3)}]$ соответственно. Эквивалентные схемы четырехполюсников изображены на рис.2.7,г,д и рис.2.7,е,ж. Выберем сопротивление z_1 в качестве волнового сопротивления подводящей линии со стороны соединяемых плеч четырехполюсников. Это дает возможность для любого разветвления всегда использовать матрицу рассеяния параллельного идеального тройника, состоящего из трех одинаковых линий и имеющую вид [9, 84, 142]

$$[S^{(1)}] = \begin{bmatrix} -1/3 & 2/3 & 2/3 \\ 2/3 & -1/3 & 2/3 \\ 2/3 & 2/3 & -1/3 \end{bmatrix}.$$

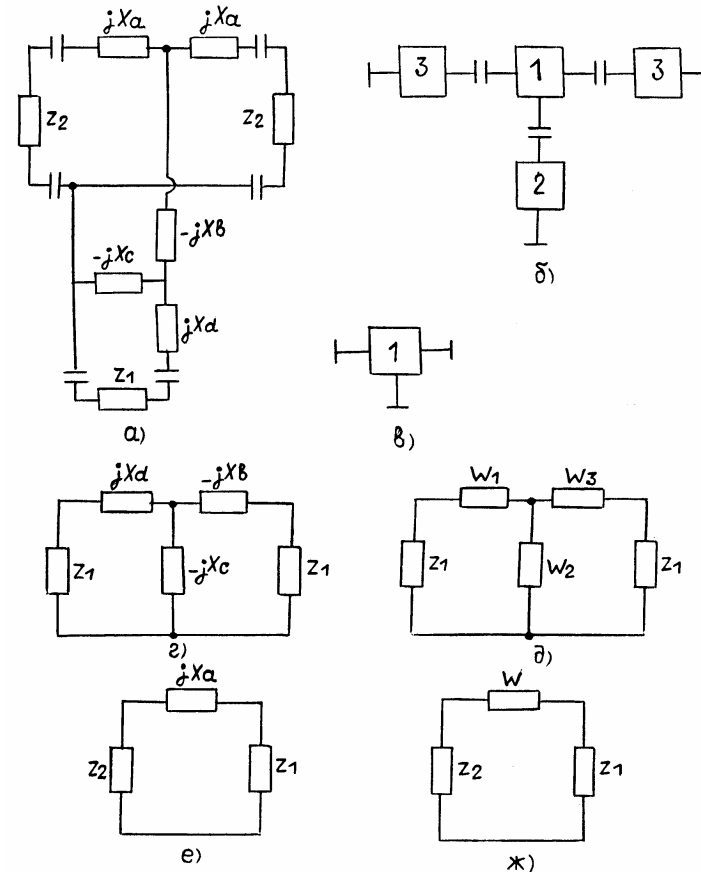


Рис.2.7. Параллельное разветвление : а – схема, б – схема замещения, в – свернутая схема, г, д, е, ж – эквивалентные схемы четырехполюсников

Применяя формулы (1.58) и используя введенные обозначения, получим параметры рассеяния схемы рис.2.7,б

$$\begin{aligned}
 S_{11} &= S_{11}^{(2)} + \left\{ \left[S_{12}^{(2)} \right]^2 - \left[3S_{11}^{(3)} - 1 \right] \right\} \left[3 - S_{11}^{(3)} + S_{22}^{(2)} - 3S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)} \right]^{-1}, \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{13} = S_{31} = 2S_{12}^{(2)} S_{12}^{(3)} \left[3 - S_{11}^{(3)} + S_{22}^{(2)} - 3S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)} \right]^{-1}, \\
 S_{33} &= S_{22} = S_{22}^{(3)} - \left(S_{12}^{(3)} \right)^2 \left(1 - S_{11}^{(3)} \right) \left[\left(3 - S_{11}^{(3)} \right) \left(1 + S_{11}^{(3)} \right) \right]^{-1} + \\
 &\quad + \left[2S_{12}^{(3)} \right]^2 S_{22}^{(2)} \left(3 - S_{11}^{(3)} \right)^{-1} \left[3 - S_{11}^{(3)} + S_{22}^{(2)} - 3S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)} \right]^{-1}, \\
 S_{23} &= S_{32} = 2 \left[S_{12}^{(3)} \right]^2 \left[\left(3 - S_{11}^{(3)} \right) \left(1 - S_{11}^{(3)} \right) \right]^{-1} + S_{22}^{(2)} \left[2S_{12}^{(3)} \right]^2 \left[\left(3 - S_{11}^{(3)} \right) \right]^{-1} \times \\
 &\quad \times \left[3 - S_{11}^{(3)} + S_{22}^{(2)} - 3S_{22}^{(2)} S_{11}^{(3)} \right]^{-1}. \tag{2.23}
 \end{aligned}$$

В формулах (2.23) коэффициенты матриц рассеяния четырехполюсников определяются выражениями [200]

$$\begin{aligned}
 S_{11}^{(2)} &= \left[w_2 (w_1 \mp 1) + (w_3 \pm 1) (w_1 + w_2 \mp 1) \right] / D, \\
 S_{12}^{(2)} &= S_{21}^{(2)} = 2w_2 / D, \\
 D &= w_2 (w_1 + 1) + (w_3 + 1) (w_1 + w_2 + 1), \\
 S_{11}^{(3)} &= \left[w \pm (R - 1) \right] \left[w + R + 1 \right]^{-1}, \\
 S_{12}^{(3)} &= S_{21}^{(3)} = 2\sqrt{R} / \left[w + R + 1 \right], \tag{2.24}
 \end{aligned}$$

где знак "+" относится к параметру S_{11} , знак "-" - к S_{22} , $R = z_1 / z_2$. В зависимости от типа линии передачи, на котором выполняется раз-ветвление, параметры w_i в формулах (2.24) имеют соответствующие значения. Так для Т-разветвления на симметричной полосковой линии эти параметры имеют вид

$$\begin{aligned}
 w_1 &= \left[jw_{\phi 1} \left(\sqrt{\epsilon_r} / \lambda \right) \left(\pi / 3\alpha_m + A_2 \right) \right] \left(z_2 / z_1 \right), \\
 w_2 &= -j\lambda / \left[\sqrt{\epsilon_r} w_{\phi 2} 2\pi \right] z_2 / z_1, \\
 w_3 &= -j \left[w_{\phi 2} \left(\sqrt{\epsilon_r} / \lambda \right) \left(\arctg(1 / \alpha_m) + 1 / \alpha_m \ln \sqrt{1 + \alpha_m^2} \right) - w_{\phi 1} \left(\sqrt{\epsilon_r} / \lambda \right) \times \right. \\
 &\quad \left. \times \left(\pi / 3\alpha_m + A_1 \right) \right] \left(z_2 / z_1 \right), \\
 w &= jw_{\phi 2} \left(\sqrt{\epsilon_r} / \lambda \right) \left\{ \arctg(1 / \alpha_m) + (1 / \alpha_m) \ln \sqrt{1 + \alpha_m^2} \right\} 2 \left(z_2 / z_1 \right), \\
 \alpha &= z_2 / z_1, \tag{2.25} \\
 A_1 &= -(2\alpha_m / \pi) \exp \left[-2\arctg \alpha_m / \alpha_m \right] \left\{ 1 + (5 + \alpha_m^2) / \left[4(1 + \alpha_m^2) \right] \right\} \times \\
 &\quad \times \exp \left[-2\arctg \alpha_m / \alpha_m \right] + (1 / 9) \left\{ 4 / (1 + \alpha_m^2) + (5 + \alpha_m^2)^2 / (1 + \alpha_m^2)^2 \right\} \times \\
 &\quad \times \exp \left[-4\arctg \alpha_m / \alpha_m \right], \\
 A_2 &= -A_1 + 2 \left\{ \alpha_m \arctg(1 / \alpha_m) + \arctg \alpha_m / \alpha_m + \ln \left[(1 + \alpha_m^2) / (4\alpha_m) \right] - \right. \\
 &\quad \left. - \pi (1 + \alpha_m^2) / (6\alpha_m) \right\}.
 \end{aligned}$$

Величины $w_{\phi 1}$ и $w_{\phi 2}$ в формулах (2.25) определяются по выражениям (3.1–3.5) справочника [200] и могут быть выражены в долях длины волны на выбранной средней частоте

$$\begin{aligned}
 w_{\phi} &= K\lambda_0, \\
 w_{\phi} / \lambda &= K\lambda_0 / \lambda = K(1 + \delta), \tag{2.26}
 \end{aligned}$$

где K – коэффициент пропорциональности.

Для других типов линий приведенные выше параметры имеют соответствующие значения.

Предложенная модель легко может быть преобразована в более сложную. Так, соединив шестиполюсник с четырехполюсником рис.2.8, получаем несимметричные тройники и разветвления со сложными выходными каналами.

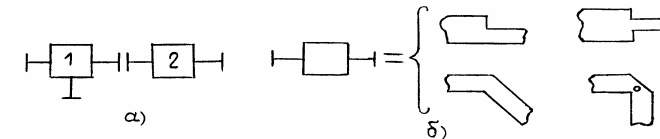


Рис.2.8. Схема несимметричного тройника (а), типы неоднородностей тройника (б)

2.4.Обобщенная схема трехплечевого делителя мощности

Обобщенная схема трехплечевого делителя мощности приведена на рис.2.9. Делитель представлен в виде четырехполюсников I, II, III, образующих в совокупности шестиполюсник с матрицей рассеяния $[S^{(0)}]$. Выхо-

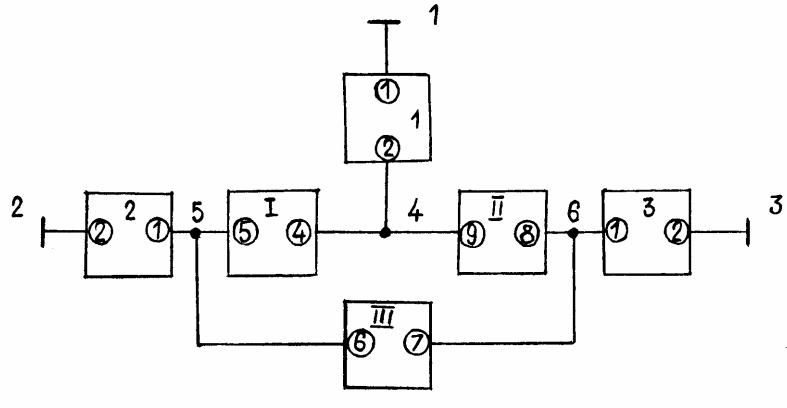


Рис.2.9. Обобщенная схема трехплечевого делителя мощности

ды шестиполюсника соединены с четырехполюсниками 1, 2, 3, имеющими матрицы рассеяния $[S^{(1)}]$, $[S^{(2)}]$, $[S^{(3)}]$ соответственно. Эти четырехполюсники могут представлять собой удлинительные линии, скачки волновых сопротивлений, каскадное соединение скачков волновых сопротивлений, разделенных отрезками регулярных линий. При определении параметров рассеяния схемы поступим следующим образом. Сначала с помощью метода Y -параметров определим параметры рассеяния шестиполюсника через параметры проводимости четырехполюсников I, II, III. Затем, задавая матрицы рассеяния четырехполюсников 2, 3 и зная матрицу рассеяния шестиполюсника $[S^{(0)}]$, методами, полученными в главе 1, определим параметры рассеяния соединения элементов схемы (рис.2.9). В данном разделе мы ограничимся рассмотрением делителей, имеющих максимум две ступени трансформации. В этом случае четырехполюсники 2, 3 будут представлять собой скачки волновых сопротивлений. Определим матрицу рассеяния шестиполюсника, составленного из трех четырехполюсников I, II, III (рис.2.9) в предположении, что к сечениям, в которых соединяются полюса четырехполюсников, подходят линии с волновыми сопротивлениями z_1 , z_2 и z_3 . Обозначим матрицы проводимости четырехполюсников в соответствии с нумерацией полюсов схемы (рис.2.9).

$$[y^I] = \begin{bmatrix} y_{44} & y_{45} \\ y_{45} & y_{55} \end{bmatrix}, [y^{II}] = \begin{bmatrix} y_{99} & y_{98} \\ y_{98} & y_{88} \end{bmatrix}, [y^{III}] = \begin{bmatrix} y_{66} & y_{67} \\ y_{67} & y_{77} \end{bmatrix}. \quad (2.27)$$

Составим матрицу проводимости шестиполюсника

$$[y] = \begin{bmatrix} y_{44} + y_{99} & y_{45} & y_{98} \\ y_{45} & y_{55} + y_{66} & y_{67} \\ y_{98} & y_{67} & y_{88} + y_{77} \end{bmatrix}. \quad (2.28)$$

Нормированная по волновым сопротивлениям z_1, z_2, z_3 матрица (2.28)

$$[Y] = \begin{bmatrix} z_1(y_{44} + y_{99}) & \sqrt{z_1 z_2} y_{45} & \sqrt{z_1 z_3} y_{98} \\ \sqrt{z_1 z_2} y_{45} & z_2(y_{55} + y_{66}) & \sqrt{z_2 z_3} y_{67} \\ \sqrt{z_1 z_3} y_{98} & \sqrt{z_2 z_3} y_{67} & z_3(y_{88} + y_{77}) \end{bmatrix}. \quad (2.29)$$

С учетом выражения (2.29) по формуле, связывающей Y и S -параметры, определим коэффициенты матрицы рассеяния шестиполюсника

$$\begin{aligned} S_{11}^{(0)} &= \left\{ 2[(1+Y_{22})(1+Y_{33}) - Y_{23}^2] / \det([I] + [Y]) \right\} - 1, \\ S_{22}^{(0)} &= \left\{ 2[(1+Y_{11})(1+Y_{33}) - Y_{13}^2] / \det([I] + [Y]) \right\} - 1, \\ S_{33}^{(0)} &= \left\{ 2[(1+Y_{11})(1+Y_{22}) - Y_{12}^2] / \det([I] + [Y]) \right\} - 1, \\ S_{23}^{(0)} &= 2[Y_{12}Y_{13} - Y_{23}(1+Y_{11})] / \det([I] + [Y]), \\ S_{12}^{(0)} &= 2[Y_{13}Y_{23} - Y_{12}(1+Y_{33})] / \det([I] + [Y]), \\ S_{13}^{(0)} &= 2[Y_{12}Y_{23} - Y_{13}(1+Y_{22})] / \det([I] + [Y]), \\ \det([I] + [Y]) &= (1+Y_{11})[(1+Y_{22})(1+Y_{33}) - Y_{23}^2] - \\ &- Y_{12}[Y_{12}(1+Y_{33}) - Y_{13}Y_{23}] - Y_{13}[Y_{13}(1+Y_{22}) - Y_{12}Y_{23}]. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Выражения (2.30) описывают параметры рассеяния шестиполюсника общего вида, составленного из взаимных элементов. Для определения параметров конкретной цепи в формулы (2.30) необходимо подставить значения матрицы $[Y]$.

2.5. Математическая модель синфазного делителя, учитывающая длину резистора

Для синфазного делителя четырехполюсники I, II (рис.2.9) являются отрезками линий передачи. Их параметры проводимости

$$\begin{aligned} y_{44} = y_{55} = y_{99} = y_{88} &= -j(1/z_4) \operatorname{ctg} \theta, \\ y_{45} = y_{98} &= j(1/z_4)(1/\sin \theta), \end{aligned} \quad (2.31)$$

где z_4 – волновое сопротивление отрезка линии,
 $\theta = 2\pi l / \lambda$ – электрическая длина отрезка линии,
 l – геометрическая длина отрезка линии.
 Четырехполюсник III является резистором. Воспользуемся его моделью в Y -параметрах.

Таким образом, известны все коэффициенты проводимости элементов, составляющих рассматриваемый делитель. Для определения коэффициентов матрицы рассеяния делителя с учетом длины развязывающего резистора будем считать, что четырехполюсники 1, 2, 3 (рис.2.9) являются подводящими линиями с волновыми сопротивлениями z_1 . После подстановки формул (2.31), (2.8) в выражения (2.30) и преобразований получим []

$$\begin{aligned} S_{11}^{(0)} &= 2[1 + z_1 \operatorname{Re} y_{66} + z_1 \operatorname{Re} y_{67} - j(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta - z_1 \operatorname{Im} y_{66} - z_1 \operatorname{Im} y_{67}] B^{-1} - 1, \\ S_{12}^{(0)} &= -2j(z_1/z_4)(1/\sin \theta) B^{-1}, \\ S_{22}^{(0)} &= 2\left\{ [1 - 2j(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta] [1 + z_1 \operatorname{Re} y_{66} - j(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta - z_1 \operatorname{Im} y_{66}] + \right. \\ &\quad \left. + (z_1/z_4)^2 (1/\sin \theta)^2 \right\} (AB)^{-1} - 1, \\ S_{23}^{(0)} &= 2[-(z_1/z_4)^2 (1/\sin \theta)^2 - z_1 \operatorname{Re} y_{67} - 2z_1 \operatorname{Im} y_{67} (z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta + \\ &\quad + j(2z_1 \operatorname{Re} y_{67} (z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta - z_1 \operatorname{Im} y_{67})] (AB)^{-1}, \\ A &= 1 + z_1 \operatorname{Re} y_{66} - z_1 \operatorname{Re} y_{67} - j(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta - z_1 \operatorname{Im} y_{66} + z_1 \operatorname{Im} y_{67}, \\ B &= 1 + z_1 \operatorname{Re} y_{66} + z_1 \operatorname{Re} y_{67} + 2(z_1/z_4)^2 + 2(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta (z_1 \operatorname{Im} y_{66} + z_1 \operatorname{Im} y_{67}) - \\ &\quad - j[(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta (3 + 2z_1 \operatorname{Re} y_{66} + 2z_1 \operatorname{Re} y_{67}) - z_1 \operatorname{Im} y_{66} - z_1 \operatorname{Im} y_{67}]. \end{aligned} \quad (2.32)$$

Выражения (2.32) позволяют вычислить коэффициенты матрицы рассеяния делителя с конечной длиной развязывающего резистора. Исходными данными для расчета являются волновые сопротивления z_1, z_2, z_3 , сопротивление развязывающего резистора $R_{\text{ПТ}}$, число звеньев n , длина резистора $l_{\text{рез}}$, диапазон изменения $\theta = (\pi/2)(1 + \delta)$, где $\delta = \Delta f / f_0$. Для проведения расчетов по формулам (2.32) z_4 и $R_{\text{ПТ}}$ целесообразно принять такими же, как и в делителе с точечным резистором, т.е. $z_4 = \sqrt{2}z_1$, $R_{\text{ПТ}} = 2z_1$ [146]. Сопротивление z_z определяется геометрией резистора. Можно считать, что его величина равна волновому сопротивлению линии с поперечным

сечением, равным поперечному сечению резистора. Длину резистора целесообразно выражать в долях длины четвертьволнового отрезка $l_{\text{рез}} = N\lambda_0 / 4$.

2.6. Математическая модель синфазного делителя, учитывающая потери

Коэффициенты матрицы проводимости четырехполюсников I, II, III (рис.2.9) для рассматриваемого случая

$$\begin{aligned} y_{44} = y_{55} = y_{99} = y_{88} &= \operatorname{cth} \gamma l / z_4, \\ y_{45} = y_{98} &= -1 / (z_4 \operatorname{sh} \gamma l), \\ y_{66} = y_{77} = -y_{67} &= 1 / R_{\text{ПТ}}, \end{aligned} \quad (2.33)$$

где $\gamma l = \alpha_{\text{П}} l + i\beta l = \alpha_{\text{П}} l + i\theta$, $\alpha_{\text{П}}$ – потери в линии $[H_{\text{П}} / (\lambda / 4)]$. Если учесть, что на входе и выходах делителя включены линии с волновыми сопротивлениями z_1 , то параметры рассеяния делителя можно получить из выражения (2.30), подставив в него (2.33) [8]

$$\begin{aligned} S_{11}^{(0)} &= [1 - 2(z_1/z_4)^2 - (z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l] [1 + 2(z_1/z_4)^2 + 3(z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l]^{-1}, \\ S_{12}^{(0)} = S_{13}^{(0)} &= 2(z_1/z_4) (\operatorname{sh} \gamma l)^{-1} [1 + 2(z_1/z_4)^2 + 3(z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l]^{-1}, \\ S_{23}^{(0)} &= 2[z_1 / R_{\text{ПТ}} + 2z_1^2 / (z_4 R_{\text{ПТ}}) \operatorname{cth} \gamma l + (z_1/z_4)^2 (\operatorname{sh} \gamma l)^{-2}] \times \\ &\quad \times \left\{ [1 + 2(z_1/R_{\text{ПТ}})^2 + (z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l] [1 + 2(z_1/z_4)^2 + 3(z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l] \right\}^{-1}, \\ S_{22}^{(0)} = S_{33}^{(0)} &= 2[(1 + z_1/R_{\text{ПТ}} + (z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l) [1 + 2(z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l] - \\ &\quad - (z_1/z_4)^2 (\operatorname{sh} \gamma l)^{-2}] \left\{ [1 + 2(z_1/R_{\text{ПТ}}) + (z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l] \times \right. \\ &\quad \left. \times [1 + 2(z_1/z_4)^2 + 3(z_1/z_4) \operatorname{cth} \gamma l] \right\}^{-1}. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Рассмотрим условия идеального согласования и развязки между выходными каналами на средней частоте. При $\theta = \pi/2$ гиперболические функции в выражении (2.34) примут значения [131]

$$\begin{aligned} \operatorname{cth} \gamma l &= (1 + \operatorname{th} \alpha_{\text{П}} l \operatorname{tg} \theta) / (\operatorname{th} \alpha_{\text{П}} l + \operatorname{tg} \theta) = \operatorname{th} \alpha_{\text{П}} l, \\ \operatorname{sh} \gamma l &= \operatorname{sh} \alpha_{\text{П}} l \cos \theta + \operatorname{ch} \alpha_{\text{П}} l \operatorname{tg} \theta = j \operatorname{ch} \alpha_{\text{П}} l. \end{aligned} \quad (2.35)$$

Подставляя выражения (2.35) в формулы (2.34) и приравнявая нулю $|S_{11}^{(0)}|$ и $|S_{23}^{(0)}|$, получим

$$\begin{aligned} 1 - 2(z_1/z_4)^2 - (z_1/z_4) \operatorname{th} \alpha_{\Pi} l &= 0, \\ z_1/R_{\Pi T} + 2z_1^2/(z_4 R_{\Pi T}) \operatorname{th} \alpha_{\Pi} l - (z_1/z_4)^2 (\operatorname{ch} \alpha_{\Pi} l)^{-2} &= 0. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Решение системы (2.36) дает значения z_4 и $R_{\Pi T}$, при которых делитель идеально согласован и имеет максимальную развязку между выходными каналами на центральной частоте

$$\begin{aligned} z_1/z_4 &= \left[-\operatorname{th} \alpha_{\Pi} l + (\operatorname{th}^2 \alpha_{\Pi} l + 8)^{0,5} \right] / 4, \\ z_1/R_{\Pi T} &= (z_1/z_4)^2 \left\{ \operatorname{ch}^2 \alpha_{\Pi} l [1 + 2(z_1/z_4) \operatorname{th} \alpha_{\Pi} l] \right\}. \end{aligned} \quad (2.37)$$

Отметим, что из коэффициентов рассеяния делителя с учетом длины резистора и делителя с потерями легко определяются параметры рассеяния делителя с точечным резистором без потерь в четвертьволновых линиях. В первом случае в формулы (2.32) подставляется $\Delta\varphi=0$, во втором случае в формулы (2.34, 2.35) подставляется $\alpha_{\Pi}=0$. Для такого делителя приведем коэффициенты матрицы рассеяния

$$\begin{aligned} S_{11}^{(0)} &= \left[1 - 2(z_1/z_4)^2 + j(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta \right] / \left[1 + 2(z_1/z_4)^2 - j3(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta \right], \\ S_{12}^{(0)} &= -j2(z_1/z_4)(1/\sin \theta) / \left[1 + 2(z_1/z_4)^2 - j3(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta \right], \\ S_{22}^{(0)} &= \left\{ 1 + (z_1/z_4)^2 \operatorname{ctg}^2 \theta - 4z_1^3/(z_4^2 R_{\Pi T}) + j2(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta \left[(z_1/z_4)^2 + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + (z_1/R_{\Pi T}) - 1 \right] \right\} A^{-1}, \\ S_{23}^{(0)} &= \left[2(z_1/R_{\Pi T}) - 2(z_1/z_4)^2 (1/\sin \theta)^2 - j4z_1^2/(z_4 R_{\Pi T}) \operatorname{ctg} \theta \right] A^{-1}, \\ A &= \left[1 + 2z_1/R_{\Pi T} - j(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta \right] \left[1 + 2(z_1/z_4)^2 - j3(z_1/z_4) \operatorname{ctg} \theta \right]. \end{aligned} \quad (2.38)$$

Выражения (2.38) совпадают с результатами, приведенными в работе [8].

2.7. Математическая модель синфазного делителя мощности с неравным делением

Параметры рассеяния делителя мощности с неравным делением, имеющего одну ступень трансформации, определяются соотношениями (2.30), в которые необходимо подставить следующие коэффициенты матрицы $[Y]$

$$\begin{aligned} Y_{11} &= -j \operatorname{ctg} \theta z_1 (1/z_4 + 1/z_5), \\ Y_{12} &= j \sqrt{z_1 z_2} / z_4 (1/\sin \theta), \\ Y_{13} &= j \sqrt{z_1 z_3} / z_5 (1/\sin \theta), \\ Y_{23} &= -\sqrt{z_2 z_3} / R_{\Pi T}, \\ Y_{22} &= z_2 (-j \operatorname{ctg} \theta / z_4 + 1/R_{\Pi T}), \\ Y_{33} &= z_3 (-j \operatorname{ctg} \theta / z_5 + 1/R_{\Pi T}), \end{aligned} \quad (2.39)$$

где z_1, z_2, z_3 – волновые сопротивления линий, подходящих к полюсам 4, 5, 6 схемы (рис.2.9),

z_4, z_5 – волновые сопротивления трансформирующих отрезков (четыре-полюсники I, II),

$R_{\Pi T}$ – сопротивление последовательного резистора (четыреполюсник III).

Для центральной частоты ($\theta = \pi/2$) уравнения (2.39) записываются

$$\begin{aligned} Y_{11} &= 0, \quad Y_{12} = j \sqrt{z_1 z_2} / z_4, \quad Y_{13} = j \sqrt{z_1 z_3} / z_5, \\ Y_{23} &= -\sqrt{z_2 z_3} / R_{\Pi T}, \quad Y_{22} = z_2 / R_{\Pi T}, \quad Y_{33} = z_3 / R_{\Pi T}. \end{aligned} \quad (2.40)$$

Наложим на соотношения (2.30) условия идеального согласования всех плеч ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = 0$) и идеальной развязки между выходными каналами ($S_{23} = 0$). Такие условия выполняются, если

$$\begin{aligned} Y_{12} Y_{13} &= Y_{23}, \quad z_4 z_5 / z_1 = R_{\Pi T}, \quad Y_{22} = Y_{13}^2, \quad z_2 / R_{\Pi T} = z_1 z_3 / z_5^2, \\ Y_{33} &= -Y_{12}^2, \quad Y_{12}^2 + Y_{13}^2 = -1, \quad z_1 z_2 / z_4^2 + z_1 z_3 / z_5^2 = 1, \quad z_3 / R_{\Pi T} = z_1 z_2 / z_4^2. \end{aligned} \quad (2.41)$$

При выполнении условий (2.41) коэффициенты передачи делителя в плечи 2 и 3

$$\begin{aligned} S_{12}^{(0)} &= -Y_{12} = -j \sqrt{z_1 z_2} / z_4, \\ S_{13}^{(0)} &= -Y_{13} = -j \sqrt{z_1 z_3} / z_5. \end{aligned} \quad (2.42)$$

Наложим на соотношения (2.42) условие требуемого деления на центральной частоте

$$S_{12}^{(0)} / S_{13}^{(0)} = Y_{12} / Y_{13} = (z_5 / z_4) \sqrt{z_2 / z_3} = K \quad (2.43)$$

Обычно волновые сопротивления подводящих линий z_1, z_2, z_3 известны. Выразим z_2, z_3 через z_1

$$z_2 = \alpha_1 z_1, \quad z_3 = \alpha_2 z_1 \quad (2.44)$$

Подставим формулы (2.44) в выражения (2.41) и разрешим последнее относительно

$$z_4 = (z_1 / K) \left[\alpha_1 (K^2 + 1) \right]^{0.5}, \quad z_5 = z_1 \left[\alpha_2 (K^2 + 1) \right]^{0.5}, \quad (2.45)$$

$$R_{\text{ПТ}} = (z_1 / K) (K^2 + 1) \sqrt{\alpha_1 \alpha_2} = \alpha_1 z_1 (K^2 + 1) = \alpha_2 (z_1 / K^2) (K^2 + 1) \quad (2.46)$$

Из соотношений (2.45) следует, что в рассматриваемом делителе при заданном делении и при произвольных z_2 и z_3 всегда можно обеспечить идеальное согласование входа и идеальную развязку между выходными каналами для средней частоты. Однако, выходы могут быть рассогласованы. Для их согласования необходимо и достаточно выполнения условия

$$z_3 / z_2 = \alpha_2 / \alpha_1 = K^2 \quad (2.46)$$

С учетом выражения (2.46) соотношения (2.45) будут

$$z_4 = (z_1 / K) \left[\alpha_1 (K^2 + 1) \right]^{0.5}, \quad z_5 = z_1 K \left[\alpha_1 (K^2 + 1) \right]^{0.5}, \quad (2.47)$$

$$R_{\text{ПТ}} = \alpha_1 z_1 (K^2 + 1) \quad (2.48)$$

Рассмотренный выше делитель идеально согласован на центральной частоте со стороны выходов только при выполнении условия (2.46). Если ввести на выходах такого делителя два четвертьволновых отрезка, трансформирующих волновые сопротивления в сопротивления z_2 и z_3 на центральной частоте, то можно получить делитель с произвольным делением, идеально согласованный со всех плеч, причем деление мощности может осуществляться между линиями с произвольными волновыми сопротивлениями, в том числе и с равными. Такие отрезки показаны на рис.2.9 в виде четырехполюсников 2 и 3. Обозначим их волновые сопротивления через z_6 и z_7 соответственно. Волновые сопротивления выходных линий четырехполюсников 2 и 3 (рис.2.9) обозначим через R_0 . Сопротивления, трансформируемые в сечения 5-5 и 6-6

$$z_2 = z_6^2 / R_0, \quad z_3 = z_7^2 / R_0 \quad (2.48)$$

С учетом выражений (2.48) условие (2.40) запишется

$$z_3 / z_2 = z_7^2 / z_6^2 = K^2, \quad z_7 / z_6 = K \quad (2.49)$$

Волновые сопротивления подводящих линий на входе и выходе делителя обычно заданы. Обозначим

$$R_0 / z_1 = \alpha_3, \quad R_0 = \alpha_3 z_1 \quad (2.50)$$

Зададимся одним из волновых сопротивлений трансформирующей линии четырехполюсника 2 (рис.2.9)

$$z_6 = \alpha_4 z_1 \quad (2.51)$$

Установим соответствие между $\alpha_1, \alpha_3, \alpha_4$, учитывая выражения (2.50, 2.51)

$$z_6^2 / \alpha_3 z_1 = \alpha_1 z_1, \quad z_7^2 / \alpha_3 z_1 = \alpha_1 K^2 z_1 \quad (2.52)$$

Из выражений (2.52) с учетом (2.51) следует

$$\alpha_1 = \alpha_4^2 / \alpha_3 \quad (2.53)$$

Принимая во внимание соотношения (2.49, 2.53, 2.41), определим для двухступенчатого делителя с неравным делением волновые сопротивления всех ступеней и сопротивление развязывающего резистора

$$R_0 = \alpha_3 z_1, \quad z_4 = (z_1 / K) \alpha_4 \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5}, \quad z_6 = \alpha_4 z_1, \quad (2.54)$$

$$z_5 = z_1 K \alpha_4 \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5}, \quad z_7 = K \alpha_4 z_1, \quad R_{\text{ПТ}} = (\alpha_4^2 / \alpha_3) z_1 (K^2 + 1),$$

где α_4 – параметр, позволяющий в определенных пределах выбирать физически реализуемые волновые сопротивления всех трансформирующих отрезков.

При $\alpha_3 = 1$, т.е. когда входные и выходные линии имеют одинаковые волновые сопротивления, выражения (2.54) принимают вид

$$R_0 = z_1, \quad z_4 = (z_1 / K) \alpha_4 (K^2 + 1)^{0.5}, \quad z_6 = \alpha_4 z_1, \quad (2.55)$$

$$z_5 = z_1 K \alpha_4 (K^2 + 1)^{0.5}, \quad z_7 = K \alpha_4 z_1, \quad R_{\text{ПТ}} = \alpha_4^2 z_1 (K^2 + 1) \quad (2.55)$$

Формулы (2.54, 2.55) позволяют определить через волновые сопротивления только конструктивные размеры делителя. Для определения частотных свойств делителя вычислим его матрицу рассеяния. Для этого определим параметры проводимости шестиполюсника схемы (рис.2.9) при условии, что на входе и выходах включены линии с волновыми сопротивлениями z_1, z_6, z_7 . Подставим в формулы (2.39) выражения (2.55) и сделаем замену z_2 на z_6, z_3 на z_7 . Параметры проводимости шестиполюсника

$$\begin{aligned}
Y_{11} &= -j \operatorname{ctg} \theta (K^2 + 1) \left\{ \alpha_4 K \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{12} &= j \left\{ \sin \theta \left[\alpha_4 (K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{13} &= j \left\{ \sin \theta \left[\alpha_4 K (K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{22} &= \left[(\alpha_4 / \alpha_3) (K^2 + 1) \right]^{-1} - j K \operatorname{ctg} \theta \left\{ \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{33} &= K \left[(\alpha_4 / \alpha_3) (K^2 + 1) \right]^{-1} - j \operatorname{ctg} \theta \left\{ \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{23} &= -\sqrt{K} \left[\alpha_4 (K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{-1}.
\end{aligned} \tag{2.56}$$

Обозначим коэффициенты матрицы рассеяния шестиполусника, на выходах которого включены линии с волновыми сопротивлениями z_6 , z_7 и электрической длиной θ следующим образом

$$\begin{aligned}
S_{11}^{(\theta)} &= S_{11}^{(0)}, & S_{22}^{(\theta)} &= S_{22}^{(0)} e^{-j2\theta}, & S_{33}^{(\theta)} &= S_{33}^{(0)} e^{-j2\theta}, \\
S_{23}^{(\theta)} &= S_{23}^{(0)} e^{-j2\theta}, & S_{12}^{(\theta)} &= S_{12}^{(0)} e^{-j\theta}, & S_{13}^{(\theta)} &= S_{13}^{(0)} e^{-j\theta},
\end{aligned} \tag{2.57}$$

где $S_{11}^{(0)}$, $S_{22}^{(0)}$, $S_{33}^{(0)}$, $S_{23}^{(0)}$, $S_{12}^{(0)}$, $S_{13}^{(0)}$ определяются с помощью формул (2.30) при подстановке параметров проводимости (2.56). Определим матрицы рассеяния скачков волновых сопротивлений, включенных на выходах шестиполусника схемы (рис.2.9) (четыреполусники 2, 3). Для рассматриваемого делителя эти четырехполусники имеют слева сопротивление $z_6(z_7)$, а справа R_0 . Их матрицы рассеяния

$$\left[\mathbf{S}^{(2)} \right] = \begin{bmatrix} (\alpha_3 - \alpha_4) / (\alpha_3 + \alpha_4) & 2(\alpha_3 \alpha_4)^{0.5} / (\alpha_3 + \alpha_4) \\ 2(\alpha_3 \alpha_4)^{0.5} / (\alpha_3 + \alpha_4) & -(\alpha_3 - \alpha_4) / (\alpha_3 + \alpha_4) \end{bmatrix}, \tag{2.58}$$

$$\left[\mathbf{S}^{(3)} \right] = \begin{bmatrix} (\alpha_3 - K\alpha_4) / (\alpha_3 + K\alpha_4) & 2(K\alpha_3 \alpha_4)^{0.5} / (\alpha_3 + K\alpha_4) \\ 2(K\alpha_3 \alpha_4)^{0.5} / (\alpha_3 + K\alpha_4) & -(\alpha_3 - K\alpha_4) / (\alpha_3 + \alpha_4) \end{bmatrix}.$$

С помощью выражения (1.58) определим параметры рассеяния рассматриваемого делителя мощности через параметры рассеяния шестиполусника (2.57) и четырехполусников (2.58) [31]

$$\begin{aligned}
S_{11} &= S_{11}^{(\theta)} + \left[2S_{12}^{(\theta)} S_{13}^{(\theta)} S_{23}^{(\theta)} S_{11}^{(2)} S_{11}^{(3)} + \left(S_{12}^{(\theta)} \right)^2 S_{11}^{(2)} \left(1 - S_{33}^{(\theta)} S_{11}^{(3)} \right) + \right. \\
&\quad \left. + \left(S_{13}^{(\theta)} \right)^2 S_{11}^{(3)} \left(1 - S_{22}^{(\theta)} S_{11}^{(2)} \right) \right] A^{-1}, \\
S_{12} &= S_{12}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(\theta)} S_{11}^{(3)} \right) S_{12}^{(\theta)} + S_{23}^{(\theta)} S_{11}^{(3)} S_{13}^{(\theta)} \right] A^{-1}, \\
S_{13} &= S_{12}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(\theta)} S_{11}^{(2)} \right) S_{13}^{(\theta)} + S_{23}^{(\theta)} S_{11}^{(2)} S_{12}^{(\theta)} \right] A^{-1}, \\
S_{22} &= S_{22}^{(2)} + \left(S_{12}^{(\theta)} \right)^2 \left[\left(1 - S_{33}^{(\theta)} S_{11}^{(3)} \right) S_{22}^{(\theta)} + \left(S_{23}^{(\theta)} \right)^2 S_{11}^{(3)} \right] A^{-1}, \\
S_{23} &= S_{12}^{(2)} S_{12}^{(3)} S_{23}^{(\theta)} A^{-1}, \\
A &= \left(1 - S_{22}^{(\theta)} S_{11}^{(2)} \right) \left(1 - S_{33}^{(\theta)} S_{11}^{(3)} \right) - \left(S_{23}^{(\theta)} \right)^2 S_{11}^{(2)} S_{11}^{(3)}.
\end{aligned} \tag{2.59}$$

В рассмотренном делителе волновые сопротивления всех ступеней и сопротивления развязывающего резистора выбраны таким образом, что для средней частоты параметры делителя идеальны. Полосу пропускания по КСВН входа делителя можно значительно расширить, если выбрать волновые сопротивления трансформирующих отрезков таким образом, чтобы получить характеристики коэффициентов отражений входа близкие, к чебышевским или максимально плоским. Для этого изменим волновые сопротивления z_4 и z_5 в β^2 раз, а сопротивление развязывающего резистора $R_{\text{ПТ}}$ в β^2 раз (для обеспечения идеальной развязки)

$$\begin{aligned}
z_4 &= (z_1 / K) \alpha_4 \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5}, & z_5 &= z_1 K \alpha_4 \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5}, \\
R_{\text{ПТ}} &= (\alpha_4 / \alpha_3) \beta^2 z_1 (K^2 + 1).
\end{aligned} \tag{2.60}$$

Волновые сопротивления z_6 и z_7 оставим такими же, как и в выражениях (2.54). Подстановка формул (2.60) и (2.39) с учетом (2.55) дает

$$\begin{aligned}
Y_{11} &= -j \operatorname{ctg} \theta (K^2 + 1) \left\{ \alpha_4 K \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{12} &= jK \left\{ \sin \theta \beta \left[\alpha_4 (K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{13} &= j \left\{ \sin \theta \beta \left[\alpha_4 K (K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{22} &= \left[(\alpha_4 / \alpha_3) (K^2 + 1) \beta^2 \right]^{-1} - jK \operatorname{ctg} \theta \left\{ \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{33} &= K \left[(\alpha_4 / \alpha_3) (K^2 + 1) \beta^2 \right]^{-1} - jK \operatorname{ctg} \theta \left\{ \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1}, \\
Y_{23} &= -\sqrt{K} \left[\alpha_4 \beta^2 (K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{-1}. \tag{2.61}
\end{aligned}$$

Расчет параметров рассеяния делителя проводится по выражениям (2.59) после подстановки (2.61) в формулы (2.39).

Приведенные выше соотношения получены в предположении, что развязывающий резистор в элементе деления точечный. При учете длины резистора в выражениях (2.61) изменяются Y_{22} , Y_{23} , Y_{33} . Если подставить соотношения (2.8) в формулы (2.39) и выполнить все преобразования, с помощью которых были получены соотношения (2.61), то указанные выше коэффициенты с учтенной длиной резистора примут вид

$$\begin{aligned}
Y_{22} &= -jK \operatorname{ctg} \theta \left\{ \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1} + (\alpha_4 / \gamma_1) [T_n(x) / U_{n-1}(x) \Phi], \\
Y_{33} &= -j \operatorname{ctg} \theta \left\{ \beta \left[(K^2 + 1) / \alpha_3 \right]^{0.5} \right\}^{-1} + (\alpha_4 K / \gamma_1) [T_n(x) / U_{n-1}(x) \Phi], \\
Y_{23} &= -\sqrt{K} \left[\alpha_4 / (\alpha_3 \gamma_1) \right] [U_{n-1}(x) \Phi]^{-1}, \tag{2.62}
\end{aligned}$$

где

$$\Phi = (1/n) \left[\alpha_4^2 (1 + K^2) \beta^2 / \gamma_1 \alpha_3 \right] \cos^2(N\theta / 2n) + j \sin[2(N\theta / 2n)],$$

$$x = \cos[2(N\theta / 2n)] + j \left[\alpha_4^2 (1 + K^2) / (2n \gamma_1 \alpha_3) \right] \sin[2(N\theta / 2n)],$$

$$\gamma_1 = z_z / z_1,$$

$$T_n(x), U_{n-1}(x) \text{ — полиномы Чебышева первого и второго рода}$$

соответственно.

Расчет параметров делителя с учетом длины резистора проводится следующим образом. В формулы (2.30) подставляются Y_{11}, Y_{12}, Y_{13} из выражений (2.61) и Y_{22}, Y_{23}, Y_{33} из (2.62), полученные соотношения преобразуются с помощью формул (2.57) и производится расчет параметров рассеяния делителя с помощью выражений (2.59).

Из параметров рассеяния для делителя с неравным делением, как частный случай, следуют формулы для расчета делителя с равным делением. Для их получения в выражения (2.61, 2.62) необходимо подставить $K=1$.

В заключение приведем соотношения для выбора коэффициентов α_3 , α_4 , β , при которых КСВН входа двухступенчатого делителя с равным делением имеет синтезированную частотную характеристику

$$\alpha_3 = 2/R, \quad \alpha_4 = 2z_1/R, \quad \beta = z_2 / (z_1 \sqrt{R}), \tag{2.63}$$

где R — отношение волнового сопротивления на входе делителя к половине волнового сопротивления на выходе делителя (в обозначениях работы [211] эта величина называется перепадом волновых сопротивлений), z_1, z_2 — приведенные волновые сопротивления двухступенчатого трансформатора (их значения табулированы в работе [211] для чебышевской характеристики, там же приведены расчетные формулы для максимально плоской характеристики). Формулы (2.63) были получены при представлении делителя со стороны входа, как двухступенчатого трансформатора.

Отметим, что полученные выше соотношения для расчета параметров рассеяния двухканальных делителей справедливы для любых значений частотных расстроек.

2.8. Многозвенный делитель мощности

Многозвенный делитель мощности (МДМ) рис.2.10 состоит из входной линии с волновым сопротивлением R_0 , двух выходных — с сопротивлениями R_0 , n четвертьволновых отрезков линий с волновыми сопротивлениями $z_1 - z_n$ и n балластных резисторов $R_1 - R_n$. Звенном МДМ будем называть сопротивление R_i , соединенное с двумя отрезками линий, имеющих волновые сопротивления z_i . Входные и выходные линии называются плечами МДМ. Делитель может быть с параллельным (рис.2.10,а) и последовательным (рис.2.10,б) включением плеч. В зависимости от числа звеньев в широкой полосе частот МДМ может обеспечить хорошее согласование со всех плеч, высокую развязку между выходными каналами и равное или требуемое деление мощности. В работе [234] впервые были проанализированы МДМ с параллельным включением плеч и количеством звеньев $n = 2, 3, 4, 5, 7$, были

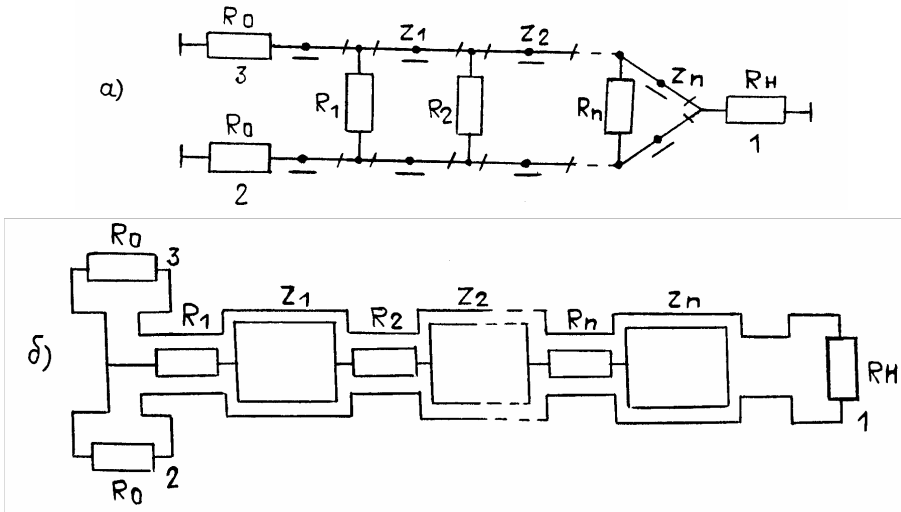


Рис.2.10. Схемы многозвенных делителей параллельного (а) и последовательного (б) типов

предложены эвристические формулы для расчета балластных резисторов, даны рекомендации по выбору количества звеньев в зависимости от полосы частот. В работах [151, 224] обсуждены вопросы синтеза МДМ с помощью теории ступенчатых переходов. Работы [61, 62, 63] посвящены синтезу и расчетам на ЭВМ балластных резисторов МДМ с количеством звеньев до $n=15$. В работе [240] рассматривается методика расчета МДМ для монолитных интегральных схем. Все перечисленные работы обсуждали МДМ с равными сопротивлениями входного и выходных плеч, включенных по параллельной схеме. Конструкция МДМ с последовательным включением плеч дана в работе []. Расчет элементов МДМ этого типа выполнен в работе []. Исследование влияния разбросов параметров элементов и конечной длины балластных резисторов на частотные характеристики МДМ приведено в работе [127].

Завершая краткий обзор состояния теории МДМ, отметим, что задача расчета балластных резисторов трехзвенного делителя решена в работе [167], а в основе теории синтеза МДМ с требуемым делением мощности между выходными каналами лежит идея использования в качестве делителя-прототипа МДМ с равным делением [122, 123].

В данном подразделе излагается теория МДМ с равным и произвольным делением, с неодинаковыми волновыми сопротивлениями плеч на входе и выходах делителя.

Расчет многозвенного делителя мощности общего вида. Применяя теорию собственных значений к симметричным шестиполусникам вида рис.2.10,а,б можно получить следующую связь между коэффициентами матрицы рассеяния шестиполусника и собственными значениями четырехполусников для четного и нечетного видов возбуждений [214, 220]

$$\begin{aligned} S_{11} &= -S_{22}^+ = -(S_{22} + S_{23}) , \\ S_{22} &= S_{33} = 0,5(S_{22}^+ + S_{22}^-) , \\ S_{23} &= 0,5(S_{22}^+ - S_{22}^-) . \end{aligned} \quad (2.64)$$

Из соотношений (2.64) следует, что для определения параметров рассеяния МДМ необходимо определить коэффициенты отражений четырехполусников четного (рис.2.11,а,в) и нечетного (рис.2.11,б,г) видов возбуждений. Четырехполусники для четных видов возбуждений представляют

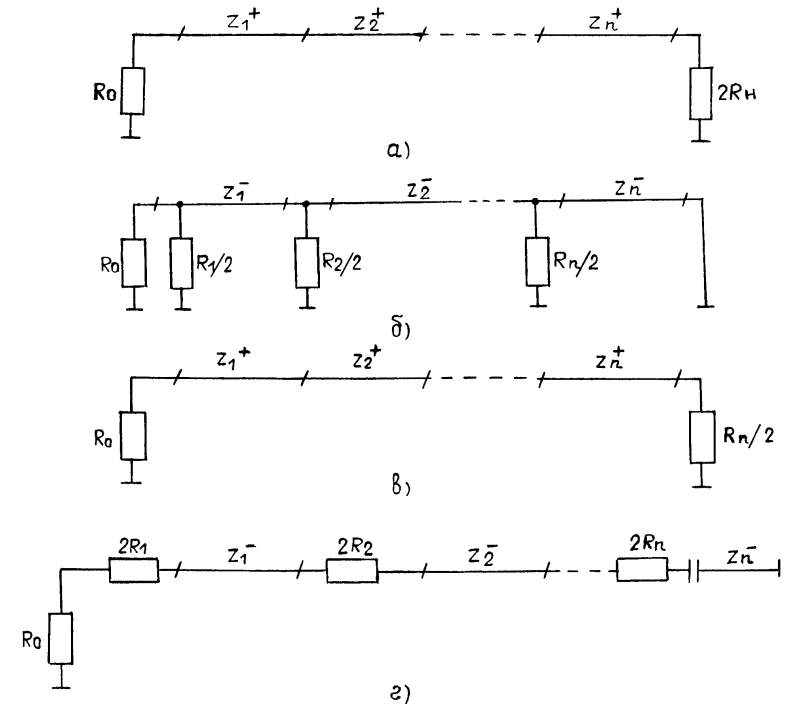


Рис.2.11. Схемы четырехполусников четного (а,в) и нечетного (б,г) видов возбуждений

собой ступенчатые трансформаторы между двумя активными сопротивлениями произвольной величины. Волновые сопротивления ступеней, в общем

виде, соответствуют сопротивлениям звеньев связанных линий для четного вида возбуждения. Четырехполюсники для нечетных видов возбуждений (рис.2.11,б,г) представляют собой каскадно включенные чередующиеся параллельные (последовательные) сопротивления и чет-вертьволновые отрезки линий. Оконечными звеньями таких цепей являются разомкнутые и короткозамкнутые четвертьволновые отрезки. Волновые сопротивления четвертьволновых отрезков соответствуют сопротивлениям звеньев связанных линий для нечетного вида возбуждения.

Задачу, которую необходимо решить при создании МДМ, сформулируем следующим образом. Пусть в полосе частот Δf МДМ должен иметь модули коэффициентов отражений входа и выходов, не превышающие величин $|S_{11\max}|$ и $|S_{22\max}|$ соответственно, и коэффициент связи между выходными каналами или развязку не более $|S_{23\max}|$ или $C_{23\max} \geq -20 \lg |S_{23\max}|$. Определяется коэффициент трансформации (перепад сопротивлений между входной и выходной линиями)

$$R = (R_0 / 2R_H)^{\pm 1}, \quad R \geq 1 \text{ для рис.2.11,а;}$$

$$R = (2R_0 / R_H)^{\pm 1}, \quad R \geq 1 \text{ для рис.2.11,в.}$$

Используя $|S_{11\max}|$ и R из формулы [211]

$$1/S = \text{ch}(1/n) \left\{ \text{Arch} \left[(R-1)(1-|S_{11\max}|)^{0.5} / (2|S_{11\max}|R^{0.5}) \right] \right\}, \quad (2.65)$$

где S – масштабный множитель [289], определяется число звеньев n , при котором $|S_{11\max}|$ не превосходит заданной величины. Как правило, величина n , рассчитанная по формуле (2.65), округляется до ближайшего большего числа. По таблицам или формулам работы [211] определяются сопротивления ступеней z_1, z_2, \dots, z_n . Если между линиями имеет место электрическая связь, то каждое сопротивление z_i заменяется на сопротивление z_i^+ . В зависимости от того, на каком типе линий выполняется МДМ и на каком расстоянии друг от друга находятся линии, по формулам для связанных линий (4.39) определяются z_i^- , которые используются в дальнейших расчетах. Если между линиями связь пренебрежимо мала, то $z_i^+ = z_i^- = z_i$.

Следующий шаг состоит в определении величин развязывающих резисторов R_i . Рассмотрим схемы, изображенные на рис.2.10,б,в. Для них известны волновые сопротивления z_i^- , сопротивление R_0 и количество звеньев n . Необходимо сопротивление R_i выбрать таким образом, чтобы величина S_{22}^-

была не более заданной в полосе частот Δf . Заданная величина S_{22}^- вычисляется из соотношений

$$\begin{aligned} 2|S_{22\max}| - |S_{22}^+| &= |S_{22}^-|, \\ 2|S_{23\max}| + |S_{22}^+| &= |S_{22}^-|. \end{aligned} \quad (2.66)$$

Коэффициенты отражений S_{22}^- цепей рис.2.10,б,г определяются через их входные сопротивления или проводимости

$$S_{22}^- = (y_0 - y_{\text{ВХ}}) / (y_0 + y_{\text{ВХ}}) = (z_{\text{ВХ}} - R_0) / (z_{\text{ВХ}} + R_0), \quad (2.67)$$

где $y_0 = 1/R_0$; $y_{\text{ВХ}}(z_{\text{ВХ}})$ – входная проводимость (сопротивление) цепи рис.2.10,б,г. Входная проводимость есть функция, зависящая от волновых сопротивлений ступеней, сопротивлений R_i и электрической длины отрезков $\theta_i = 2\pi l_i / \lambda_i$

$$y_{\text{ВХ}} = F(z_1^-, z_2^-, \dots, z_n^-; x_1, x_2, \dots, x_n; \theta_1^-, \theta_2^-, \dots, \theta_n^-), \quad (2.68)$$

где $x_i = R_i / 2$.

Если из решения уравнений (2.68) удастся определить x_1, x_2, \dots, x_n , при которых коэффициент S_{22}^- соответствует заданному значению в полосе частот, то задача определения x_1, x_2, \dots, x_n считается решенной. Если R_1, R_2, \dots, R_n имеют физически нереализуемые значения или S_{22}^- не соответствует заданному требованию, то необходимо изменить начальные условия или увеличить количество звеньев и повторить расчет.

Одним из способов решения уравнения (2.68), который получил практическое подтверждение для частного случая равенства входного и выходных сопротивлений [234] состоит в следующем.

1. После того, как определили коэффициенты трансформации R , количество звеньев n , сопротивления звеньев для четного и нечетного видов колебаний z^+, z^- , определяются значения электрических длин θ_i , при которых коэффициент отражения входа S_{22}^+ схемы рис.2.10,а,б равен нулю. Если мы задавались максимально плоской характеристикой, то $\theta_i = \theta = \pi/2$, если же задавались чебышевской характеристикой, то все θ_i соответствуют нулям полинома Чебышева 1-го рода n -го порядка.

2. С учетом вычисленных θ_i уравнение (2.68) переписывается в виде системы уравнений

$$Z_1^+ = \left\{ (R-1) / \left[2 \left(2/S^2 - 1 \right) \right] + \left[(R-1)^2 / \left[4 \left(2/S^2 - 1 \right)^2 \right] + R \right]^{0.5} \right\}^{0.5},$$

$$Z_2^+ = R / Z_1^+, \tag{2.70}$$

где $S = \left\{ \operatorname{ch} 0,5 \operatorname{Arch} \left[(R-1) / (2\sqrt{R}) \right] \left\{ \left(1 - |S_{11\max}|^2 \right)^{0.5} / |S_{11\max}| \right\} \right\}^{-1}$.

Для максимально плоской характеристики

$$Z_1^+ = \sqrt[4]{R},$$

$$Z_2^+ = Z_1^+ \sqrt{R}. \tag{2.71}$$

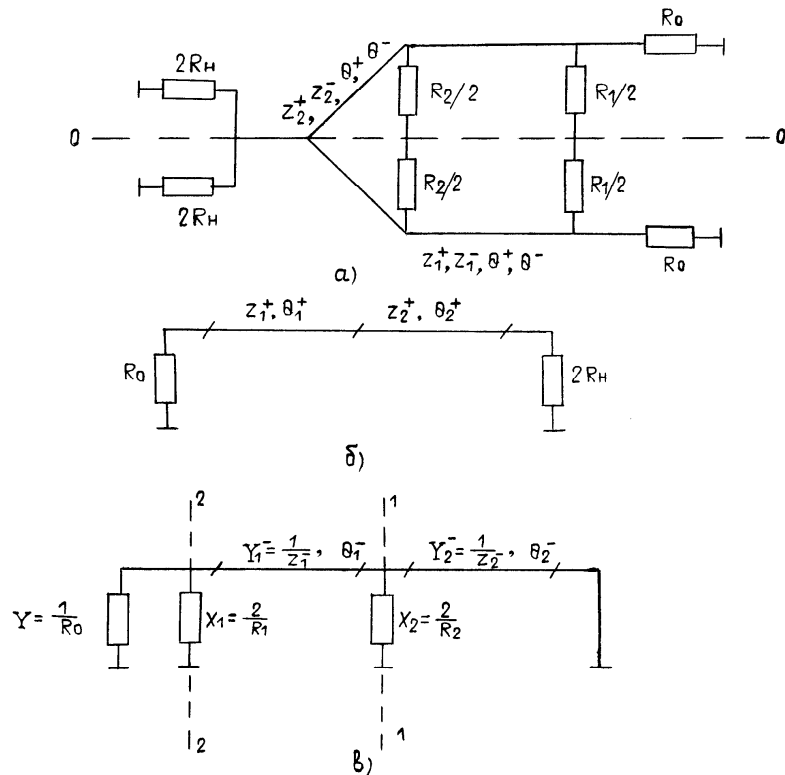


Рис.2.13. Схема двухзвенного делителя мощности с параллельным включением плеч (а), четырехполюсники четного (б) и нечетного (в) видов

Выражения (2.70, 2.71) получены для случая $R_0 \leq 2R_H$, если $R_0 > 2R_H$, то в формулах (2.70, 2.71) Z_1^+ заменяется на Z_2^+ , Z_2^+ - на Z_1^+ . При этом обозначения на рис.2.13 не изменяются.

Определим значения θ , при которых $|S_{11}|$ равен нулю. В случае чебышевской характеристики нули $|S_{11}|$ будут при

$$\theta = \arccos(S / \sqrt{2}). \tag{2.72}$$

В случае максимально плоской характеристики нули $|S_{11}|$ будут при $\theta = \pi/2$.

Для определения параметров x_1, x_2 вычислим входную проводимость четырехполюсника рис.2.13,в. Обозначим $a = -jctg\theta$. Проводимость в сечении "1 - 1" (рис.2.13,в) состоит из суммы проводимостей x_2 и входной проводимости короткозамкнутого отрезка длиной θ с волновой проводимостью Y_2^-

$$Y_{11} = x_2 + aY_2^-. \tag{2.73}$$

Проводимость в сечении "2 - 2" определим как сумму проводимостей x_1 и входной проводимости отрезка линии длиной θ , нагруженного на нагрузку с проводимостью Y_{11}

$$Y_{22} = Y_1^-(Y_1^- + aY_{11}) / (Y_{11} + aY_1^-) + x_1. \tag{2.74}$$

Условие равенства нулю коэффициента $|S_{11}|$ имеет вид

$$Y_0 = Y_{22}. \tag{2.75}$$

С учетом (2.73, 2.74) из равенства (2.75) получаем уравнение для определения x_1, x_2

$$(Y_0 - x_1)(x_2 + aY_2^- + aY_1^-) - Y_1^-(Y_1^- + 2ax_2 + a^2Y_2^-) = 0. \tag{2.76}$$

Так как выражение (2.76) комплексное ($a = -jctg\theta$), то оно распадается на два

$$(Y_0 - x_1) = Y_1^-(Y_1^- + a^2Y_2^-) / x_2, \tag{2.77}$$

$$(Y_0 - x_1) = Y_1^- x_2 / (Y_2^- + Y_1^-).$$

Из систем уравнений (2.77) с учетом того, что $x_1 = 2/R_1, x_2 = 2/R_2$ получаем

$$R_1 = \left[2(z_1^- + z_2^-)R_0R_2 \right] / \left[R_2(z_1^- + z_2^-) - 2z_2^-R_0 \right], \tag{2.78}$$

$$R_2 = \left[2z_1^-z_2^- \right] / \left[(z_2^- - z_1^- \operatorname{ctg}^2 \theta)(z_1^- + z_2^-) \right]^{-0.5}.$$

При расчете ДДМ с последовательным включением плеч его схема может быть представлена в виде рис.2.14,а. Составляющие четырех-

полносники (рис.2.14,б,в) отличаются от аналогичных четырехполосников ДДМ с параллельным включением плеч изменением коэффициента трансформации (рис.2.14), последовательным включением балластных резисторов и изменением характера отражения от разомкнутого конца отрезка линии (рис.2.14,в).

В силу изложенного, сопротивления z_1^+, z_2^+ рассчитываются по формулам (2.70, 2.71). Для расчета балластных сопротивлений все преобразования схемы (рис.2.14,в) выполним в терминах сопротивлений. Уравнения для определения x_1, x_2 имеют вид

$$\begin{aligned} (R_0 - x_1) &= z_1^- (z_1^- + a^2 z_2^-) / x_2, \\ (R_0 - x_1) &= z_1^- x_2 / (z_2^- + z_1^-). \end{aligned} \tag{2.79}$$

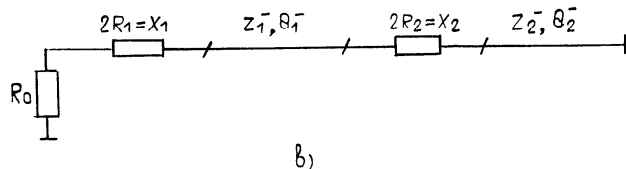
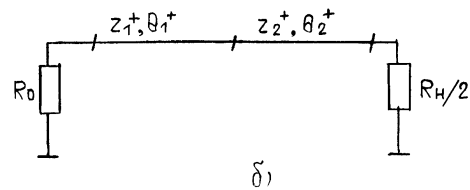
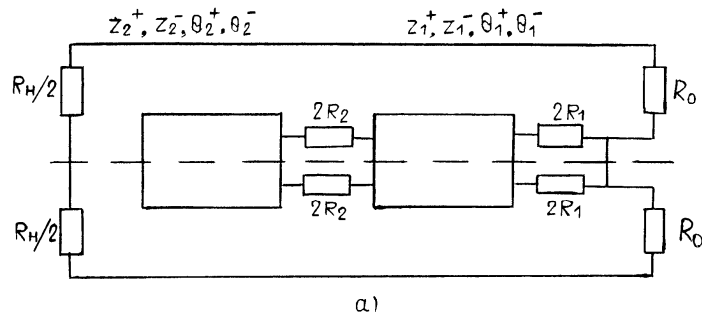


Рис.2.14. Схема двухзвенного делителя мощности с последовательными плечами (а), четырехполосники четного (б) и нечетного (в) видов

Из соотношений (2.79) с учетом того, что $x_1=2R_1, x_2=2R_2$, получаем

$$\begin{aligned} R_1 &= \left[(z_1^- + z_2^-) R_0 - 2R_2 z_1^- \right] / \left[2(z_1^- + z_2^-) \right], \\ R_2 &= \left[(z_1^- - z_2^- \operatorname{ctg}^2 \theta) (z_1^- + z_2^-) \right]^{0.5} / 2. \end{aligned} \tag{2.80}$$

Заметим, что если связь между линиями отсутствует, то в выражениях (2.70, 2.71, 2.77 – 2.80)

$$z_1 = z_1^+ = z_1^-, \quad z_2 = z_2^+ = z_2^-, \quad y_1 = y_1^+ = y_1^-, \quad y_2 = y_2^+ = y_2^-.$$

После того, как определены параметры всех компонентов ДДМ, его частотные характеристики рассчитываются с помощью модели, изображенной на рис.2.12. При этом в модели можно устранить и сделанные ранее допущения в части равенства электрических длин четвертьволновых отрезков, а также учесть длины балластных сопротивлений, потери в линиях передачи и разброс параметров элементов.

2.10. Трехзвенный делитель мощности

Трехзвенный делитель мощности (ТДМ) отличается от делителя, рассмотренного в предыдущем разделе, лишь дополнительным третьим звеном. Задача расчета параметров отдельных компонентов ТДМ решается с помощью метода четного и нечетного возбуждений. Расчет сопротивлений $z_1^+ - z_3^+$ выполняется по формулам для трехступенчатого трансформатора [210, 211]

$$\begin{aligned} (z_1^+ / R_0)^4 + 2(z_1^+ / R_0)^3 \sqrt{R} - (R - 1) \operatorname{ctg}^2 \theta_0 (z_1^+ / R_0)^2 \alpha - 2(z_1^+ / R_0) \sqrt{R} - R &= 0, \\ (z_2^+ / R_0) = \sqrt{R}, \quad z_3^+ / R_0 = R / (z_1^+ / R_0), \quad \theta_0 = \arccos(\sqrt{3S} / 2), \\ S &= \left\{ \operatorname{ch} \left[\frac{1}{3} \operatorname{Arch} \left[(R - 1) / (2\sqrt{R}) (1 - |S_{11\max}|^2)^{0.5} / |S_{11\max}| \right] \right] \right\}^{-1}. \end{aligned} \tag{2.81}$$

где $\alpha=1$ – для чебышевской характеристики,

$\alpha=0$ – для максимально плоской характеристики,

$R = (2R_H / R_0)^{\pm 1}$, знак "+", если $R_0 < 2R_H$, знак "-", если $R_0 > 2R_H$. При знаке "-" в формуле (2.81) производится замена z_1 / R_0 на $z_3 / (2R_H)$, z_3 / R_0 на $z_1 / (2R_H)$, z_2 / R_0 на $z_2 / (2R_H)$.

Для определения сопротивлений $R_1 - R_3$ ТДМ с параллельным включением плеч вычислим входную проводимость четырехполосника для нечетного типа возбуждения

$$Y_{\text{BX}} = \left[x_1(A + aBY_1^-) + B(Y_1^-)^2 + aAY_1^- \right] / (A + aBY_1^-), \quad (2.82)$$

где

$$A = x_2x_3 + (Y_2^-)^2 + a^2Y_2^-Y_3^- + a[x_2(Y_2^- + Y_3^-) + x_3Y_2^-],$$

$$B = x_3 + a(Y_2^- + Y_3^-), \quad a = -j \operatorname{cth} \theta,$$

$$Y_1^- = (Z_1^-)^{-1}, \quad Y_2^- = (Z_2^-)^{-1}, \quad Y_3^- = (Z_3^-)^{-1}, \quad x_1 = 2/R_1, \quad x_2 = 2/R_2, \quad x_3 = 2/R_3.$$

Частотная характеристика коэффициента отражения четырехполюсника для нечетного типа возбуждения равна нулю при

$$Y_{\text{BX}} = Y_0 = 1/R_0. \quad (2.83)$$

Для ТДМ с параллельным включением плеч уравнения для определения x_1, x_2, x_3 , с учетом формул (2.82, 2.83) имеют вид

$$(Y_0 - x_1) = x_3(Y_1^-)^2 / \left[x_2x_3 + (Y_2^-)^2 \right],$$

$$(x_3^2 + Y_2^-B_1)x_2Y_2^- - x_3B_1 \left[(Y_1^-)^2 - x_2^2 \right] = 0, \quad (2.84)$$

$$x_3^2Y_1^-(Y_1^- + Y_2^-) - x_3^2x_2^2 - x_2x_3 \left[A_1 + (Y_2^-)^2 \right] - (Y_2^-)^2(B_1Y_1^- + A_1) = 0.$$

Из выражений (2.84) получаем

$$x_1 = Y_0 - x_3(Y_1^-)^2 / \left[x_2x_3 + (Y_2^-)^2 \right], \quad (2.85)$$

$$x_3 = \left\{ B_1 \left[(Y_1^-)^2 - x_2^2 \right] + \left\{ B_1^2 \left[(Y_1^-)^2 - x_2^2 \right]^2 - 4x_2^2(Y_1^-)^3 B_1 \right\}^{0.5} \right\} / (2x_2Y_2^-), \quad (2.86)$$

$$x_3 = \left\{ x_2 \left[A_1 + (Y_1^-)^2 \right] + \left\{ x_2^2 \left[A_1 + (Y_1^-)^2 \right]^2 + 4 \left[Y_1^-(Y_1^- + Y_2^-) - x_2^2 \right] (Y_2^-)^2 (B_1Y_1^- + A_1) \right\}^{0.5} \right\} / \left\{ 2 \left[Y_1^-(Y_1^- + Y_2^-) - x_2^2 \right] \right\}, \quad (2.87)$$

$$\text{где } A_1 = (Y_2^-)^2 + a^2Y_2^-Y_3^-, \quad B_1 = Y_2^- + Y_3^-.$$

Для ТДМ с последовательным включением плеч уравнения для определения x_1, x_2, x_3 имеют вид

$$(R_0 - x_1) = x_3(z_1^-)^2 / \left[x_2x_3 + (z_2^-)^2 \right],$$

$$(x_3^2 + z_2^-B_1)x_2z_2^- - x_3B_1 \left[(z_1^-)^2 - x_2^2 \right] = 0, \quad (2.88)$$

$$x_3^2z_1^-(z_1^- + z_2^-) - x_3^2x_2^2 - x_2x_3 \left[A_1 + (z_2^-)^2 \right] - (z_2^-)^2(B_1z_1^- + A_1) = 0.$$

Для получения x_1, x_2, x_3 из выражений (2.88) следуют формулы, подобные соотношениям (2.85, 2.86), в которых все Y_i заменяются на Z_i , а x_i имеют смысл $x_1=2R_1, x_2=2R_2, x_3=2R_3$.

2.11. Синтез многозвенного делителя с заданным распределением мощности

Идея синтеза многозвенного делителя с заданным распределением мощности (МДМ) между выходными каналами состоит в использовании параметров элементов двухканального делителя с равным делением для пересчета в параметры элементов МДМ [122, 123]. При этом характеристики МДМ: коэффициенты отражений входа и выходов, развязки между выходными каналами в диапазоне частот – должны незначительно отличаться от характеристик двухканального делителя с равным делением, который в дальнейшем будем называть делителем – прототипом (ДП).

Рассмотрим схему рис.2.15, на которой изображен МДМ на N каналов с равным делением мощности между каналами. Делитель состоит из выходной и входных линий с сопротивлениями R_H и R_0 соответственно. Каждый канал МДМ выполнен из n -ступенчатого трансформатора с сопротивлениями ступеней $z_1 - z_n$. Электрические длины всех ступеней одинаковы. Между ступенями каналов по схеме "звезда" включены балластные сопротивления $R_1 - R_n$. Не учитывая структуры поля в каналах МДМ и полагая, что существует один тип волны, цепь рис.2.15 будем рассматривать как линию передачи, по которой распространяются волны тока и напряжения. В сечениях схемы рис.2.15, равноудаленных от входа, потенциалы проводников одинаковы и напряжения равны. Мощность, выделяемая в нагрузочных сопротивлениях R_0 , обратно пропорциональна их величинам.

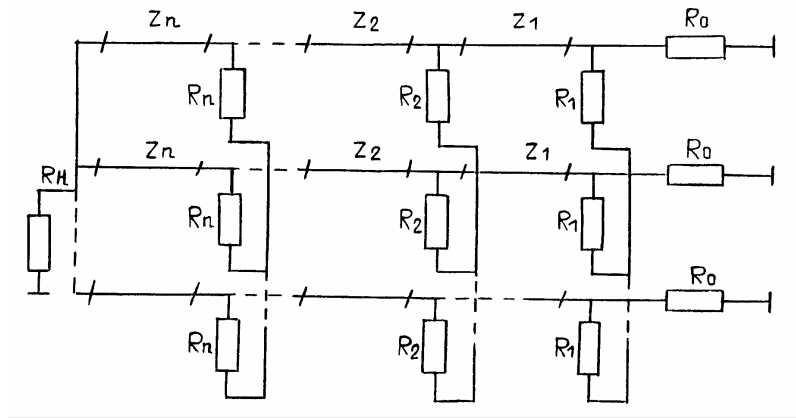


Рис.2.15. Схема многоканального делителя

Если M каналов на схеме рис.2.15 объединить, т.е. соединить между собой эквипотенциальные точки, то полученный канал будет передавать в нагрузку с сопротивлением R_0/M мощность, в M раз большую. При этом волновые сопротивления ступеней каналов и соответствующие балластные сопротивления должны быть уменьшены в M раз. Таким образом, получается делитель, распределяющий одинаковую мощность в $N-M$ нагрузок и мощность в M раз большую в нагрузку с сопротивлением R_0/M . Величины сопротивлений цепи, объединяющей M каналов, определяются выражениями

$$R_{0Э} = R_0/M, \quad R_{iЭ} = R_i/M, \quad z_{iЭ} = z_i/M. \quad (2.89)$$

Рассуждая аналогичным образом, можно создать схему делителя с любым требуемым распределением мощности между каналами. Соотношения (2.89) могут быть выведены, например, с помощью аппарата матриц проводимости.

Изложенное выше можно использовать и для решения задачи не "объединения", а "разъединения" каналов. Поясним это. Пусть имеем многосвязный делитель с равным делением (на рис.2.15 $N=2$). Обозначим сопротивления такого делителя R_i, z_i . От схемы двухканального делителя можно перейти к схеме N -канального, пересчитав сопротивления по следующим формулам

$$R_i = R'_i N / 2, \quad (2.90)$$

$$z_i = z'_i N / 2.$$

Получим выражения для расчета делителя на q каналов с мощностями в каналах P_1, P_2, \dots, P_q ($P_1 > P_m, m = 2, 3, \dots, q$).

$$\text{Обозначим } K'_m = P_m / P_1. \quad (2.91)$$

Выберем такой коэффициент α , при котором все величины в выражении (2.91) при умножении на α становятся целыми числами

$$K_m = \alpha K'_m = \alpha P_m / P_1. \quad (2.92)$$

Коэффициенты K_m ($m=1, 2, \dots, q$) пропорциональны мощности в каналах 1 - q . Определим число каналов

$$N = \sum_{m=1}^q K_m. \quad (2.93)$$

Величина N есть число каналов делителя с равным делением, величины K_m - число объединяемых каналов N -канального делителя для получения требуемой мощности P_m в нагрузку m -го канала.

Таким образом, расчет делителя на q каналов с мощностями в каналах P_1, P_2, \dots, P_q сводится к следующему. Определяются сопротивления цепей двухканального делителя-прототипа R'_i, z'_i ; по формулам (2.91, 2.92) рассчитываются α и K_m ; по выражению (2.93) определяются N ; по формулам, полученным с учетом (2.89, 2.90) вычисляются сопротивления

$$R_{iЭm} = R'_i N / (2K_m), \quad i = 0, 1, \dots, n; \quad m = 1, 2, \dots, q; \quad (2.94)$$

$$z_{iЭm} = z'_i N / (2K_m), \quad i = 1, 2, \dots, n; \quad m = 1, 2, \dots, q;$$

которые и являются сопротивлениями синтезированного делителя.

Глава 3.

Устройства распределения мощности кольцевого типа

3.1. Физические процессы, протекающие в устройствах распределения мощности кольцевого типа

Рассмотрим свернутую в кольцо линию 1 рис.3.1,а длиной 2φ , возбуждаемую в сечении "а – а" линией 2. Разорвем линию 1 в сечении "в – в" рис.3.1,б, причем разрыв может быть в любом месте. Местоположение разрыва зададим с помощью параметра Δ рис.3.1,б. Модель цепи

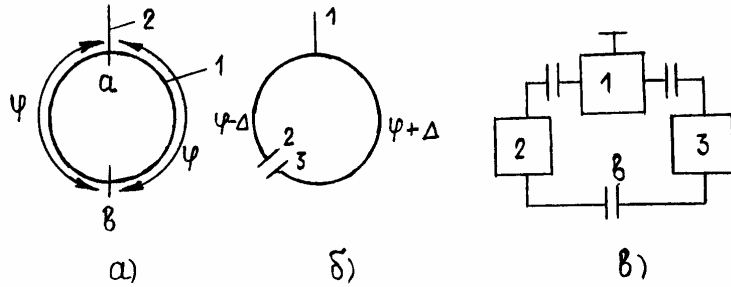


Рис.3.1. Схема возбуждения свернутой в кольцо линии

рис.3.1,б представим в виде соединения трех элементов: разветвления линий передачи 1, отрезка линии 2 с электрической длиной $\varphi - \Delta$, отрезка линии 3 с электрической длиной $\varphi + \Delta$. Определим величину поля в сечении "в – в" схемы рис.3.1,в. Пусть разветвление 1 и линии 2, 3 заданы матрицами рассеяния

$$[\mathbf{S}_{ij}^{(1)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(1)} & S_{12}^{(1)} & S_{13}^{(1)} \\ S_{12}^{(1)} & S_{22}^{(1)} & S_{23}^{(1)} \\ S_{13}^{(1)} & S_{23}^{(1)} & S_{33}^{(1)} \end{bmatrix}, \quad (3.1)$$

$$[\mathbf{S}_{ij}^{(2)}] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j(\varphi-\Delta)} \\ e^{-j(\varphi-\Delta)} & 0 \end{bmatrix}, \quad [\mathbf{S}_{ij}^{(3)}] = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j(\varphi+\Delta)} \\ e^{-j(\varphi+\Delta)} & 0 \end{bmatrix}.$$

С учетом матриц (3.1) коэффициенты рассеяния цепи рис.3.1,б

$$\begin{aligned} S_{21} &= S_{12} = S_{12}^{(1)} e^{-j(\varphi-\Delta)}, \\ S_{31} &= S_{13} = S_{13}^{(1)} e^{-j(\varphi+\Delta)}, \\ S_{32} &= S_{23} = S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi}, \\ S_{33} &= S_{33}^{(1)} e^{-j2(\varphi+\Delta)}, \\ S_{22} &= S_{22}^{(1)} e^{-j2(\varphi-\Delta)}, \\ S_{11} &= S_{11}^{(1)}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Используя формулы [118], получим волны, распространяющиеся во взаимно противоположных направлениях, в замкнутой свернутой в кольцо линии при возбуждении ее со входа 1 рис.3.1,б

$$\begin{aligned} b_2 &= [S_{21}(1-S_{23}) + S_{22}S_{31}] / [(1-S_{23})^2 - S_{22}S_{33}] a_1, \\ b_3 &= [S_{31}(1-S_{23}) + S_{33}S_{31}] / [(1-S_{23})^2 - S_{22}S_{33}] a_1. \end{aligned} \quad (3.3)$$

Результирующая волна в линии равна сумме волн b_2 и b_3

$$\begin{aligned} b_2 + b_3 &= [(1-S_{23})(S_{21} + S_{31}) + S_{22}S_{31} + S_{33}S_{21}] / [(1-S_{23})^2 - S_{22}S_{33}] a_1 = \\ &= [S_{21}(1-S_{23} + S_{33}) + S_{31}(1-S_{23} + S_{22})] / [(1-S_{23})^2 - S_{22}S_{33}] a_1. \end{aligned} \quad (3.4)$$

При подстановке в выражения (3.4) формул (3.2) получаем уравнение, описывающее распределение амплитуды и фазы результирующей волны вдоль свернутой в кольцо линии

$$\begin{aligned} b_2 + b_3 &= e^{-j\varphi} [S_{12}^{(1)} (1 - S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi}) + S_{13}^{(1)} S_{22}^{(1)} e^{-j2\varphi}] e^{j\Delta} a_1 / \\ & / [(1 - S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi})^2 - S_{22}^{(1)} S_{33}^{(1)} e^{-j4\varphi}] + \\ & + e^{-j\varphi} [S_{13}^{(1)} (1 - S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi}) + S_{12}^{(1)} S_{33}^{(1)} e^{-j2\varphi}] e^{-j\Delta} a_1 / \\ & / [(1 - S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi})^2 - S_{22}^{(1)} S_{33}^{(1)} e^{-j4\varphi}] = A e^{-j\Delta} + B e^{j\Delta}. \end{aligned} \quad (3.5)$$

Из выражения (3.5) заключаем, что в свернутой в кольцо линии, возбуждаемой в соответствии со схемой рис.3.1,б, имеет место распространение волн, аналогичное распространению волн в линии бесконечной длины. Поскольку эти волны распространяются в противоположных направлениях, то вдоль свернутой в кольцо линии устанавливается стоячая волна. Рассмотрим процессы в некоторых частных практических случаях.

1. Свернутая в кольцо линия возбуждается параллельной линией с помощью симметричного разветвления, для которого коэффициенты матрицы рассеяния в выражении (3.1) имеют вид

$$[\mathbf{S}_{ij}^{(1)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(1)} & S_{12}^{(1)} & S_{12}^{(1)} \\ S_{12}^{(1)} & S_{22}^{(1)} & S_{23}^{(1)} \\ S_{12}^{(1)} & S_{23}^{(1)} & S_{22}^{(1)} \end{bmatrix}. \quad (3.6)$$

С учетом формулы (3.6) выражение для стоячей волны вдоль линии можно записать

$$b_2 + b_3 = \left\{ 2S_{12}^{(1)} e^{-j\varphi} / \left(1 - S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi} - S_{22}^{(1)} e^{-j2\varphi} \right) \right\} \cos \Delta a_1. \quad (3.7)$$

2. Свернутая в кольцо линия возбуждается последовательной линией с помощью асимметричного разветвления, для которого коэффициенты матрицы рассеяния в выражении (3.1) имеют вид

$$[\mathbf{S}_{ij}^{(1)}] = \begin{bmatrix} S_{11}^{(1)} & S_{12}^{(1)} & -S_{12}^{(1)} \\ S_{12}^{(1)} & S_{22}^{(1)} & S_{23}^{(1)} \\ -S_{12}^{(1)} & S_{23}^{(1)} & S_{22}^{(1)} \end{bmatrix}. \quad (3.8)$$

С учетом формулы (3.8) выражение для стоячей волны вдоль линии будет

$$b_2 + b_3 = \left\{ 2jS_{12}^{(1)} e^{-j\varphi} / \left(1 - S_{23}^{(1)} e^{-j2\varphi} - S_{22}^{(1)} e^{-j2\varphi} \right) \right\} \sin \Delta a_1. \quad (3.9)$$

Выражение (3.7) имеет экстремумы при $\Delta = n\pi$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, нули при $\Delta = \pm\pi/2 \pm n\pi$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$. Выражение (3.9) имеет экстремумы при $\Delta = \pm\pi/2 \pm n\pi$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$, нули при $\Delta = n\pi$, $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$.

Физическая интерпретация выражений (3.7, 3.9) может быть такая. При возбуждении свернутой в кольцо линии параллельной линией с симметричным разветвлением вдоль линии устанавливается стоячая волна напряжения [выражение (3.7)], имеющая пучности в точках экстремумов и узлы в точках нулей. При возбуждении свернутой в кольцо линии последовательной линией с асимметричным разветвлением вдоль линии устанавливается волна напряжения [выражение (3.9)], имеющая пучности в точках экстремумов и узлы в точках нулей.

В свернутых в кольцо линиях с электрической длиной, равной 2π , 3π , возбуждение производится в узле напряжения при симметричном возбуждении и в узле тока при асимметричном. Плечи, между которыми распределяется энергия, включаются в сечения, где имеет место пучность напряжения (параллельное плечо) или пучность тока (последовательное плечо).

Развязанные плечи включаются в сечения, где имеет место узел напряжения (параллельное плечо) или узел тока (последовательное плечо).

В дальнейшем в результате моделирования амплитуды стоячей волны вдоль свернутой в кольцо линии мы убедились, что при включении плеч в кольцевую линию изменяется только амплитуда стоячей волны на отдельных четвертьволновых участках.

В свернутых в кольцо линиях с электрической длиной, равной π , развязанные плечи включаются в сечения, где имеет место узел напряжения (параллельное плечо) или узел тока (последовательное плечо).

3.2. Трансформация плеч в устройствах распределения мощности кольцевого типа

Представим устройство кольцевого типа (рис.3.2) в виде соединения четырехполосников (рис.3.3). Такое представление возможно, если каждое разветвление линий на рис.3.2 заменить четырехполосниками (рис.3.4), у которых сопротивления R и R' являются входными сопротивлениями разветвлений. Запишем матрицы рассеяния схем рис.3.4,а через $[\mathbf{S}_1]$, рис.3.4,б через $[\mathbf{S}_2]$

$$[\mathbf{S}_1] = \begin{bmatrix} -ze^{-j2\theta} / (2R + z) & 2Re^{-j\theta} / (2R + z) \\ 2Re^{-j\theta} / (2R + z) & -z / (2R + z) \end{bmatrix},$$

$$[\mathbf{S}_2] = \begin{bmatrix} R' / (2z + R') & 2ze^{-j\theta} / (2z + R') \\ 2ze^{-j\theta} / (2z + R') & R'e^{-j2\theta} / (2z + R') \end{bmatrix}.$$

Приравняв почленно коэффициенты матриц $[\mathbf{S}_1]$ и $[\mathbf{S}_2]$, получаем $[\mathbf{S}_1] = [\mathbf{S}_2]$ при $\theta = \pi/2 \pm n\pi$ и $z^2 = R'R$.

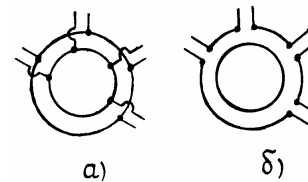
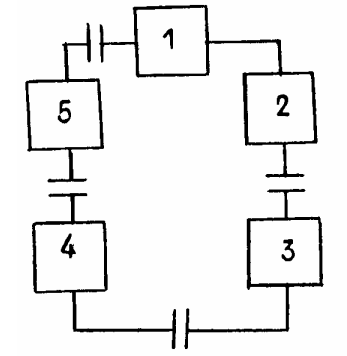


Рис.3.2. Схемы кольцевых устройств ↑

Рис.3.3. Схема замещения кольцевого устройства: 1, ..., 4, – четырехполосники производные от шестиполосников, 5 – отрезок линии передачи →



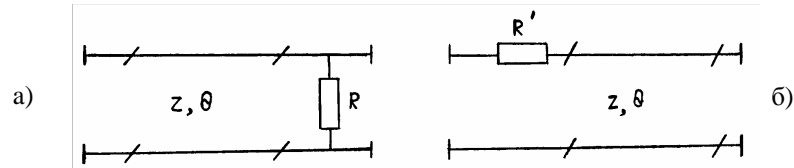


Рис.3.4. Схемы замещения разветвленных линий передачи четырехполюсниками

Изложенное выше позволяет сформулировать следующее. В устройствах распределения кольцевого типа любое параллельное (последовательное) плечо с сопротивлением R (R') может быть заменено последовательным (параллельным) плечом с сопротивлением R (R'), отстоящим от сечения, где оно включено, на длину отрезка линии, кратную $(\lambda/4)(2k+1)$, $k=0,1,2,\dots$. При этом $R'=z^2/R$ (z – волновое сопротивление отрезка линии).

Полученные в подразделах 3.1, 3.2 результаты и выводы позволяют перейти к синтезу структур устройств кольцевого типа.

3.3. Синтез структур устройств распределения мощности кольцевого типа

Изложенный в подразделах 3.1, 3.2 материал дает ключ к синтезу структур устройств кольцевого типа. Известны три типа таких устройств минимальной длины [10, 14, 15, 39, 41 – 46, 90, 95 – 102, 114, 119, 120, 129, 134, 140, 147, 148, 184, 207, 208, 218, 219, 220, 226 – 228, 252, 254, 257]: $1,5\lambda$; λ и $0,5\lambda$. На рис.3.5 изображены схемы устройств длиной $1,5\lambda$: кольцевой мост с параллельным включением плеч (рис.3.5,а), кольцевой мост с последовательным включением плеч (рис.3.5,б), модифицированный кольцевой мост с параллельным включением плеч (рис.3.5,д), модифицированный кольцевой мост с последовательным включением плеч (рис.3.5,е). Эти мосты характеризуются тем, что все четвертьволновые отрезки имеют различные волновые сопротивления и сопротивления плеч. Впервые такие решения были предложены в работе [120] и защищены авторским свидетельством [4]. На рис.3.5,в,г,ж изображены структуры, синтезированные с помощью процедуры трансформации плеч, описанной в подразделе 3.2. Так, структура (рис.3.5,в) получена из структуры (рис.3.5,а) путем трансформации плеча 4 в последовательное плечо; структура (рис.3.5,е) получена из структуры (рис.3.5,б) путем трансформации "части" плеча 4 через четвертьволновые z_4, z_5 отрезки в последовательное плечо 5; структура (рис.3.5,ж) получена из структуры (рис.3.5,в) путем трансформации параллельного плеча 3 в последовательное плечо. Структуры, изображенные на рис.3.6, 3.7, синтезированы аналогичным образом из приведенных в литературе частных

схем (рис.3.6,а,б; рис.3.7,а,б) [208, 257]. Полученные в результате синтеза схемы кольцевых устройств могут иметь и имеют применение в интегральных СВЧ-цепях, выполненных на комбинациях линий передачи (микрополосковых, щелевых, копланарных и других). Эскизы топологий некоторых устройств изображены на рис.3.8. Соответствие схем и конструкций приведено в таблице 3.1.

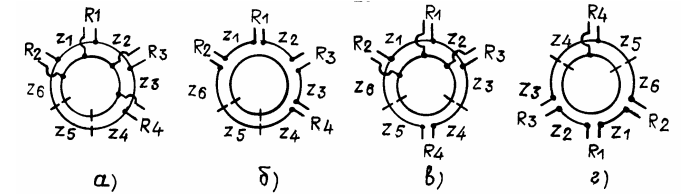


Рис.3.5. Схемы кольцевых устройств длиной $1,5\lambda$

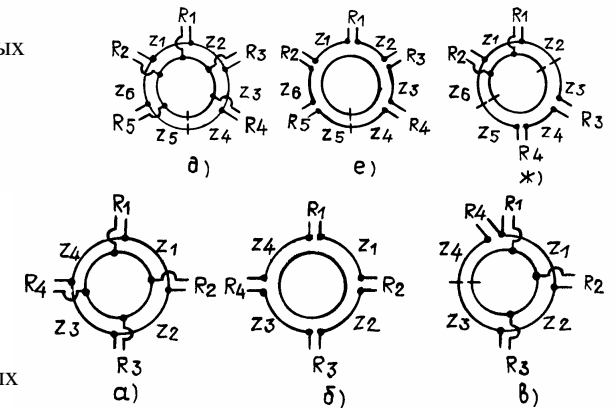


Рис.3.6. Схемы кольцевых устройств длиной λ

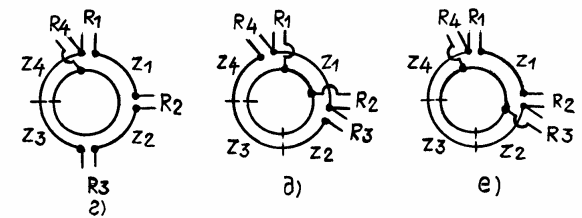


Рис.3.7. Схемы кольцевых устройств длиной $0,5\lambda$

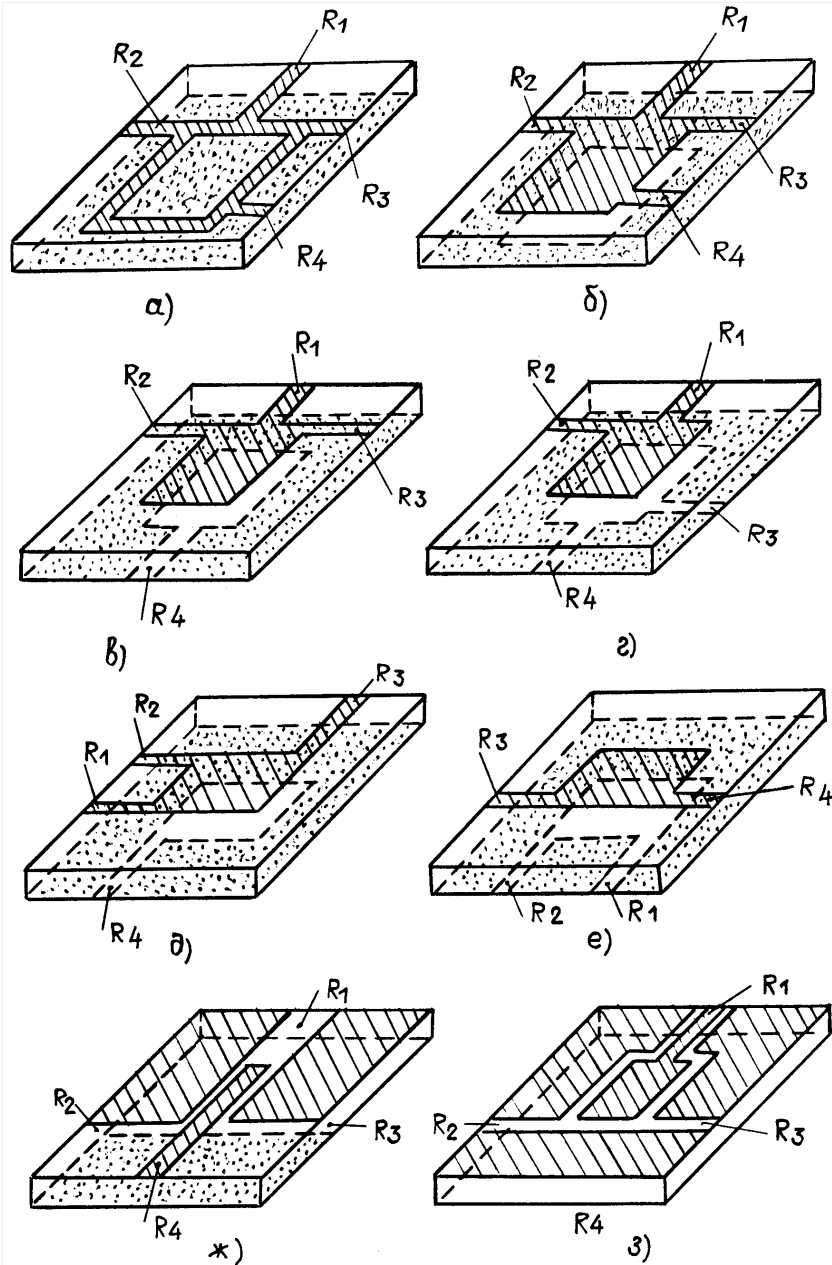


Рис.3.8. Топологии кольцевых устройств

Таблица 3.1

№ п.п	Структура № рис.	Схема № рис.	Наименование типов элементов
1	2	3	4
1	3.5,а	3.5,а	Микрополосковая
2	3.5,а	3.8,б	Микрополосковая, двухсторонняя щелевая
3	3.5,в	3.8,в	Микрополосковая, двухсторонняя щелевая, щелевая
4	3.5,ж	3.8,г	Микрополосковая, двухсторонняя щелевая, щелевая
5	3.6,в	3.8,д	Микрополосковая, двухсторонняя щелевая, щелевая
6	3.6,е	3.8,е	Микрополосковая, двухсторонняя щелевая, щелевая
7	3.7,б	3.8,ж	Микрополосковая, двухсторонняя щелевая, щелевая
8	3.7,б	3.8,з	Копланарная, щелевая, микрополосковая

Рассмотрим еще одно устройство (рис.3.9), характерными особенностями которого является включение в одно сечение всех четырех линий и минимальные размеры (длина кольца равна $0,5\lambda$). Структура рис.3.9,а получена из структуры рис.3.7,а посредством замены параллельных плеч 2 и 3 последовательными и последовательного плеча 4 параллельным. Структура рис.3.9,б получена из структуры рис.3.7,б путем замены последовательного плеча 1 параллельным. Принцип действия устройства поясним с помощью схемы рис.3.9,в, соответствующей структуре рис.3.9,а. Будем считать, что устройство рис.3.9,в сбалансировано, т.е. плечи R_1 и R_4 , R_2 и R_3 взаимно развязаны. Пусть возбуждающее напряжение $Ue^{j\omega t}$ приложено к плечу 3. Потенциал в точке a равен φ_a , потенциал в точке $b = -\varphi_a$, потенциалы в точках c и d $\varphi_c = \varphi_d = 0$. Поскольку длина отрезков линий с сопротивлениями z_1 и z_2 на резонансной частоте равна $\pi/2$, то потенциал в точке e будет $\varphi_e = -\varphi_a$. Разности потенциалов в сечениях, возбуждающих плечи 1, 4, 2, будут

$$\begin{aligned} \varphi_b - \varphi_c &= -\varphi_a && \text{для плеча 1;} \\ \varphi_e - \varphi_d &= -\varphi_a && \text{для плеча 4;} \\ \varphi_b - \varphi_e &= -\varphi_a - (-\varphi_a) && \text{для плеча 2.} \end{aligned}$$

Таким образом, энергия, поступающая в плечо 3, распределяется между плечами 1 и 4, плечо 2 оказывается изолированным от плеча 3.

Аналогичным образом, если возбуждать плечо 1, то энергия будет распределяться между плечами 2 и 3, а плечо 4 будет изолировано. На рис.3.9,г изображен один из вариантов конструкции устройства, соответствующий схеме рис.3.9,а. Устройство выполнено на щелевой, двух-сторонней щелевой и микрополосковой линиях.

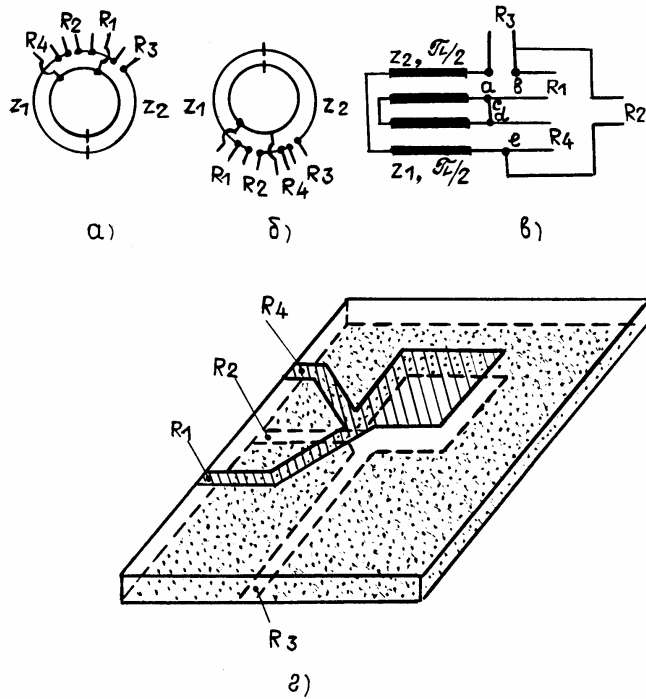


Рис.3.9. Схемы (а,б,в) и топология (г) кольцевого устройства длиной $0,5\lambda$

3.4. Расчет волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков кольцевых устройств

Принцип расчета четвертьволновых отрезков кольцевых устройств, разработанный в работах [119, 120, 124], покажем на устройствах с параллельным включением плеч (рис.3.10), последовательным включением плеч (рис.3.11) и смешанным включением плеч (рис.3.12).

Пусть в кольцевом устройстве (рис.3.10) сопротивления плеч R_1-R_4 и волновые сопротивления четвертьволновых отрезков на резонансной частоте выбраны таким образом, что устройство идеально согласовано со всех плеч, идеально развязано между парами плеч 1, 4 (2,3) и осуществляет деление

энергии в требуемом отношении. Выше мы доказали, что если устройство возбуждается с плеча 1, то в сечении плеча 4 имеет место узел напряжения, в котором напряжение равно нулю. В этом сечении кольцевую линию можно разорвать, а отрезки линий z_3, z_4 считать короткозамкнутыми (рис.3.10,б). Поскольку входные сопротивления совокупности отрезков z_6, z_5, z_4 и отрезка z_3 в сечениях плеч R_2 и R_3 на резонансной частоте равны бесконечности, то при анализе устройства со входа 1 их можно не учитывать. Пересчитаем сопротивления R_2 и R_3 через отрезки линий z_1 и z_2 на вход 1 (рис.3.10,в) с помощью уравнения для четвертьволнового трансформатора и приравняем

$$R_1 = R'_2 R'_3 / (R'_2 + R'_3) \quad (3.10)$$

где $R'_2 = z_1^2 / R_2, R'_3 = z_2^2 / R_3$.

Мощности, рассеиваемые на сопротивлениях R'_2 и R'_3 , обратно пропорциональны этим сопротивлениям. Обозначим

$$P_2 / P_3 = R'_3 / R'_2 = K^2 \quad (3.11)$$

где P_2, P_3 – мощности, поступающие на выходы 2 и 3, K^2 – коэффициент деления по мощности.

Из решения уравнений (3.10, 3.11) относительно z_1 и z_2 получаем

$$K^2 = (R_2 / R_3) (z_2^2 / z_1^2) \quad (3.12)$$

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K$$

$$z_2 = \sqrt{R_1 R_3} [1 + K^2]^{0.5}$$

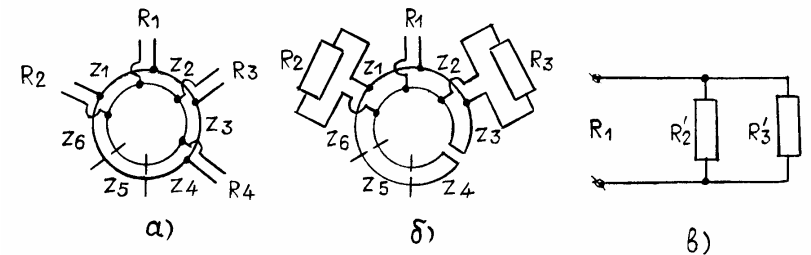


Рис.3.10. Кольцевое устройство с параллельным включением плеч

Подобным же образом, рассматривая устройство (рис.3.10,а) со стороны плеч 2, 3, 4 соответственно, получаем недостающие формулы для расчета сопротивлений $z_3 - z_6$

$$z_3 = \sqrt{R_3 R_4} [1 + K^2]^{0.5} / K, \quad (3.13)$$

$$z_6 z_4 / z_5 = \sqrt{R_2 R_4} [1 + K^2]^{0.5}.$$

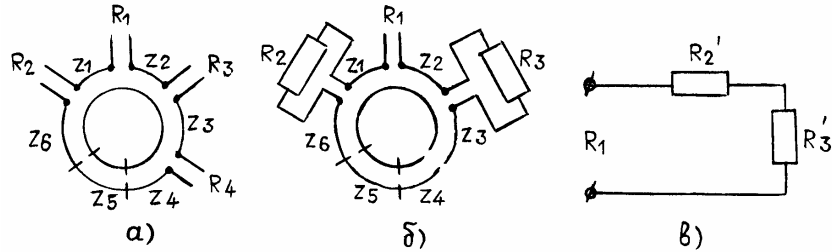


Рис.3.11. Кольцевое устройство с последовательным включением плеч

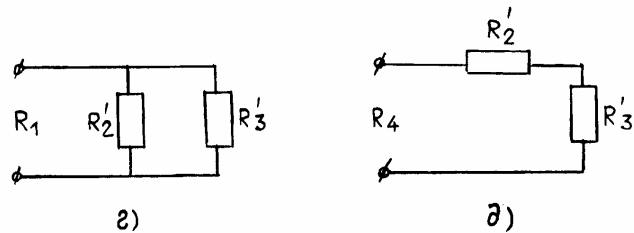
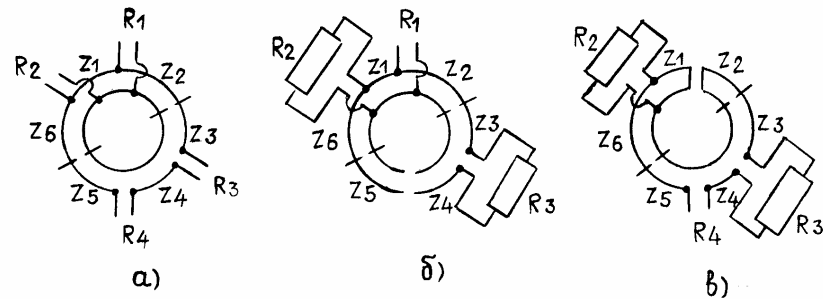


Рис.3.12. Кольцевое устройство со смешанным включением плеч

Принцип расчета четвертьволновых отрезков устройства рис.3.11,а аналогичен изложенному выше с той лишь разницей, что в развязанном плече имеет место узел тока, в котором ток равен нулю. В этом случае в сечении разрыва кольцевой линии отрезки линий z_3, z_4 можно считать разомкнутыми (рис.3.11,б). Входные сопротивления совокупности отрезков z_4, z_5, z_6 и отрезка z_3 в сечениях плеч R_2 и R_3 на резонансной частоте равны нулю, что создает условия параллельного включения сопротивлений R_2 и R_3 в

кольцевую линию. Если сопротивления R_2 и R_3 пересчитать через четвертьволновые трансформаторы с волновыми сопротивлениями z_1 и z_2 в сопротивления R'_2 и R'_3 , то схема для расчета будет соответствовать рис.3.11,в. Мощность, рассеиваемая на сопротивлениях R'_2 и R'_3 , пропорциональна этим сопротивлениям. Обозначим

$$P_2 / P_3 = R'_2 / R'_3 = K^2, \quad (3.14)$$

где $R'_2 = z_1^2 / R_2, R'_3 = z_2^2 / R_3.$

Из соотношений (3.14) и, учитывая, что $R_1 = R'_2 + R'_3$ получим

$$K^2 = (z_1^2 / z_2^2) (R_3 / R_2), \quad (3.15)$$

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5},$$

$$z_2 = \sqrt{R_1 R_3} / [1 + K^2]^{0.5}.$$

Оставшиеся сопротивления рассчитываются по формулам, полученным по приведенной выше методике

$$z_3 = \sqrt{R_3 R_4} K / [1 + K^2]^{0.5}, \quad (3.16)$$

$$z_6 z_4 / z_5 = \sqrt{R_2 R_4} / [1 + K^2]^{0.5}.$$

Устройство рис.3.12,а со смешанным включением плеч рассчитывается с помощью схем рис.3.12,б,г при возбуждении его с параллельно включенных плеч и схем рис.3.12,в,д при возбуждении с последовательно включенных плеч. Расчетные формулы имеют вид

$$K^2 = z_2^2 R_2 R_3 / z_1^2 z_3^2 = z_4^2 z_6^2 / z_5^2 R_2 R_3 = z_6^2 R_1 R_4 / z_1^2 z_5^2 = z_2^2 z_4^2 / z_3^2 R_1 R_4, \quad (3.17)$$

$$z_1 = \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K,$$

$$z_4 = \sqrt{R_3 R_4} K / [1 + K^2]^{0.5},$$

$$z_2 / z_3 = \sqrt{R_1 / R_3} [1 + K^2]^{0.5},$$

$$z_5 / z_6 = \sqrt{R_4 / R_2} / [1 + K^2]^{0.5}.$$

Для других типов устройств, изображенных на рис.3.5 – 3.7, формулы для расчета сопротивлений четвертьволновых отрезков устройств, полученные по изложенной выше методике, имеют вид.

Для устройства рис.3.5,в

$$\begin{aligned}
 K^2 &= (z_2^2 / R_3) / (z_1^2 / R_2) = (z_6^2 R_4 / z_5^2) / (z_1^2 / R_1) = \\
 &= (z_2^2 / R_1) / (z_3^2 R_4 / z_4^2) = (z_4^2 R_3 / z_3^2) / (z_5^2 R_2 / z_6^2), \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\
 z_2 &= \sqrt{R_1 R_3} [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_6 / z_5 &= \sqrt{R_2 / R_4} [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_3 / z_4 &= \sqrt{R_3 / R_4} [1 + K^2]^{0.5} / K.
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

Для устройства рис.3.5,г

$$\begin{aligned}
 K^2 &= (z_5^2 R_2 / z_6^2) / (z_4^2 R_3 / z_3^2) = (z_3^2 R_4 / z_4^2) / (z_2^2 / R_1) = \\
 &= (z_1^2 / R_2) / (z_2^2 / R_3) = (z_1^2 / R_1) / (z_6^2 R_4 / z_5^2), \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_2 &= \sqrt{R_1 R_3} / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_4 / z_3 &= \sqrt{R_4 / R_3} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\
 z_5 / z_6 &= \sqrt{R_4 / R_2} [1 + K^2]^{0.5}.
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

Для устройства рис.3.5,д

$$\begin{aligned}
 K^2 &= (z_2^2 / z_1^2) / (R_2 / R_3), \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\
 z_2 &= \sqrt{R_1 R_3} [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_3 &= \sqrt{R_3 R_{\mathcal{O}1}} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\
 z_6 &= \sqrt{R_3 / R_{\mathcal{O}2}} [1 + K^2]^{0.5}, \\
 R_{\mathcal{O}1} &= (R_5 R_4 z_5^2 / z_4^2) / (R_5 + z_5^2 R_4 / z_4^2), \\
 R_{\mathcal{O}2} &= (R_4 R_5 z_4^2 / z_5^2) / (R_4 + z_4^2 R_5 / z_5^2).
 \end{aligned} \tag{3.20}$$

Для устройства рис.3.5,е

$$\begin{aligned}
 K^2 &= (z_1^2 / z_2^2) (R_3 / R_2), \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_2 &= \sqrt{R_1 R_3} / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_3 &= \sqrt{R_3 (R_4 + R'_{\mathcal{O}2})} K / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_6 &= \sqrt{R_2 (R_5 + R'_{\mathcal{O}1})} / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 R'_{\mathcal{O}1} &= R_4 z_5^2 / z_4^2, \\
 R'_{\mathcal{O}2} &= R_5 z_4^2 / z_5^2.
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

Для устройства рис.3.6,а

$$\begin{aligned}
 K^2 &= z_2^2 / (R_2 R_3) = z_4^2 / (R_1 / R_4), \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_2 &= \sqrt{R_2 R_3} K, \\
 z_3 &= \sqrt{R_3 R_4} K / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_4 &= \sqrt{R_1 R_4} K.
 \end{aligned} \tag{3.22}$$

Для устройства рис.3.6,б

$$\begin{aligned}
 K^2 &= R_2 R_3 / z_2^2 = R_1 R_4 / z_4^2, \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\
 z_2 &= \sqrt{R_2 R_3} / K, \\
 z_3 &= \sqrt{R_3 R_4} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\
 z_4 &= \sqrt{R_1 R_4} / K.
 \end{aligned} \tag{3.23}$$

Для устройства рис.3.6,в

$$\begin{aligned}
 K^2 &= R_4 / R_1 = z_2^2 / (R_2 R_3), \\
 z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_2 R_4} / [1 + K^2]^{0.5}, \\
 z_2 &= \sqrt{R_2 R_3} K, \\
 z_3 / z_4 &= \sqrt{R_3 / R_1} / [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_3 / R_4} K / [1 + K^2].
 \end{aligned} \tag{3.24}$$

Для устройства рис.3.6,г

$$\begin{aligned} K^2 &= R_2 R_3 / z_2^2 = R_1 / R_4, \\ z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K = \sqrt{R_2 R_4} [1 + K^2]^{0.5}, \\ z_2 &= \sqrt{R_2 R_3} / K, \\ z_3 / z_4 &= \sqrt{R_3 / R_4} [1 + K^2]^{0.5} / K. \end{aligned} \quad (3.25)$$

Для устройства рис.3.6,д

$$\begin{aligned} K^2 &= R_3 / R_2 = R_4 / R_1, \\ z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_1 R_3} / [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_2 R_4} / [1 + K^2]^{0.5}, \\ z_2 z_4 / z_3 &= \sqrt{R_1 R_3} [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_2 R_4} [1 + K^2] = \sqrt{R_3 R_4} [1 + K^2]^{0.5} / K. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Для устройства рис.3.6,е

$$\begin{aligned} K^2 &= R_2 / R_3 = R_1 / R_4, \\ z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K = \sqrt{R_1 R_3} [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_2 R_4} [1 + K^2]^{0.5}, \\ z_2 z_4 / z_3 &= [R_2 R_3 R_4 / (R_2 + R_3)]^{0.5} = [R_1 R_3 R_4 / (R_1 + R_4)]^{0.5} = \\ &= \sqrt{R_2 R_4} / [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_3 R_4} K / [1 + K^2]^{0.5} = \\ &= \sqrt{R_2 R_3} / [1 + K^2]^{0.5} = \sqrt{R_1 R_3} / [1 + K^2]. \end{aligned} \quad (3.27)$$

Для устройства рис.3.7,а

$$\begin{aligned} K^2 &= (z_2^2 R_2) / (z_1^2 R_3) = R_1 R_4 / z_1^2 = z_2^2 / (R_1 R_4) = R_2 / R_3, \\ z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} [1 + K^2]^{0.5} / K, \\ z_2 &= \sqrt{R_1 R_3} [1 + K^2]^{0.5}, \\ R_2 / R_4 &= 1 / [1 + K^2], \\ R_3 / R_4 &= K^2 / [1 + K^2], \\ R_4 &= R_2 + R_3. \end{aligned} \quad (3.28)$$

Для устройства рис.3.7,б

$$\begin{aligned} K^2 &= (z_1^2 R_3) / (z_2^2 R_2) = z_1^2 / (R_1 R_4) = R_4 R_1 / z_2^2 = R_2 / R_3, \\ z_1 &= \sqrt{R_1 R_2} K / [1 + K^2]^{0.5}, \\ z_2 &= \sqrt{R_1 R_3} / [1 + K^2]^{0.5}, \\ R_2 / R_4 &= 1 + K^2, \\ R_3 / R_4 &= [1 + K^2] / K^2, \\ R_4 &= R_2 R_3 / (R_2 + R_3). \end{aligned} \quad (3.29)$$

Для устройства рис.3.9,а

$$\begin{aligned} K^2 &= R_3 / R_2 = R_1 / R_4, \\ R_1 &= R_2 R_3 / (R_2 + R_3) = R_2 K^2 / (1 + K^2) = R_3 / (1 + K^2), \\ R_2 &= R_1 + R_4 = R_1 (1 + K^2) / K^2 = R_4 (1 + K^2), \\ R_3 &= R_1 + (z_2^2 / z_1^2) R_4 = R_4 [K^2 + (z_2^2 / z_1^2)] = R_1 [K^2 + (z_2^2 / z_1^2)] / K^2, \\ R_4 &= R_2 (z_1^2 / z_2^2) R_3 / [R_2 + (z_1^2 / z_2^2) R_3] = R_2 K^2 (z_1^2 / z_2^2) / [1 + (z_1^2 / z_2^2) K^2] = \\ &= R_3 (z_1^2 / z_2^2) / [1 + (z_1^2 / z_2^2) K^2]. \end{aligned} \quad (3.30)$$

Для устройства рис.3.9,б

$$\begin{aligned} K^2 &= R_3 / R_2 = R_4 / R_1, \\ R_1 &= R_2 R_3 (z_1^2 / z_2^2) / [R_2 + (z_1^2 / z_2^2) R_3] = R_2 K^2 (z_1^2 / z_2^2) / [1 + (z_1^2 / z_2^2) K^2] = \\ &= R_3 (z_1^2 / z_2^2) / [1 + (z_1^2 / z_2^2) K^2], \\ R_2 &= R_1 + R_4 = R_1 (1 + K^2) = R_4 (1 + K^2) / K^2, \\ R_3 &= R_4 + (z_2^2 / z_1^2) R_1 = R_1 [K^2 + (z_2^2 / z_1^2)] = R_4 [K^2 + (z_2^2 / z_1^2)] / K^2, \\ R_4 &= R_2 R_3 / [R_2 + R_3] = R_2 K^2 / [1 + K^2] = R_3 / [1 + K^2]. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Выражения (3.11 – 3.31) позволяют рассчитать все сопротивления элементов кольцевых устройств.

3.5. Математические модели кольцевых устройств

Математические модели устройств кольцевого типа могут быть созданы посредством их представления в виде соединения элементов с известными параметрами, через которые определяются характеристики исследуемого устройства. Такими характеристиками могут быть коэффициенты передачи или отражения, разбросы их параметров или отклонения от номинальных значений. В общем виде элементы устройств кольцевого типа можно разбить на три группы: разветвления линий передачи, "скачки" волновых сопротивлений, отрезки линий. Схемы соединений и элементы, из которых выполняются устройства кольцевого типа, изображены на рис.3.13 – 3.16. В таблице 3.2 дано соответствие структур, приведенных на рис.3.5 – 3.7, 3.9, схемам, изображенным на рис.3.13 – 3.16. Приведенные на рис.3.13 – 3.16 схемы позволяют анализировать

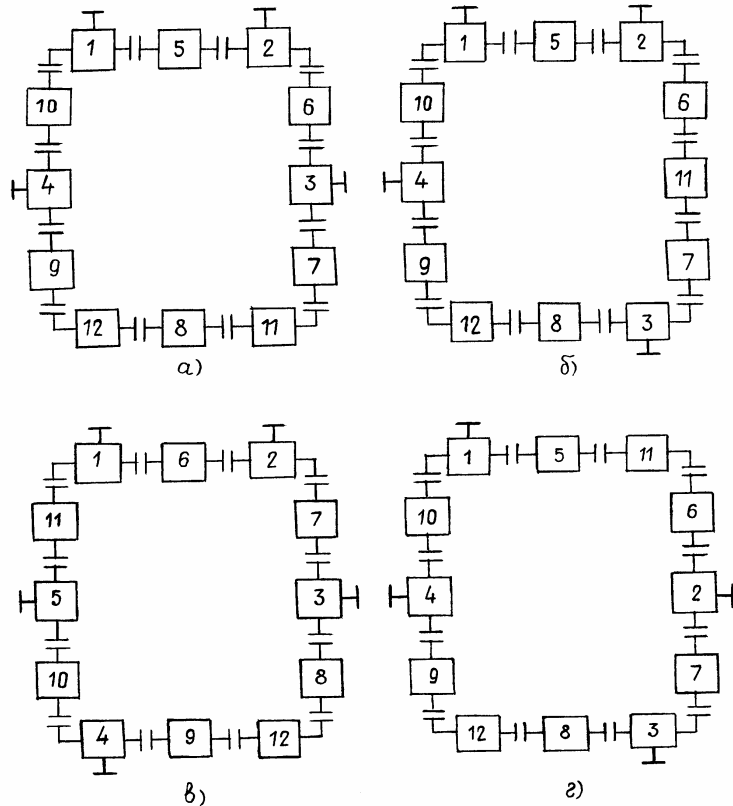


Рис.3.13. Схемы соединения элементов устройств кольцевого типа

длиной $1,5\lambda$

структуры мостовых устройств самого общего вида с произвольным сопротивлением плеч и отрезков линий передачи. С помощью этих схем можно исследовать амплитудно- и фазочастотные характеристики коэффициентов отражений и передачи, влияние допусков и дестабилизирующих факторов на частотные характеристики, а также оптимизировать параметры устройств.

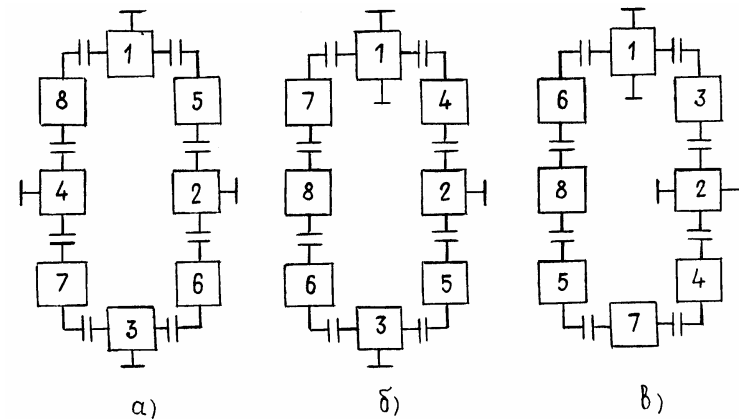


Рис.3.14. Схемы соединения элементов устройств кольцевого типа длиной λ

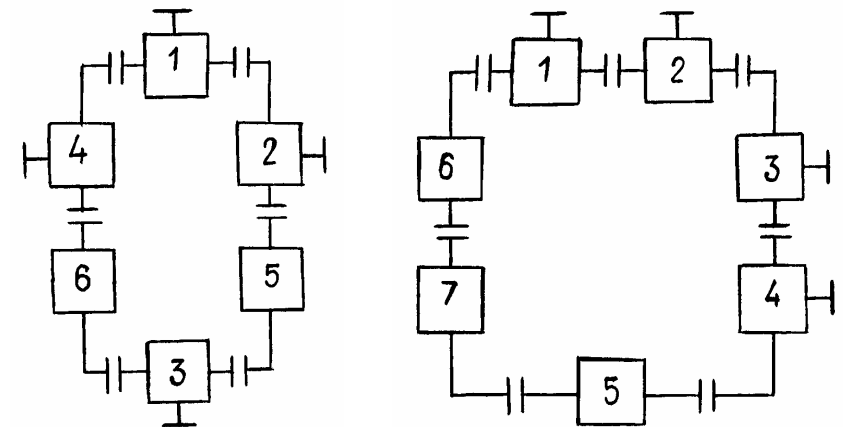


Рис.3.15. Схема соединения элементов устройства кольцевого типа длиной $0,5\lambda$

Рис.3.16. Схема соединения элементов устройства кольцевого типа длиной $0,5\lambda$

Таблица 3.2

№ п.п	Структура № рис.	Схема № рис.	Наименование типов элементов
1	2	3	4
1.	3.5,а,б	3.13,а,б	1, 2, 3, 4 – разветвления трех линий; 5, 6, 7, 8, 9, 10 – отрезки линий; 11,12 – “скачки” волновых сопротивлений.
2.	3.5,в,г	3.13,г	1, 2, 3, 4 – разветвления трех линий; 5, 6, 7, 8, 9, 10 – отрезки линий; 11,12 – “скачки” волновых сопротивлений.
3.	3.5,д,е	3.13,в	1, 2, 3, 4, 5 – разветвления трех линий; 6, 7, 8, 9, 10, 11 – отрезки линий; 12 – “скачок” волнового сопротивления.
4.	3.5,ж	3.13,г	1, 2, 3, 4 – разветвления трех линий; 5, 6, 7, 8, 9, 10 – отрезки линий; 11,12 – “скачки” волновых сопротивлений.
5.	3.6,а,б	3.14,а	1, 2, 3, 4 – разветвления трех линий; 5, 6, 7, 8 – отрезки линий;
6.	3.6,в,г	3.14,б	1 – разветвление четырех линий; 2, 3 – разветвления трех линий; 4, 5, 6, 7 – отрезки линий; 8 – “скачок” волнового сопротивления.
7.	3.6,д,е	3.14,в	1, 2 – разветвления четырех линий; 3, 4, 5,6 – отрезки линий; 7, 8 – “скачки” волновых сопротивлений.
8.	3.7,а,б	3.15	1, 2, 3, 4 – разветвления трех линий; 5, 6 – отрезки линий;
9.	3.9	3.16	1, 2, 3, 4 – разветвления трех линий; 5, 6 – отрезки линий; 7 – “скачок” волнового сопротивления.

3.6. Мост из сочлененных квадратов

Мост из сочлененных квадратов (МСК) предложен в качестве сумматора мощности в 1959 году [107, 108]. Схема моста изображена на рис.3.17. Мост работает следующим образом. При подаче сигнала в плечо 1 мощность распределяется между плечами 2 и 3. На резонансной частоте в плечи 4 и 5 энергия не поступает. При подаче сигнала в плечо 2 (3) мощность распределяется между плечами 1 (2) и 4, 5. Причем в плечо 1 поступает половина мощности, а в плечи 4, 5 по 0,25 входной мощности, в плечо 3 (2)

энергия на резонансной частоте не поступает. Поскольку мост был создан для УКВ диапазона и работал в узкой полосе частот, то его частотные свойства длительное время не исследовались.

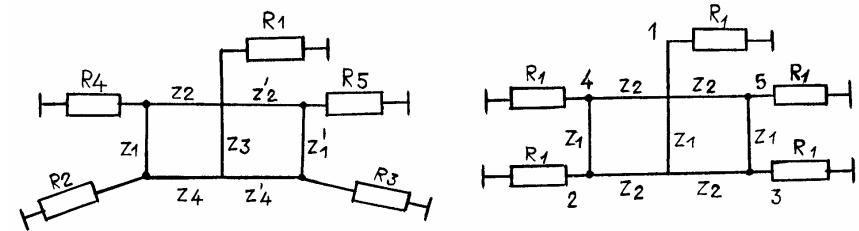


Рис.3.17. Схемы моста из сочлененных квадратов : а – общего вида, б – симметричного

Используя принципы, изложенные в подразделах 3.2 – 3.4, получим соотношения для расчета и синтеза устройства самого общего вида (рис.3.17,а). При возбуждении устройства с плеча 1 в плечи 4 и 5 на резонансной частоте энергия не поступает в том случае, если в сечениях подключения плеч 4 и 5 имеет место короткое замыкание. Схема замещения моста при возбуждении его с плеча 1 для резонансной частоты изображена на рис.3.18. Если заданы сопротивления R_1, R_2, R_3 и коэффициент деления мощности между плечами 2 и 3, то можно получить расчетные соотношения, связывающие величины всех элементов схемы

$$\begin{aligned}
 z_4 &= \sqrt{R_2 R_3} (1 + K^2)^{0.5} / K, \\
 z'_4 &= \sqrt{R_2 R_3} (1 + K^2)^{0.5}, \\
 R_1 &= z_3^2 / (R_2 / 2), \\
 R_2 &= z_3^2 \left[K^2 z_4^2 (z'_4)^2 / (R_2 R_3) \right] \left[K^2 z_4^2 / R_2 + (z'_4)^2 / R_3 \right], \\
 K^2 &= \left[(z'_4)^2 / R_3 \right] / \left[z_4^2 / R_2 \right],
 \end{aligned} \tag{3.32}$$

где R_2 – эквивалентное сопротивление, величиной которого можно задаться. Для определения сопротивлений z_1, z_2 рассмотрим МСК при возбуждении с плеча 2. В этом случае в плечо 3 энергия на резонансной частоте не должна поступать. Схема замещения моста при возбуждении его с плеча 2 изображена на рис.3.19. В этой схеме сопротивление R'_1 есть результат параллельного соединения сопротивления R_1 и сопротивления R_5 , трансформированного через четвертьволновый трансформатор с волновым сопротивлением z'_2 . Согласование схемы рис.3.19 в сечении "1 – 1" будет в том случае, если входное сопротивление в этом сечении будет R_2 .

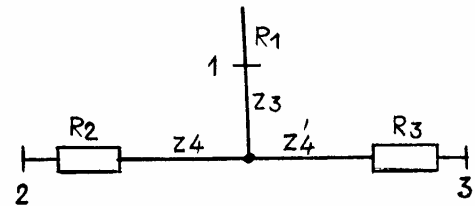


Рис.3.18. Схема замещения моста из сочлененных квадратов при возбуждении с плеча 1

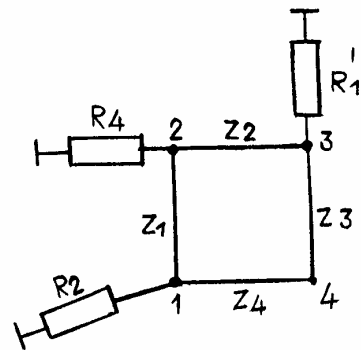


Рис.3.19. Схема замещения моста из сочлененных квадратов при возбуждении с плеча 2

Для определения входного сопротивления в сечении "1 – 1" запишем матрицу проводимости схемы рис.3.19 без сопротивления R_2

$$[y] = \begin{bmatrix} 0 & j/z_1 & 0 & j/z_4 \\ j/z_1 & 1/R_4 & j/z_2 & 0 \\ 0 & j/z_2 & 1/R_1' & j/z_3 \\ j/z_4 & 0 & j/z_3 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.33)$$

Входное сопротивление в сечении "1 – 1" определится по формуле [271]

$$z_{BX} = \Delta / \Delta_{11}. \quad (3.34)$$

где Δ , Δ_{11} – детерминант и алгебраическое дополнение элемента с индексом "11" матрицы (3.33). Из выражений (3.33, 3.34) получаем

$$z_{BX} = (2y_{12}y_{34}y_{14}y_{23} - y_{12}^2y_{34}^2 + y_{14}^2y_{22}y_{33} - y_{14}^2y_{23}^2) / (y_{34}^2y_{22}). \quad (3.35)$$

Подставляя в формулу (3.35) конкретные значения у-параметров из матрицы (3.33) и приравнявая полученное выражение величине R_2 имеем

$$1/R_2 = -2R_4z_3 / (z_1z_2z_4) + R_4 / z_1^2 + z_3^2 / (z_4^2R_1') + (z_3^2R_4) / (z_2^2z_4^2). \quad (3.36)$$

Выражение (3.36) позволяет определить сопротивления z_1, z_2, R_4 , если известны сопротивления R_2, z_3, z_4 . Для определения величин сопротивлений z_1', z_2', R_5 поступаем аналогичным образом. Уравнение согласования, аналогичное (3.36) будет

$$1/R_3 = -2R_5z_3 / (z_1'z_2'z_4') + R_5 / (z_1')^2 + z_3^2 / (z_4'R_1') + (z_3^2R_5) / [(z_2')^2(z_4')^2], \quad (3.37)$$

$$R_1'' = (R_1z_2^2 / R_4) / (R_1 + z_2^2 / R_4).$$

Таким образом получены все расчетные соотношения для определения сопротивлений МСК.

Для определения частотных характеристик МСК представим его модель в виде соединения элементов с известными матрицами рассеяния (рис.3.20): 1 – разветвление четырех линий; 2, 3, 4, 5, 6 – разветвления трех линий; 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13 – отрезки линий. С помощью такой модели методами, приведенными в разделе 1, рассчитываются необходимые параметры МСК.

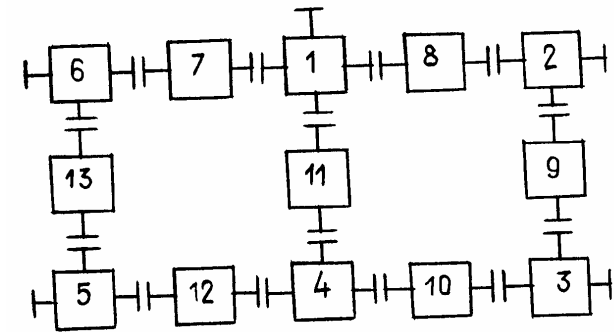


Рис.3.20. Схема соединения элементов моста из сочлененных квадратов

3.7.Кольцевые устройства без идеального согласования

Идея разбиения полутораволнового устройства на шесть четвертьволновых отрезков с сопротивлениями z_1, \dots, z_6 , предложенная в работе [4], оказалась достаточно плодотворной и использовалась как для увеличения коэффициента деления в рассогласованном мосте [226, 234], так и для трансформации сопротивлений. Оба этих момента важны для построения СРМ с неравным делением. Если остановиться на вопросах приоритета предложенной идеи, то вырисовывается следующая хронология событий. В 1982 году зарегистрирована заявка на изобретение с идеей разбиения устройства с различными подводящими линиями на шесть четверть-волновых отрезков [4], в 1984 году опубликованы материалы по ряду таких устройств самого произвольного вида [120], в 1986 году исследователями [226, 227] опубликованы материалы по расчету параметров одного частного случая реализации симметричного устройства, выполненного по схеме рис.3.5,а для

$R_1 = R_2 = R_3 = R_4$, в 1988 году опубликована заявка Японии на частный случай устройства, выполненного по схеме рис.3.5,а для одинаковых подводящих линий.

Определим связь между волновыми проводимостями схемы рис.3.21 y_1, \dots, y_6 , коэффициентом деления K и уровнем рассогласования при учете того, что на резонансной частоте не выполняются условия идеального согласования и идеальной развязки между выходными каналами. В этом случае применяемая нами в подразделах 3.2 – 3.4 методика не может быть использована.

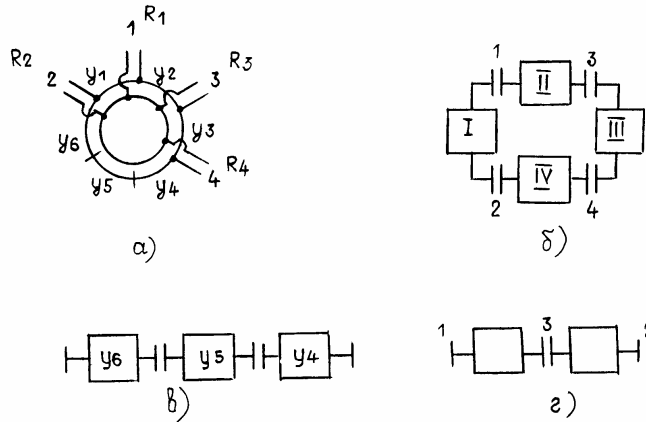


Рис.3.21. Схемы кольцевого устройства (а, б) и отдельных элементов (в, г)

Воспользуемся методом параметров проводимости. Представим устройство рис.3.21,а в виде соединения четырех четырехполюсников рис.3.21,б, в сечениях "1 – 1", ..., "4 – 4" которых включены подводящие линии с волновыми сопротивлениями R_1, \dots, R_4 . При электрической длине отрезков линий, составляющих кольцо, равной $\theta = \pi/2$, матрицы проводимости четырехполюсников I, ..., III будут

$$[y_I] = \begin{bmatrix} 0 & jy_1 \\ jy_1 & 0 \end{bmatrix}, [y_{II}] = \begin{bmatrix} 0 & jy_2 \\ jy_2 & 0 \end{bmatrix}, [y_{III}] = \begin{bmatrix} 0 & jy_3 \\ jy_3 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.38,а)$$

Матрица проводимости четырехполюсника IV состоит из параметров проводимости трех каскадно включенных линий передачи рис.3.21,в

$$[y_{IV}] = \begin{bmatrix} 0 & -ja \\ -ja & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.38,б)$$

Определение матрицы проводимости $[y_{IV}]$ непосредственно не представляется возможным, поскольку основная диагональ матрицы проводимости состоит из

нулей и при исключении внутренних узлов происходит деление на нуль. Чтобы обойти эту проблему, воспользуемся следующим приемом. Пусть отрезки линий с проводимостями y_4, y_5, y_6 отличаются от резонансных на малую величину. Тогда их матрицы проводимости не будут иметь нулей на главной диагонали. Рассмотрим соединение двух отрезков рис.3.21,г. Для обозначений, показанных на рисунке, матрица проводимости соединения двух отрезков будет

$$\begin{bmatrix} y_{11} & 0 & y_{13} \\ 0 & y_{22} & y_{23} \\ y_{13} & y_{23} & y_{11} + y_{22} \end{bmatrix}. \quad (3.39)$$

Исключая из схемы рис.3.21,г внутренний узел, а из матрицы (3.39) третью строку и третий столбец, получаем матрицу проводимости четырехполюсника, состоящего из соединения двух отрезков линий передачи

$$\begin{bmatrix} y_{11} - y_{13}^2 / (y_{11} + y_{22}) & y_{13}y_{23} / (y_{11} + y_{22}) \\ y_{13}y_{23} / (y_{11} + y_{22}) & y_{22} - y_{23}^2 / (y_{11} + y_{22}) \end{bmatrix}. \quad (3.40)$$

Присоединяя к полученному четырехполюснику четвертьволновый отрезок и используя прием, описанный выше, получаем коэффициенты матрицы проводимости соединения трех отрезков линий передачи

$$\begin{aligned} \hat{y}_{11} &= y_{11} - y_{13}^2 / (y_{11} + y_{22}) - \left[y_{13}^2 y_{23}^2 / (y_{11} + y_{22})^2 \right] / \left[y_{33}^* + y_{22} - y_{23}^2 / (y_{11} + y_{22}) \right], \\ \hat{y}_{22} &= y_{22} - (y_{23}^*)^2 / \left[y_{33}^* + y_{22} - y_{23}^2 / (y_{11} + y_{22}) \right], \\ \hat{y}_{12} &= \hat{y}_{21} = y_{12} y_{23} y_{23}^* / \left[(y_{11} + y_{22})(y_{33}^* + y_{22}) - y_{23}^2 \right], \end{aligned} \quad (3.41)$$

где "*" обозначает принадлежность параметра присоединяемому четвертьволновому отрезку. Устремляя к нулю в выражении (3.41) y_{11}, y_{22}, y_{33}^* , получаем матрицу проводимости соединения элементов схемы рис.3.21,в

$$[y_{IV}] = \begin{bmatrix} 0 & -jy_6 y_4 / y_5 \\ -jy_6 y_4 / y_5 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.42)$$

При выполнении предельного перехода учитывалось, что $y_{13} = jy_6, y_{23}^* = jy_4, y_{23} = jy_5$. Сопоставляя выражения (3.38) и (3.42), заключаем

$$a = y_6 y_4 / y_5. \quad (3.43)$$

Таким образом, мы получили параметры проводимости соединения трех отрезков линий передачи с волновыми проводимостями y_4, y_5, y_6 и электрической длиной $\theta = \pi/2$.

Составим матрицу проводимости схемы рис.3.21,б, используя матрицы проводимости четырехполюсников (3.38,а) и (3.38,б)

$$[\mathbf{y}] = \begin{bmatrix} 0 & jy_1 & jy_2 & 0 \\ jy_1 & 0 & 0 & -ja \\ jy_2 & 0 & 0 & jy_3 \\ 0 & -ja & jy_3 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.44)$$

Пронормируем матрицу (3.44), умножив ее слева и справа на нормирующую матрицу, составленную из волновых сопротивлений подводящих линий

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} 0 & j\sqrt{R_1 R_2} y_1 & j\sqrt{R_1 R_3} y_2 & 0 \\ j\sqrt{R_1 R_2} y_1 & 0 & 0 & -j\sqrt{R_3 R_4} a \\ j\sqrt{R_1 R_3} y_2 & 0 & 0 & j\sqrt{R_3 R_4} y_2 \\ 0 & -j\sqrt{R_2 R_4} a & j\sqrt{R_3 R_4} y_3 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & jY_1 & jY_2 & 0 \\ jY_1 & 0 & 0 & -jA \\ jY_2 & 0 & 0 & jY_2 \\ 0 & -jA & jY_3 & 0 \end{bmatrix}. \quad (3.45)$$

По формуле, связывающей Y и S параметры [13], определим коэффициенты матрицы рассеяния устройства рис.3.21,а при $\theta = \pi/2$, используя выражение (3.45)

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left[1 + Y_3^2 + A^2 - (Y_1^2 + Y_2^2 + A^2 Y_2^2 + Y_1^2 Y_3^2 + 2A Y_1 Y_2 Y_3) \right] \Delta^{-1}, \\ S_{22} &= \left[1 + Y_3^2 + Y_2^2 - (Y_1^2 + A^2 + A^2 Y_2^2 + Y_1^2 Y_3^2 + 2A Y_1 Y_2 Y_3) \right] \Delta^{-1}, \\ S_{33} &= \left[1 + Y_1^2 + A^2 - (Y_3^2 + Y_2^2 + A^2 Y_2^2 + Y_1^2 Y_3^2 + 2A Y_1 Y_2 Y_3) \right] \Delta^{-1}, \\ S_{44} &= \left[1 + Y_1^2 + Y_2^2 - (Y_3^2 + A^2 + A^2 Y_2^2 + Y_1^2 Y_3^2 + 2A Y_1 Y_2 Y_3) \right] \Delta^{-1}, \\ S_{12} = S_{21} &= -j2(Y_1 + Y_3^2 Y_1 + A Y_2 Y_3) \Delta^{-1}, \\ S_{13} = S_{31} &= -j2(Y_2 + A Y_1 Y_3 + A^2 Y_2) \Delta^{-1}, \\ S_{24} = S_{42} &= j2(A + Y_1 Y_2 Y_3 + A Y_2^2) \Delta^{-1}, \\ S_{43} = S_{34} &= -j2(Y_3 + Y_1^2 Y_3 + A Y_1 Y_2) \Delta^{-1}, \\ S_{23} = S_{32} &= 2(Y_1 Y_2 - A Y_3) \Delta^{-1}, \\ S_{14} = S_{41} &= 2(Y_2 Y_3 - A Y_1) \Delta^{-1}, \\ \Delta &= 1 + Y_3^2 + A^2 + Y_1^2 + Y_2^2 + A^2 Y_2^2 + Y_1^2 Y_3^2 + 2A Y_1 Y_2 Y_3. \end{aligned} \quad (3.46)$$

По определению (3.11)

$$|S_{21} / S_{31}| = K = (Y_1 + Y_3^2 Y_1 + A Y_2 Y_3) / (Y_2 + A Y_1 Y_3 + A^2 Y_2). \quad (3.47)$$

С другой стороны

$$|S_{43} / S_{42}| = K = (Y_3 + Y_1^2 Y_3 + A Y_1 Y_2) / (A + Y_1 Y_2 Y_3 + A Y_2^2). \quad (3.48)$$

Из уравнений (3.45 – 3.48) получаем формулы для расчета устройства

$$Y_1 = Y_3 = \sqrt{R_1 R_2} y_1 = \sqrt{R_3 R_4} y_3, \quad (3.49)$$

$$Y_2 = \sqrt{R_1 R_3} y_2,$$

$$(3.50)$$

$$A = \sqrt{R_2 R_4} y_4 y_6 / y_5, \quad (3.51)$$

$$Y_1^2 + A Y_2 = 1, \quad (3.52)$$

$$K = 2Y_1 / (A + Y_2), \quad (3.53)$$

$$S_{11} = S_{23} = -S_{22} = -S_{44} = (A - Y_2)(A + Y_2) / \left[4 + (A - Y_2)^2 \right], \quad (3.54)$$

$$S_{23} = S_{41} = 2Y_1(A - Y_2) / \left[4 + (A - Y_2)^2 \right]. \quad (3.55)$$

Запишем формулу для коэффициента деления (3.53) с учетом выражений (3.49 – 3.51)

$$K = 2\sqrt{R_1 R_2} y_1 / \left[\sqrt{R_2 R_4} y_6 y_4 / y_5 + \sqrt{R_1 R_3} y_2 \right]. \quad (3.56)$$

Если первый член знаменателя в выражении (3.56) равен второму, то выражения (3.56) и формула для коэффициента деления в соотношениях (3.12) становятся одинаковыми. Действительно, если $A=Y_2$, то из формул (3.54, 3.55) следует $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{23} = S_{41} = 0$. Это обозначает выполнение условий идеального согласования и идеальной развязки, при которых были выведены соотношения (3.12, 3.13). Из выражений (3.55) следует, что перепад проводимостей y_1 и y_2 можно уменьшить не только изменением сопротивлений R_1, \dots, R_4 , но и изменением проводимостей y_4, y_5, y_6 . Или же при фиксированном перепаде проводимостей y_1 и y_2 коэффициент деления устройства может быть увеличен изменением проводимостей y_4, y_5, y_6 , а также сопротивлений подводящих линий R_1, \dots, R_4 . Сделанный вывод справедлив лишь в том случае, если $A=Y_2$, а это значит, что устройство на резонансной частоте не имеет идеального согласования и развязки между выходными каналами.

Положим, что $A = Y_2^2 / Y_1$. Тогда

$$K = 2Y_1 / \left[Y_2(1 + Y_2 / Y_1) \right]. \quad (3.57)$$

Из выражения (3.57) после преобразования получаем

$$Y_1 = pY_2, \quad (3.58)$$

$$\text{где } p = K \left(1 \pm \sqrt{1 + 8/K} \right) / 4. \quad (3.59)$$

Зададимся величиной модуля $|S_{11}|$ и из выражения (3.54) с учетом (3.59) получаем

$$Y_2 = \left\{ 2|S_{11}| / \left[\left| 1/p^2 - 1 \right| - |S_{11}| \left(1 + 2p^2 + 1/p^2 \right) \right] \right\}^{0.5}. \quad (3.60)$$

Таким образом, получена система выражений, с помощью которых можно синтезировать величины проводимостей устройства при заданных коэффициенте деления и уровне рассогласования на резонансной частоте. Алгоритм синтеза содержит следующую последовательность действий:

1. Определяем через заданный коэффициент деления K параметр p по формуле (3.59).

2. Рассчитываем нормированную проводимость Y_2 через модуль коэффициента отражения $|S_{11}|$ и параметр p по формуле (3.60).

3. Вычисляем нормированную проводимость Y_1 по выражению (3.58).

4. Определяем эквивалентную проводимость

$$A = Y_2^2 / Y_1. \quad (3.61)$$

5. Рассчитываем с помощью уравнений (3.49, 3.50, 3.51) проводимости y_1, \dots, y_6 сопротивления R_1, \dots, R_4 . При этом рядом величин необходимо задаться. Отметим, что при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4$ величина A в выражении (3.61) соответствует частному случаю работы [312].

Изложенный алгоритм предполагает аналитический синтез проводимостей и сопротивлений кольцевого устройства с ограничением (3.61). Численный синтез может быть проведен без учета условия (3.61) по общим выражениям (3.49, ..., 3.51).

Рассмотрим более подробно порядок расчета по уравнениям (3.49, 3.50), которые запишем в виде

$$\begin{aligned} R_1 R_2 &= R_{12} = (Y_1 / y_1)^2, \\ R_3 R_4 &= R_{34} = (Y_1 / y_3)^2, \\ R_1 R_3 &= R_{13} = (Y_2 / y_2)^2, \\ R_2 R_4 &= R_{24} = \left[A / (y_6 y_4 / y_5) \right]^2. \end{aligned} \quad (3.62)$$

Из системы уравнений (3.62) следует

$$R_{12} R_{34} = R_{13} R_{24}. \quad (3.63)$$

Таким образом, если при расчете кольцевого устройства исходим из заданных проводимостей y_1, \dots, y_6 , то сопротивления R_1, \dots, R_4 рассчиты-

ваются по формулам (3.62) с учетом (3.63). Если же заданы сопротивления R_1, \dots, R_4 , то проводимости y_1, \dots, y_6 рассчитываются по формулам (3.49, ..., 3.51).

Анализ кольцевого устройства без идеального согласования длиной λ может быть проведен также с помощью соотношений (3.46), в которых $a = -y_4$. При этом учитывается, что распределение энергии происходит между плечами 3 и 4. В частности для случая $Y_1 = Y_3, Y_2 = Y_4$ проводимости рассчитываются по формулам

$$Y_1 = K / \left[|S_{11}| K^2 + |S_{11}| + K^2 \right],$$

$$Y_2 = \left[Y_1 + 2Y_1 K - 1 \right]^{0.5}.$$

Увеличение рассогласования на резонансной частоте для этого устройства практически не изменяет отношения проводимостей и приводит лишь к их "почти синхронному" увеличению или уменьшению.

3.8. Использование цепей-прототипов для расчета кольцевых устройств с произвольным включением плеч

Схемы кольцевых устройств, изображенные на рис.3.5, 3.6, 3.7, не исчерпывают всех возможных вариантов выполнения устройств. Например, используя принцип трансформации плеч вдоль кольца, для любой из схем можно собрать плечи в одном сечении, как это сделано для устройства рис.3.9 или "расщепить" балластное плечо на несколько (см.схемы рис.3.5,а и рис.3.5,д). Кроме того, последовательные, параллельные и смешанные структуры кольцевых устройств без идеального согласования еще более расширяют круг таких цепей, а следовательно, и количество расчетных соотношений для определения волновых сопротивлений и сопротивлений подводящих линий. Поэтому представляется весьма привлекательным иметь кольцевую цепь-прототип, после расчета которой на соответствие заданным требованиям, можно пересчитать ее в кольцевое устройство желаемой структуры. Идеи применения цепей-прототипов использовались и другими исследователями для решения иных задач [38, 210, 211]. Наиболее полно этот принцип можно реализовать для устройств с длиной кольца $1,5\lambda$ и частично с длиной кольца λ и $0,5\lambda$. В последнем случае это выполнимо для полной трансформации плеч из параллельных в последовательные и наоборот.

Задачу расчета кольцевого устройства длиной $1,5\lambda$ сформулируем следующим образом. Требуется рассчитать кольцевое устройство длиной $1,5\lambda$, для которого заданы коэффициент деления K , сопротивления подводящих линий R_1, \dots, R_4 и структура, под которой понимается схема кольцевого устройства с определенным образом включенными плечами. Элементы устройства

необходимо рассчитать через элементы кольцевой цепи-прототипа. В качестве прототипа выбирается устройство рис.3.5,а. Рас-чет выполняется в следующей последовательности:

1. Проверяется, можно ли проектируемое устройство преобразо-вать в цепь-прототип, используя доказанные в подразделе 3.2 способы замены последовательных плеч параллельными и наоборот.

2. Рассчитывается цепь-прототип на соответствие заданным требо-ваниям с помощью выражений (3.15), (3.16) или (3.49) – (3.52).

3. Величины сопротивлений цепи-прототипа пересчитываются в величины сопротивлений промежуточного устройства, имеющего такую же структуру как и проектируемое.

4. Определяются волновые сопротивления четвертьволновых от-резков проектируемого устройства через сопротивления подводящих ли-ний и сопротивления четвертьволновых отрезков устройства-прототипа с помощью соотношений

$$\begin{aligned} z_1 &= z_{1\Pi} \alpha_1 \alpha_2 / \alpha_{1\Pi} \alpha_{2\Pi} , \\ z_2 &= z_{2\Pi} \alpha_1 \alpha_3 / \alpha_{1\Pi} \alpha_{3\Pi} , \\ z_3 &= z_{3\Pi} \alpha_3 \alpha_4 / \alpha_{3\Pi} \alpha_{4\Pi} , \\ z_4 &= z_{4\Pi} \alpha_4 \alpha_5 / \alpha_{4\Pi} \alpha_{5\Pi} , \\ z_5 &= z_{5\Pi} \alpha_6 \alpha_5 / \alpha_{6\Pi} \alpha_{5\Pi} , \\ z_6 &= z_{6\Pi} \alpha_2 \alpha_6 / \alpha_{2\Pi} \alpha_{6\Pi} , \end{aligned} \tag{3.64}$$

где $z_{i\Pi}$ ($i=1, \dots, 6$) – волновые сопротивления четвертьволновых отрезков кольцевого устройства-прототипа; $\alpha_{i\Pi}$ ($i=1, \dots, 6$) – параметры приве-дения, смысл которых объясняется ниже.

Получим параметры α_i . На рис.3.22,а изображена схема устрой-ства-прототипа, представленного в виде соединения шести четвертьвол-новых отрезков с сопротивлениями $z_{1\Pi}, \dots, z_{6\Pi}$. В сечения, где четверть-волновые отрезки соединяются, включены подводящие линии с сопротив-лениями R_1, \dots, R_4 (сечения 1, ... ,4). Допустим, что в оставшиеся сечения 5, 6 включены фиктивные сопротивления $R_{\phi 5}, R_{\phi 6}$. Составим из сопро-тивлений $z_{1\Pi}, \dots, z_{6\Pi}$ матрицу

$$\begin{bmatrix} 0 & z_{1\Pi} & z_{2\Pi} & 0 & 0 & 0 \\ z_{1\Pi} & 0 & 0 & 0 & 0 & z_{6\Pi} \\ z_{2\Pi} & 0 & 0 & z_{3\Pi} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & z_{3\Pi} & 0 & z_{4\Pi} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & z_{4\Pi} & 0 & z_{5\Pi} \\ 0 & z_{6\Pi} & 0 & 0 & z_{5\Pi} & 0 \end{bmatrix} . \tag{3.65}$$

Матрица (3.65) составлена по следующему правилу: в клетки, имеющие номер строки и столбца, соответствующие номерам сечений схемы рис.3.22,а, записываются величины сопротивлений линий, включенных между этими сечениями, в незаполненные клетки вписываются нули. Ум-ножим матрицу (3.65) слева и справа на матрицу

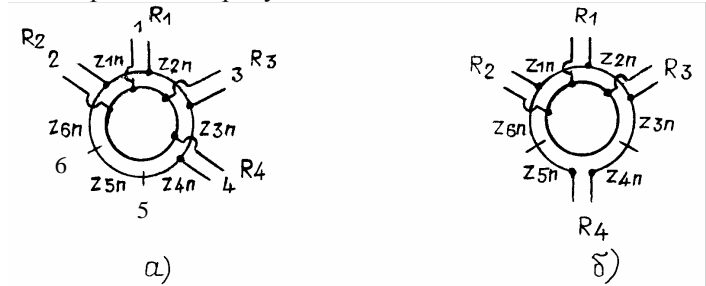


Рис.3.22. Схемы кольцевых устройств – прототипов

$$\begin{bmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{\phi 5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{\phi 6} \end{bmatrix}^{-0.5} \tag{3.66}$$

В результате получаем

$$\begin{bmatrix} 0 & \frac{z_{1\Pi}}{\sqrt{R_1 R_2}} & \frac{z_{2\Pi}}{\sqrt{R_1 R_3}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{z_{1\Pi}}{\sqrt{R_1 R_2}} & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{z_{6\Pi}}{\sqrt{R_2 R_{\phi 6}}} \\ \frac{z_{2\Pi}}{\sqrt{R_1 R_3}} & 0 & 0 & \frac{z_{3\Pi}}{\sqrt{R_3 R_4}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{z_{3\Pi}}{\sqrt{R_3 R_4}} & 0 & \frac{z_{4\Pi}}{\sqrt{R_4 R_{\phi 5}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{z_{4\Pi}}{\sqrt{R_4 R_{\phi 5}}} & 0 & \frac{z_{5\Pi}}{\sqrt{R_{\phi 5} R_{\phi 6}}} \\ 0 & \frac{z_{6\Pi}}{\sqrt{R_2 R_{\phi 6}}} & 0 & 0 & \frac{z_{5\Pi}}{\sqrt{R_{\phi 5} R_{\phi 6}}} & 0 \end{bmatrix} . \tag{3.67}$$

Перепишем соотношения (3.15), (3.16)

$$\begin{aligned} z_1 / \sqrt{R_1 R_3} &= \sqrt{1+K^2} / K, \\ z_2 / \sqrt{R_1 R_3} &= \sqrt{1+K^2}, \\ z_3 / \sqrt{R_3 R_4} &= \sqrt{1+K^2} / K, \\ (z_6 z_4 / z_5) / \sqrt{R_2 R_4} &= (z_6 / \sqrt{R_2 R_{\phi 6}}) (z_4 / \sqrt{R_4 R_{\phi 5}}) / (z_5 / \sqrt{R_{\phi 5} R_{\phi 6}}) = \sqrt{1+K^2}. \end{aligned} \quad (3.68)$$

Сопоставляя левые части формулы (3.68) с выражениями, записанными в клетках матрицы (3.67), заключаем, что их знаменатели идентичны, а $R_{\phi 5}$ и $R_{\phi 6}$ могут быть любыми положительными числами. Выберем другие значения $R'_1, \dots, R'_4, R'_{\phi 5}, R'_{\phi 6}$ и умножим матрицу (3.67) слева и справа на матрицу (3.68)

$$\begin{bmatrix} R'_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R'_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R'_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R'_4 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R'_{\phi 5} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R'_{\phi 6} \end{bmatrix}^{0.5}.$$

Учитывая коэффициенты результирующей матрицы и соотношения (3.68) получаем

$$\begin{aligned} z_1 \sqrt{R'_1 R'_2} / \sqrt{R_1 R_2} &= \sqrt{R'_1 R'_2} \sqrt{1+K^2} / K, \\ z_2 \sqrt{R'_1 R'_3} / \sqrt{R_1 R_3} &= \sqrt{R'_1 R'_3} \sqrt{1+K^2}, \\ z_3 \sqrt{R'_3 R'_4} / \sqrt{R_3 R_4} &= \sqrt{R'_3 R'_4} \sqrt{1+K^2} / K, \\ z_6 z_4 \sqrt{R'_2 R'_4} / (z_5 \sqrt{R_2 R_4}) &= \left[(z_6 / \sqrt{R_2 R_{\phi 6}}) \sqrt{R'_2 R'_{\phi 6}} (z_4 \sqrt{R_4 R_{\phi 5}}) \sqrt{R'_4 R'_{\phi 5}} \right]: \\ &: \left[(z_5 / \sqrt{R_{\phi 5} R_{\phi 6}}) \sqrt{R'_{\phi 6} R'_{\phi 5}} \right] = \sqrt{R'_2 R'_4} \sqrt{1+K^2}. \end{aligned} \quad (3.69)$$

Сопоставляя выражения (3.69) с формулами (3.15), (3.16), заключаем, что их правые части аналогичны и, следовательно, левые части уравнений (3.69) имеют смысл волновых сопротивлений устройства, у которого со-противления подводящих линий равны R'_1, \dots, R'_4 . Прделанные нами операции формально похожи на нормировку и денормировку параметров проводимости или сопротивлений. Из соотношений (3.69) становится ясным смысл параметров α_i .

Пусть мы в схеме рис.3.22,а трансформировали параллельное плечо из сечения 4 в последовательное плечо в сечение 5 рис.3.22,б. Естественно, что в общем случае трансформированное сопротивление R_4^T не равно R_4 . Предположим, что набор сопротивлений подводящих линий в устройстве рис.3.22,б нас не устраивает и есть необходимость перейти к некоторому набору требуемых сопротивлений. Для данного случая этот переход осуществляется с помощью выражений (3.64), в которых

$$\begin{aligned} \alpha_{1\Pi} &= \sqrt{R_1}, \alpha_{2\Pi} = \sqrt{R_2}, \alpha_{3\Pi} = \sqrt{R_3}, \alpha_{4\Pi} = \sqrt{R_{\phi 4}}, \alpha_{5\Pi} = \sqrt{R_4^T}, \alpha_{6\Pi} = \sqrt{R_{\phi 6}}, \\ \alpha_1 &= \sqrt{R'_1}, \alpha_2 = \sqrt{R'_2}, \alpha_3 = \sqrt{R'_3}, \alpha_4 = \sqrt{R'_{\phi 4}}, \alpha_5 = \sqrt{R'_4}, \alpha_6 = \sqrt{R'_{\phi 6}}, \end{aligned}$$

где знак " ' " относится к новым значениям сопротивлений подводящих линий, а сопротивления $R_{\phi 4}, R_{\phi 6}, R'_{\phi 4}, R'_{\phi 6}$ произвольные. С помощью выражений (3.18) можно показать, что полученный результат для схемы рис.3.22,а является правильным. Изложенный принцип справедлив и для других схем, полученных путем трансформации любого количества плеч. При этом всегда действует следующее правило: волновое сопротивление четвертьволнового отрезка устройства, полученного из цепи-прототипа, определяется по формулам (3.63), в которых $\alpha_{i\Pi}$ имеет смысл квадратного корня из величины сопротивления подводящей линии, полученной в результате трансформации (или линии прототипа, если трансформации не было), если линия и отрезок соединяются в одном сечении, или квадратного корня из произвольной величины фиктивного сопротивления, если в сечение не подключена подводящая линия; α_i имеет смысл квадратного корня из величины требуемого сопротивления подводящей линии устройства, если линия и отрезок соединяются в одном сечении, или квадратного корня из величины фиктивного сопротивления, если в сечение не подключена подводящая линия.

Рассмотренная методика имеет ограничения:

1. Перенормировка по изложенным выше правилам верна лишь в том случае, если между подводящими линиями включен, как минимум, один четвертьволновой отрезок.

2. При трансформации плеч последовательность расположения плеч должна всегда сохраняться.

"Расщепление" плеча. При расщеплении плеча, то есть замене одного плеча несколькими, выполняются рассмотренные выше действия. Сущность "расщепления" плеча поясним следующим примером. Пусть в устройстве-прототипе рис.3.5,а плечо 4 заменили двумя параллельными плечами с сопротивлениями $R_4^{(1)}$ и $R_4^{(2)}$, причем с обязательным выполнением условия $R_4^{(1)} R_4^{(2)} / (R_4^{(1)} + R_4^{(2)}) = R_4$.

Затем плечо с сопротивлением R'_4 трансформировали через два отрезка линий с сопротивлениями z_4 и z_5 в параллельное плечо с сопротивлением R_5 и получили устройство, выполненное по схеме рис.3.5,д.

В заключение отметим, что строгое доказательство всех приведенных выше соотношений проводилось непосредственно для всех возможных вариантов выполнения кольцевых устройств.

Глава 4

Делитель из разветвлений линий. Связанные линии

4.1. Принцип получения требуемого коэффициента отражения

Из разветвлений линий передачи могут быть построены делители со специально сформированными частотными характеристиками коэффициента отражения входа и требуемым распределением мощности между выходными каналами [70, 83, 118, 122, 123, 124, 132, 133, 202, 216, 230].

Делитель с синтезированной частотной характеристикой коэффициента отражения входа (ДСЧХ) трансформирует сопротивления выходящих нагрузок на вход таким образом, что малые отражения от входа сохраняются в широкой полосе частот. При этом между выходами делителя обеспечивается требуемое распределение мощности. Получим необходимые формулы для расчета делителя с требуемым распределением мощности между выходами.

Пусть имеется параллельное разветвление M одинаковых линий, нагруженных на нагрузки с сопротивлением R_M (рис.4.1,а). Если входное сопротивление разветвления мало отличается от сопротивления линии R_0 , то и отражения от входа разветвления будут малые. На одинаковых расстояниях от входа разветвления все линии имеют одинаковый потенциал. Сечения с одинаковым потенциалом могут быть соединены "идеальными перемычками" (рис.4.1,б) и это не вызовет изменений в токах и напряжениях (или полях) во входной линии. Такому соединению соответствует схема, приведенная на рис.4.1,в. Сечения могут быть соединены как все (рис.4.1,б), так и часть (рис.4.1,г). Если часть линий разветвления объединяется в одну эквивалентную линию, то мощность, передаваемая по линиям, будет поступать в эквивалентную нагрузку.

Таким образом, имея разветвление одинаковых линий, можно путем целенаправленного объединения части линий получить требуемое распределение мощности между эквивалентными линиями и нагрузками [118].

Обозначим коэффициент отражения ступенчатой линии, эквивалентной разветвлению (рис.4.1.а), как функцию полинома

$$S_{11} = f(T).$$

Входное сопротивление ступенчатой линии

$$z_{вх} / R'_0 = (1 + S_{11}) / (1 - S_{11}),$$

где R'_0 – нормирующее сопротивление. Если имеется M одинаковых линий, то коэффициент отражения разветвления будет

$$S_{11\text{раз}} = \frac{R'_0(1 + S_{11}) - MR_0 + MR_0 S_{11}}{R'_0(1 + S_{11}) + MR_0 - MR_0 S_{11}}.$$

При

$$MR_0 = R'_0,$$

$$S_{11\text{раз}} = S_{11} = f(T).$$

(4.1)

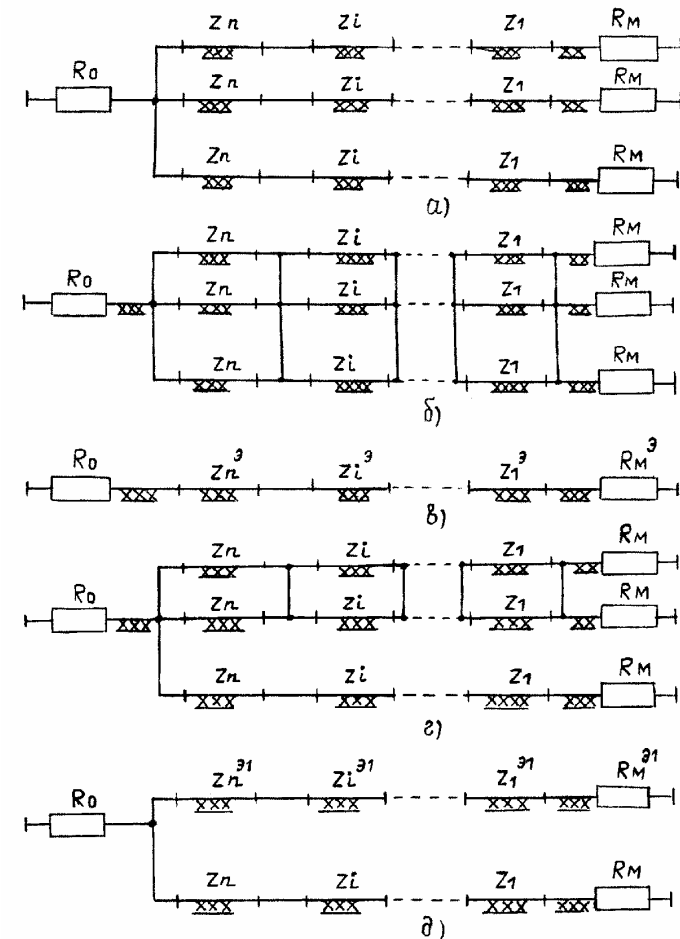


Рис.4.1. Схема разветвления линий передач

Из выражения (4.1) следует, что при определенных условиях коэффициент отражения разветвления равен коэффициенту отражения ступенчатой линии. Будем считать, что каждая линия разветвления (рис.4.1,а) представляет собой каскадное соединение четвертьволновых отрезков линий с волновыми сопротивлениями z_1, z_2, \dots, z_n .

При соответствующем выборе z_1, z_2, \dots, z_n и заданных $R_0, z_{\text{ВХ}}, R_M$ коэффициент отражения разветвления (4.1) может иметь полиномиальную зависимость (чебышевскую или максимально плоскую).

Можно применить и несколько иной подход к определению коэффициента отражения разветвления (рис.4.1,а). Рассмотрим замкнутые слева и справа отрезки линий с волновыми сопротивлениями z_i . Матрица проводимости одного отрезка

$$[y_i] = \begin{bmatrix} -(j/z_i) \operatorname{ctg} \theta & j/(z_i \sin \theta) \\ j/(z_i \sin \theta) & -(j/z_i) \operatorname{ctg} \theta \end{bmatrix}.$$

Матрица проводимости M отрезков, соединенных параллельно

$$[y_i^M] = \begin{bmatrix} -(jM/z_i) \operatorname{ctg} \theta & jM/(z_i \sin \theta) \\ jM/(z_i \sin \theta) & -(jM/z_i) \operatorname{ctg} \theta \end{bmatrix}. \quad (4.2)$$

Если отрезки линий имеют разные сопротивления, то выражение (4.2) можно записать

$$[y_i^M] = \begin{bmatrix} -j \sum_{i=1}^M (1/z_i) \operatorname{ctg} \theta & j / \sum_{i=1}^M (z_i \sin \theta) \\ j / \sum_{i=1}^M (z_i \sin \theta) & -j \sum_{i=1}^M (1/z_i) \operatorname{ctg} \theta \end{bmatrix}. \quad (4.3)$$

Таким образом, разветвление линий (рис.4.1,а) можно рассматривать как трансформатор сопротивлений между нагрузками с сопротивлениями R_0 и $R_M^{\text{Э}}/M$ (рис.4.1,в). Сопротивления ступеней трансформатора определяются формулой (4.2) для схемы (рис.4.1,а) или формулой (4.3) для схемы (рис.4.1,д).

4.2. Принцип получения требуемого распределения мощности между выходными каналами

Идея, положенная в дальнейшем в расчет ДСЧХ с произвольным количеством выходов и с заданным законом распределения мощности между выходами, состоит в следующем. Пусть задано количество выходных каналов

делителя и мощность на каждом из этих выходов: N и P_i , где $i = 2, 3, \dots, N+1$ – номера выходов. Если делитель не имеет потерь, то

$$P = \sum_{i=2}^{i=N+1} P_i, \quad (4.4)$$

где P – мощность на входе делителя.

Выражение (4.4) слева и справа может быть умножено на произвольное число. Это дает основание представить значение мощности на каждом из выходов в виде целого числа. Обозначим через $K_{\text{Ц}}$ – число, с помощью которого правая часть выражения (4.4) представляется как сумма целых чисел

$$K_{\text{Ц}} P = \sum_{i=2}^{i=N+1} K_{\text{Ц}} P_i. \quad (4.5)$$

Обозначим $K_{\text{Ц}} P = M$, $K_{\text{Ц}} P_i = a_i$ и перепишем (4.5)

$$M = a_2 + a_3 + \dots + a_{N+1}. \quad (4.6)$$

В правой части выражения (4.6) N слагаемых. Разделим правую и левую части выражения (4.6) на M

$$I = a_2/M + a_3/M + \dots + a_{N+1}/M. \quad (4.7)$$

Выражение (4.7) позволяет сформулировать следующее положение. Если имеется делитель на M каналов с равным делением, то посредством объединения каналов в N групп по a_i – каналов в каждой группе может быть получен N -канальный делитель с мощностью в i -том канале, равной a_i/M . Члены в выражении (4.7) трактуются следующим образом: I – нормированная мощность на входе делителя; a_i – нормированная мощность на i -том выходе делителя, представленная в виде правильной дроби. Числитель дроби – количество объединяемых каналов, знаменатель – общее количество каналов делителя с равным делением. Очевидно, что значения мощности в выходных каналах N -канального делителя соответствует заданному закону. В этом и заключается идея получения делителя с требуемым количеством каналов и заданным законом распределения мощности между каналами из делителя с равным делением.

4.3. Синтез структуры и топологии делителя

Перейдем к рассмотрению вопросов синтеза структуры и топологии делителя. Синтез структуры и топологии заключается в выборе такого соединения входа делителя с выходами с помощью линий передачи и двухканальных разветвлений, при котором получаются технически осуществимые геометрические размеры отрезков линий передачи и обеспечивается выполнение радиотехнических требований, предъявляемых к

делителю. Исходными данными для синтеза являются количество выходных каналов N , значения мощностей в каждом из каналов, волно-вое сопротивление входной линии R_0 . По этим данным проводится синтез делителя за несколько этапов.

На первом этапе значения мощностей в каждом из каналов представляются в виде правильных дробей с наименьшим общим знаменателем. Причем, наименьший общий знаменатель дробей есть число M или количество каналов делителя с равным делением, числитель a_i – количество каналов делителя с равным делением, объединяемых в i -тый канал делителя с требуемым делением.

На втором этапе предварительно определяется выходное сопротивление R_M делителя на M каналов с равным делением. Для выбора это-го сопротивления необходимо учитывать, что при построении делителя с требуемым делением выходные линии будут объединяться в линии с эквивалентными сопротивлениями. Наибольшее эквивалентное сопротивление будет иметь линия, объединяющая минимальное количество каналов, а наименьшее – линия, объединяющая максимальное количество каналов. Количество объединяемых каналов a_i определено на первом этапе. Из этого ряда выбирается $a_{i \max}$ и $a_{i \min}$, а из условий

$$\begin{aligned} R_M / a_{i \min} &< R_{\max}, \\ R_M / a_{i \max} &> R_{\min} \end{aligned} \quad (4.8)$$

максимальное (R_{\max}) и минимальное (R_{\min}) волновые сопротивления, которые можно реализовать на выбранном типе линии передачи.

На третьем этапе, после определения сопротивления R_M , рассчитывается эквивалентное сопротивление нагрузки R_M^{\exists} (рис.4.1,в) и вычисляется коэффициент трансформации R . Сопротивление R_M^{\exists} является параллельным соединением сопротивлений R_M и определяется по формуле

$$R_M^{\exists} = R_M / M.$$

Коэффициент трансформации в данном случае есть отношение волнового сопротивления линии на входе делителя R_0 (рис.4.1.а) к сопротивлению R_M^{\exists}

$$R = R_0 / R_M^{\exists} = R_0 M / R_M. \quad (4.9)$$

На четвертом этапе определяются волновые сопротивления трансформатора (рис.4.1,в), коэффициент отражения входа которого равен коэффициенту отражения входа делителя (рис.4.1,а). При расчете сопротивлений поступают точно так же, как и при расчете ступенчатых переходов [210, 211]. Задается рассогласование в полосе частот. По заданному рассогласованию и коэффициенту трансформации, вычисленному выше, полосе частот определяется минимальное количество четвертьволновых

ступеней перехода n_{\min} [210, 211]. При определении n_{\min} необходимо учитывать, что эта величина должна быть не меньше $N - 1$ (N – количество выходов делителя, а $N - 1$ – количество двухканальных разветвлений в N -канальном делителе). Обычно с учетом конструктивных соображений количество ступеней $n > n_{\min} > N - 1$. Далее, используя таблицы работы [204] или расчетные формулы, приведенные в этой работе, определяются нормированные волновые сопротивления $Z_1^{\exists}, Z_2^{\exists}, \dots, Z_n^{\exists}$. По формуле $Z_i = Z_i^{\exists} M$ рассчитываются сопротивления Z_1, Z_2, \dots, Z_n схемы рис.4.1,а.

На пятом этапе производится синтез топологии делителя. Синтез топологии плохо поддается формализации и требует максимальных творческих способностей специалиста, проектирующего делитель. При синтезе топологии проводится объединение четвертьволновых отрезков в эквивалентные таким образом, чтобы, во-первых, обеспечить требуемое распределение мощности, и, во-вторых, получить технически реализуемые отрезки линий передачи. Для обеспечения требуемого распределения в последней ступени i -го канала делителя с требуемым делением на N каналов объединяется a_i отрезков делителя с равным делением на M каналов. В ступенях, предшествующих последней, можно объединить любое количество каналов, но необходимо следить за выполнением условий (4.8). Кроме того, для обеспечения планарной конструкции делителя необходимо выполнить построение делителя из двухканальных разветвлений. Формула, с помощью которой рассчитывается волновое сопротивление любой ступени делителя, имеет вид:

$$Z_{\exists i} = Z_i / \alpha_i, \quad (4.10)$$

где α_i – количество объединяемых ветвей в i -той ступени M -канального делителя.

Таким образом, на пятом этапе получается топологическая схема делителя с требуемым делением, которая распределяет мощность в разные нагрузки с сопротивлениями R_M / a_i . Обычно требуется, чтобы мощность распределялась между нагрузками с одинаковыми сопротивлениями или поступала в линии с равными волновыми сопротивлениями.

На шестом этапе проводится расчет трансформирующих переходов между выходными сопротивлениями делителя и сопротивлениями линий передачи или нагрузок, в которые должна поступать энергия. Расчет этих трансформаторов проводится по таблицам или формулам работы [211]. Количество ступеней в трансформаторах выбирается таким образом, чтобы отражения от входа делителя существенно не увеличивались. Ориентировочно для оценки отражений от входа делителя можно пользоваться формулой

$$|S_{11}^{\Sigma}| = |S_{11}|_{\max} + |S_{11}|_{\max \text{ пер}},$$

где S_{11}^{Σ} – результирующий коэффициент отражения входа делителя, $S_{11\max}$ – максимальный коэффициент отражения входа делителя без трансформаторов на выходах,

$S_{11\max\text{ пер}}$ – максимальный коэффициент отражения входа перехода на выходах делителя.

На седьмом этапе проводится расчет балластных сопротивлений, которые включаются на расстоянии четверти длины волны от каждого двухканального разветвления. Балластные сопротивления обеспечивают согласование выходов и развязку между выходными каналами проектируемого делителя. Для пояснения принципа расчета балластных резисторов выделим из N -канального делителя двухканальный (рис.4.2). В этом делителе величины сопротивлений Z_1 , Z_2 являются результатом объединения ветвей в многоканальном делителе на предыдущем этапе. Сопротивления R_1 , R_2 , R_3 есть сопротивления, трансформируемые с выходов N -канального делителя в сечения, в которые включен выделенный двухканальный делитель. С учетом этих замечаний приведем формулу, по которой рассчитывается балластное сопротивление

$$R_6 = Z_1 Z_2 / R_1. \quad (4.11)$$

Синтезированный таким образом делитель имеет неравноценные параметры со стороны входного и выходных плеч. Со стороны входного плеча делитель является многоступенчатым трансформатором и благодаря этому имеет значительную широкополосность по сравнению с выходами. Если требуется широкополосность и со стороны выходных каналов, то можно решить задачу синтеза коэффициентов отражения выходов и развязок между выходными каналами посредством введения дополнительных развязывающих резисторов. Для решения такой задачи выделим из N -канального делителя двухканальный (рис. 4.3), имеющий n ступеней после разветвления. В этом случае сопротивления R_1 , R_2 , R_3 схемы рис.4.2 имеют такой же смысл, что и для схемы рис.4.3. Для выделенного делителя решается задача расчета балластных сопротивлений, рассмотренная во втором разделе.

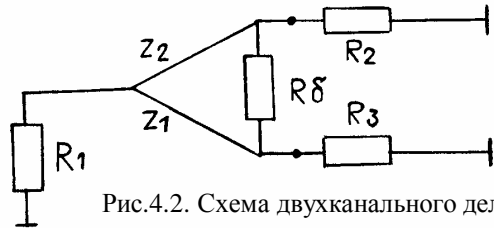


Рис.4.2. Схема двухканального делителя

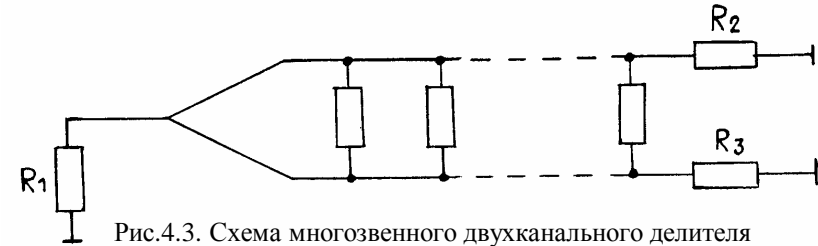


Рис.4.3. Схема многоступенчатого двухканального делителя

На заключительном, восьмом этапе производится анализ и исследование амплитудно- и фазочастотных характеристик спроектированного делителя. При этом модель делителя представляется в виде соединения элементов с известными матрицами рассеяния: разветвлений линий передачи, отрезков линий, резисторов.

4.4. Устройства на связанных линиях передачи

Устройства на связанных линиях передачи (СЛ) достаточно широко обсуждались в отечественной и зарубежной литературе. основополагающая работа была выполнена в 1947 году [172]. Большое количество публикаций появилось в связи с освоением новых типов линий передачи: полосковых в 1950-1960 г.г. [170, 176], микрополосковых в 1960-1980 г.г. [52, 53, 71, 175, 188, 222, 223, 229, 245, 253, 255], а также линий, производных от микрополосковых, в 1970-1990 г.г. – щелевых, копланарных, двухполосковых и др. [13, 45, 57, 98, 99, 112, 116, 135, 136, 165, 246, 262]. Устройства на СЛ применяются в виде мостов, ответвителей, элементов делителей, составных частей фильтров и фазовращателей. Модель СЛ, рассматриваемая в настоящем разделе, дополняет опубликованные другими исследователями материалы двумя принципиальными моментами: плечи СЛ могут быть нагружены на нагрузки с различными сопротивлениями, в СЛ учитываются различные постоянные распространения для четной и нечетной волны. При получении математической модели СЛ использовался аппарат матриц проводимости и рассеяния.

Две связанные линии.

Рассмотрим две связанные линии рис.4.4, нагруженные сопротивлениями R_1 , R_2 , R_3 , R_4 . Запишем ненормированную матрицу проводимости

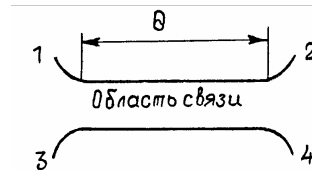


Рис.4.4. Схема двух связанных линий

$$[\mathbf{y}] = \begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} & y_{13} & y_{14} \\ y_{12} & y_{11} & y_{14} & y_{13} \\ y_{13} & y_{14} & y_{33} & y_{34} \\ y_{14} & y_{13} & y_{34} & y_{33} \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

Умножая матрицу (4.12) справа и слева на нормирующую матрицу

$$\begin{bmatrix} \sqrt{R_1} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{R_2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{R_3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{R_4} \end{bmatrix}$$

получим нормированную матрицу проводимости

$$[\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} & Y_{14} \\ Y_{12} & Y_{22} & Y_{23} & Y_{24} \\ Y_{13} & Y_{23} & Y_{33} & Y_{34} \\ Y_{14} & Y_{24} & Y_{34} & Y_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 y_{11} & \sqrt{R_1 R_2} y_{12} & \sqrt{R_1 R_3} y_{13} & \sqrt{R_1 R_4} y_{14} \\ \sqrt{R_1 R_2} y_{12} & R_2 y_{11} & \sqrt{R_2 R_3} y_{14} & \sqrt{R_2 R_4} y_{13} \\ \sqrt{R_1 R_3} y_{13} & \sqrt{R_2 R_3} y_{14} & R_3 y_{33} & \sqrt{R_3 R_4} y_{34} \\ \sqrt{R_1 R_4} y_{14} & \sqrt{R_2 R_4} y_{13} & \sqrt{R_3 R_4} y_{34} & R_4 y_{44} \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

Параметры проводимости в матрице (4.12) определим так [115]

$$\begin{aligned} y_{11} &= y_{22} = g_{11} \operatorname{cth} \gamma l, \\ y_{33} &= y_{44} = g_{33} \operatorname{cth} \gamma l, \\ y_{12} &= y_{21} = g_{11} / \operatorname{sh} \gamma l, \\ y_{34} &= y_{43} = g_{33} / \operatorname{sh} \gamma l, \\ y_{13} &= y_{31} = g_{13} \operatorname{cth} \gamma l, \\ y_{14} &= y_{41} = g_{13} / \operatorname{sh} \gamma l, \end{aligned} \quad (4.14)$$

где $\gamma = \alpha + j\beta$ постоянная распространения,

l – длина области связи.

При отсутствии в линиях потерь ($\alpha=0$) выражения (4.14) принимают вид

$$\begin{aligned} y_{11} &= y_{22} = -jg_{11} \operatorname{ctg} \theta, \\ y_{33} &= y_{44} = -jg_{33} \operatorname{ctg} \theta, \\ y_{12} &= y_{21} = jg_{11} / \sin \theta, \\ y_{34} &= y_{43} = jg_{33} / \sin \theta, \\ y_{13} &= y_{31} = -jg_{13} \operatorname{ctg} \theta, \\ y_{14} &= y_{41} = jg_{13} / \sin \theta, \end{aligned} \quad (4.15)$$

где $\theta = \beta l$ – электрическая длина области связи.

Для СЛ параметры (сопротивления четного и нечетного видов колебаний Z^+ , Z^- , длина области связи θ , коэффициент связи K_c), через которые определяются конструктивные характеристики и геометрические размеры линий, могут быть найдены при согласовании всех плеч и идеальной направленности на средней частоте рабочего диапазона

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{14} = S_{23} = 0. \quad (4.16)$$

Коэффициенты матрицы рассеяния СЛ определим через параметры проводимости по формуле [8]

$$S_{ij} = 2\Delta_{ji} / \Delta - \delta_{ij}, \quad (4.17)$$

где Δ_{ij} – алгебраическое дополнение элемента матрицы $\{[\mathbf{1}] + [\mathbf{y}]\}$ с индексами i, j ; $[\mathbf{1}]$ – единичная матрица четвертого порядка,

$$\delta = \begin{cases} 0 & \text{при } i \neq j \\ 1 & \text{при } i = j \end{cases}.$$

Условия (4.16) получим в предположении, что в СЛ отсутствуют потери, а электрическая длина СЛ θ равна $\pi/2$. При таких допущениях матрица (4.13), прибавленная к единичной матрице, примет вид

$$[\mathbf{1}] + [\mathbf{Y}] = \begin{bmatrix} 1 & Y_{12} & 0 & Y_{14} \\ Y_{12} & 1 & Y_{23} & 0 \\ 0 & Y_{23} & 1 & Y_{34} \\ Y_{14} & 0 & Y_{34} & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.18)$$

Для коэффициентов S_{ii} по формуле (4.16) с учетом выражения (4.18) получаем

$$\begin{aligned} Y_{12}^2(1 - Y_{34}^2) + Y_{14}^2(1 - Y_{23}^2) + (1 - Y_{34}^2) - Y_{23}^2 + 2Y_{12}Y_{14}Y_{23}Y_{34} &= 0, \\ Y_{12}^2(1 - Y_{34}^2) + Y_{23}^2(1 - Y_{14}^2) + (1 - Y_{34}^2) - Y_{14}^2 + 2Y_{12}Y_{14}Y_{23}Y_{34} &= 0, \\ Y_{34}^2(1 - Y_{12}^2) + Y_{23}^2(1 - Y_{14}^2) + (1 - Y_{12}^2) - Y_{14}^2 + 2Y_{12}Y_{14}Y_{23}Y_{34} &= 0, \\ Y_{34}^2(1 - Y_{12}^2) + Y_{14}^2(1 - Y_{23}^2) + (1 - Y_{23}^2) - Y_{12}^2 + 2Y_{12}Y_{14}Y_{23}Y_{34} &= 0. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Из решения системы уравнений (4.19)

$$Y_{14} = Y_{23}, \quad (4.20)$$

$$Y_{12} = Y_{34}.$$

Коэффициенты $S_{14}=S_{23}=0$ с учетом условия (4.20) при

$$\begin{aligned} Y_{14}^2 - Y_{12}^2 &= 1, \\ Y_{23}^2 - Y_{34}^2 &= 1. \end{aligned} \quad (4.21)$$

Другие коэффициенты матрицы рассеяния СЛ будут

$$\begin{aligned} S_{12} = S_{34} = 1/Y_{12}, \\ S_{13} = S_{24} = Y_{14}/Y_{12}. \end{aligned} \quad (4.22)$$

Определим коэффициент деления СЛ K и коэффициент связи K_c

$$\begin{aligned} K = |S_{12}/S_{13}| = |1/Y_{14}|, \\ K_c = |S_{13}| = |Y_{14}/Y_{12}|. \end{aligned} \quad (4.23)$$

Подставляя в формулы (4.21, 4.23) значения y_{ii} , из выражений (4.15) при $\theta = \pi/2$ получаем

$$\begin{aligned} 1 &= g_{11}^2 R_1 R_2 - g_{13}^2 R_1 R_4, \\ 1 &= g_{33}^2 R_3 R_4 - g_{13}^2 R_2 R_3, \\ K_c &= (R_4/R_2)^{0.5} (g_{13}/g_{11}) = (R_4/R_2)^{-0.5} (g_{13}/g_{33}). \end{aligned} \quad (4.24)$$

Выразим узловые проводимости g_{ij} через сопротивления четного и нечетного типов колебаний в СЛ

$$\begin{aligned} g_{11} &= (z_1^+ + z_1^-)/(2z_1^+ z_1^-), \\ g_{13} &= (z_1^+ - z_1^-)/(2z_1^+ z_1^-) = (z_2^+ - z_2^-)/(2z_2^+ z_2^-), \\ g_{33} &= (z_2^+ + z_2^-)/(2z_2^+ z_2^-). \end{aligned} \quad (4.25)$$

С учетом выражений (4.24, 4.25) определим коэффициент связи K_c через сопротивления четного и нечетного типов колебаний

$$K_c = (z_1^+ - z_1^-)/(z_1^+ + z_1^-) A^{-1} = (z_2^+ - z_2^-)/(z_2^+ + z_2^-), \quad (4.26)$$

где $A = \sqrt{R_2/R_4}$.

Вычислим

$$\begin{aligned} (1 - K_c)/(1 + K_c) &= \left[(z_1^+ + z_1^-)A - (z_1^+ - z_1^-) \right] / \left[(z_1^+ + z_1^-)A - (z_1^+ - z_1^-) \right] = \\ &= \left[(z_2^+ + z_2^-) - (z_2^+ - z_2^-)A \right] / \left[(z_2^+ + z_2^-) - (z_2^+ - z_2^-)A \right], \\ z_1^+ / z_1^- &= (1 + K_c A)/(1 - K_c A), \quad z_2^+ / z_2^- = (A + K_c)/(A - K_c). \end{aligned} \quad (4.27)$$

С учетом (4.25, 4.26, 4.27) из выражений (4.24) получаем формулы для определения сопротивлений четного и нечетного типов колебаний через коэффициент связи и сопротивления подводящих линий

$$\begin{aligned} z_1^+ &= (R_1 R_4)^{0.5} \left[(1 - K_c)/(1 + K_c) \right]^{0.5} A \left[(1 + K_c)/(1 - K_c A) \right], \\ z_1^- &= z_1^+ \left[(1 - K_c A)/(1 + K_c A) \right], \\ z_2^+ &= 0.5 (R_3 R_4)^{0.5} \left[(1 - K_c)/(1 + K_c) \right]^{0.5} A \left[(1 + K_c)/(A - K_c) \right], \\ z_2^- &= z_2^+ \left[(A - K_c)/(A + K_c) \right]. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Четное количество одинаковых связанных линий. Четное количество связанных линий или решетка связанных линий рис.4.5 применяются для снятия технологических проблем при реализации устройств на СЛ с близко расположенными проводниками [245]. Обозначим линии цифрами $1 - k$, а входы линий – цифрами $1 - m+1$. Введем ограничения: линии не имеют потерь, длины линий одинаковы, линии отстоят друг от

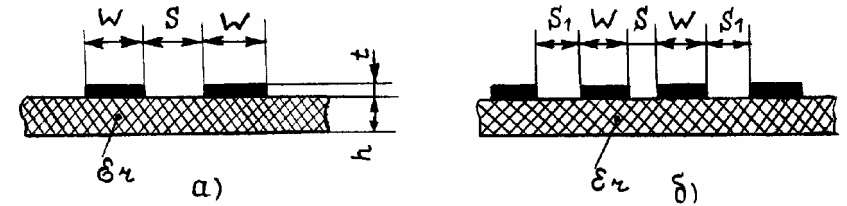


Рис.4.5. Решетки связанных линий

друга на равных расстояниях, каждая линия связана электромагнитной связью с соседними. Получим формулы для расчета сопротивлений четного-го и нечетного типов колебаний устройства рис.4.5, у которого плечи линий 1, 3, 5, ... и линий 2, 4, 6, ... соединены между собой по параллельной схеме. С учетом введенных обозначений и ограничений узловые проводимости линий решетки будут

$$\begin{aligned} g_{11} = g_{22} = g_{mm} &= g_{m+1, m+1}, \\ g_{33} = g_{ii}, & \quad i = 3, 4, \dots, m-1, \\ g_{13} = g_{i, i+2}, & \quad i = 1, 2, \dots, m-1. \end{aligned} \quad (4.29)$$

Решетке СЛ соответствует система линейных уравнений

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ \dots \\ i_{m+1} \end{bmatrix} = [\mathbf{y}] \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_{m+1} \end{bmatrix} \quad (4.30)$$

где

$$y_{i,j} = \begin{cases} -jg_{11} \operatorname{ctg} \theta; & i = j = 1, 2, m, m+1; \\ jg_{33} / \sin \theta; & i = 3, 5, 7, \dots; \quad j = 4, 6, 8, \dots; \\ -jg_{33} \operatorname{ctg} \theta; & i = j = 3, 4, \dots, m-1; \\ jg_{11} / \sin \theta; & i = 1, m; \quad j = 2, m+1; \\ -jg_{13} \operatorname{ctg} \theta; & i = 1, 2, \dots; \quad j = 3, 4, 5, \dots; \\ jg_{13} / \sin \theta; & i = 1, 3, 5, \dots; 2, 4, 6, \dots; \quad j = 4, 6, 8, \dots; 3, 5, 7, \dots \end{cases}$$

В системе уравнений (4.30) приравняем напряжения и определим токи следующим образом

$$\begin{aligned} u_1 &= u_5 = u_9 = \dots, \\ u_2 &= u_6 = u_{10} = \dots, \\ u_3 &= u_7 = u_{11} = \dots, \\ u_4 &= u_8 = u_{12} = \dots, \\ i'_1 &= i_1 + i_5 + i_9 + \dots, \\ i'_2 &= i_2 + i_6 + i_{10} + \dots, \\ i'_3 &= i_3 + i_7 + i_{11} + \dots, \\ i'_4 &= i_4 + i_8 + i_{12} + \dots. \end{aligned}$$

С учетом этих равенств система уравнений (4.30) примет вид

$$\begin{bmatrix} i'_1 \\ \dots \\ i'_4 \end{bmatrix} = [\mathbf{y}] \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_4 \end{bmatrix}, \quad (4.31)$$

где матрица $[\mathbf{y}]$ такая же, как и в формуле (4.12) при

$$\begin{aligned} y_{11} &= y_{22} = y_{33} = y_{44} = -j[g_{11} \operatorname{ctg} \theta + g_{33} \operatorname{ctg} \theta (n/2 - 1)], \\ y_{12} &= y_{34} = j[g_{11}(1/\sin \theta) + g_{33}(1/\sin \theta)(n/2 - 1)], \\ y_{13} &= y_{24} = -jg_{13} \operatorname{ctg} \theta (n - 1), \\ y_{14} &= y_{23} = jg_{13}(1/\sin \theta)(n - 1), \end{aligned}$$

где n – количество линий.

Коэффициенты нормированной матрицы $[\mathbf{Y}]$ получаем так же, как и в матрице (4.13). Подставляя коэффициенты нормированной матрицы $[\mathbf{Y}]$ при $\theta = \pi/2$ в уравнения (4.21), получаем

$$\begin{aligned} 1 &= R_1 R_2 [g_{11} + g_{33}(n/2 - 1)]^2 - R_1 R_4 [g_{13}(n - 1)]^2, \\ 1 &= R_3 R_4 [g_{11} + g_{33}(n/2 - 1)]^2 - R_2 R_3 [g_{13}(n - 1)]^2, \end{aligned} \quad (4.32)$$

Из уравнения (4.32) следует

$$R_2 = R_4, \quad R_1 = R_3. \quad (4.33)$$

Коэффициент связи K_c с учетом того, что $\sqrt{R_4/R_2} = 1$, будет

$$K_c = g_{13}(n - 1) / [g_{11} + g_{33}(n/2 - 1)]. \quad (4.34)$$

Успех дальнейшего решения зависит от установления связи между узловыми проводимостями g_{33} и g_{11} , g_{13} . Эта связь зависит от типа связанных линий. Для

несимметричной полосковой линии известны два уравнения, связывающие проводимости g_{33} и g_{11} , g_{13} . Приближенное уравнение [250]

$$g_{33} \cong g_{11} + g_{13}^2 / g_{11} \quad (4.35)$$

и точное уравнение [158]

$$g_{33} = 2g_{11} - g_0, \quad (4.36)$$

где g_0 – волновая проводимость линии, имеющей такие же геометрические размеры, как одна из связанных линий. Учитывая выражения (4.33, 4.35), из формул (4.32, 4.34) получаем

$$\begin{aligned} (1/R_1 R_4) &= [g_{11}^2 + g_{13}^2(n - 2)]^2 / (4g_{11}^2) - g_{13}^2(n - 1)^2, \\ K_c &= 2g_{11}g_{13}(n - 1) / [g_{11}^2 n + g_{13}^2(n - 2)]. \end{aligned} \quad (4.37)$$

Подставляя в формулы (4.37) выражения (4.25) и выполняя алгебраические преобразования, получаем

$$\begin{aligned} K_c &= \left[(z^+)^2 - (z^-)^2 \right] (n - 1) / \left\{ (n - 1) \left[(z^+)^2 + (z^-)^2 \right] + 2z^+ z^- \right\}, \\ z^- &= [R_1 R_4 (1 - K_c) / (1 + K_c)]^{0.5} (n - 1) (1 + q) / \left\{ (n - 1) (1 - K_c) + K_c + q \right\} = \\ &= z^+ (n - 1) (1 - K_c) / (K_c + q), \\ z^+ &= z^- (K_c + q) / \left\{ (n - 1) (1 - K_c) \right\} = [R_1 R_4 (1 - K_c) / (1 + K_c)]^{0.5} (1 + q) \times \\ &\times (K_c + q) / \left\{ \left[(n - 1) (1 - K_c) + K_c + q \right] (1 - K_c) \right\}, \end{aligned} \quad (4.38)$$

где $q = \left[K_c^2 + (1 - K_c^2)(n - 1)^2 \right]^{0.5}$.

Если использовать точную формулу (4.36), то сопротивления для четного и нечетного видов колебаний, полученные из соотношений (4.32) с учетом (4.25), будут

$$\begin{aligned} z^+ &= 2z_0 (n - 1) \left[R_1 R_4 (1 - K_c^2) \right]^{0.5} / \left\{ 2z_0 (1 - K_c) + (n - 2) \left[R_1 R_4 (1 - K_c^2) \right]^{0.5} \right\}, \\ z^- &= 2z_0 (n - 1) \left[R_1 R_4 (1 - K_c^2) \right]^{0.5} / \left\{ 2z_0 (1 - K_c) + (n - 2) \left[R_1 R_4 (1 - K_c^2) \right]^{0.5} \right\}, \end{aligned} \quad (4.39)$$

где z_0 – волновое сопротивление линии, имеющей такие же геометрические размеры, как и одна из связанных линий. Отметим, что выражения (4.38) получаются из формул (4.39) при $z_0 = (z^+ + z^-) / 2$.

Таким образом, мы получили необходимые соотношения, устанавливающие зависимость между коэффициентом связи связанных линий, соединенных по схеме рис.4.5, и сопротивлениями четного и нечетного типов колебаний двух связанных линий при условии, что сопротивления

подводящих линий или нагрузок неодинаковые. Перейдем к рассмотрению выражений для анализа частотных характеристик СЛ.

4.5. Расчетные соотношения для частотных характеристик связанных линий

Анализ частотных характеристик СЛ, также как и других устройств, будем проводить с использованием параметров рассеяния. Параметры рассеяния СЛ определим с помощью формулы (4.17), подставляя в нее соответствующие параметры проводимости, которые представим в комбинированном виде. Узловые проводимости определим для идеальных не имеющих потерь и дисперсии линий. Значения этих проводимостей подставим в выражения (4.14) с учетом формул (4.25). Постоянную распространения представим в виде суммы постоянных распространения для четного и нечетного типов колебаний

$$\gamma = \gamma^+ + \gamma^-, \quad (4.40)$$

где знаки "+", "-" соответствуют четному и нечетному видам волн. С учетом этих допущений нормированные параметры проводимости для n одинаковых линий запишутся

$$\begin{aligned} Y_{ii} &= R_i \left[\left(g_1^- / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^- l + \left(g_1^+ / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^+ l + (n/2 - 1) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[\left(g_3^- / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^- l + \left(g_3^+ / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^+ l \right], \right. \\ Y_{12} = Y_{34} &= \sqrt{R_1 R_2} \left\{ g_1^- / \left(2 \operatorname{sh} \gamma^- l \right) + g_1^+ / \left(2 \operatorname{sh} \gamma^+ l \right) + (n/2 - 1) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[g_3^- / \left(2 \operatorname{sh} \gamma^- l \right) + g_3^+ / \left(2 \operatorname{sh} \gamma^+ l \right) \right], \right. \\ Y_{13} &= R_1 \left[\left(g_1^- / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^- l - \left(g_1^+ / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^+ l \right] (n-1), \\ Y_{14} = Y_{23} &= \sqrt{R_1 R_4} \left[g_1^- / \left(2 \operatorname{sh} \gamma^- l \right) - g_1^+ / \left(2 \operatorname{sh} \gamma^+ l \right) \right] (n-1), \\ Y_{24} &= R_4 \left[\left(g_1^- / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^- l - \left(g_1^+ / 2 \right) \operatorname{cth} \gamma^+ l \right] (n-1), \\ Y_{12} = Y_{21}, \quad Y_{13} = Y_{31}, \quad Y_{14} = Y_{41}, \quad Y_{24} = Y_{42}, \quad Y_{34} = Y_{43}. \end{aligned} \quad (4.41)$$

При $n=2$ из выражения (4.41) следуют параметры проводимости для двух связанных линий. При $\alpha^+ = \alpha^- = 0$ получаем параметры проводимости СЛ без потерь

$$\begin{aligned} Y_{ii} &= -jR_i \left\{ \left(g_1^- / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^- + \left(g_1^+ / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^+ + (n/2 - 1) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[\left(g_3^- / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^- + \left(g_3^+ / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^+ \right], \right. \\ Y_{12} = Y_{34} &= j\sqrt{R_1 R_2} \left\{ g_1^- / \left(2 \sin \theta^- \right) + g_1^+ / \left(2 \sin \theta^+ \right) + (n/2 - 1) \times \right. \\ &\quad \left. \times \left[g_3^- / \left(2 \sin \theta^- \right) + g_3^+ / \left(2 \sin \theta^+ \right) \right], \right. \\ Y_{13} &= jR_1 \left[\left(g_1^- / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^- - \left(g_1^+ / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^+ \right] (n-1), \\ Y_{14} = Y_{23} &= -j\sqrt{R_1 R_2} \left[g_1^- / \left(2 \sin \theta^- \right) - g_1^+ / \left(2 \sin \theta^+ \right) \right] (n-1), \\ Y_{24} &= jR_4 \left[\left(g_1^- / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^- - \left(g_1^+ / 2 \right) \operatorname{ctg} \theta^+ \right] (n-1), \\ Y_{12} = Y_{21}, \quad Y_{13} = Y_{31}, \quad Y_{14} = Y_{41}, \quad Y_{24} = Y_{42}, \quad Y_{34} = Y_{43}, \\ \theta^\pm &= \beta^\pm l = 2\pi l / \lambda^\pm. \end{aligned} \quad (4.42)$$

Выражения (4.41, 4.42) позволяют рассчитать частотные характеристики СЛ с учетом и без учета потерь, если известны волновые проводимости для четного и нечетного видов колебаний и волновые сопротивления подводящих линий.

4.6. Связь геометрических размеров связанных линий с сопротивлениями четного и нечетного видов колебаний

Проектирование связанных линий считается законченным, если определены геометрические размеры линий в соответствующей материальной среде. Следует отметить, что вопросы расчета геометрических размеров СЛ на симметричной полосковой линии практически доведены до инженерных методик [211, 200]. Активно обсуждаются и предлагаются методы расчета несимметричных, в частности, микрополосковых линий [135, 136]. Есть рекомендации для расчета СЛ на щелевой и копланарных линиях передачи [200]. В связи с тем, что наибольшее распространение получила несимметричная микрополосковая линия, приведем инженерную методику синтеза геометрических размеров СЛ, разработанную автором на основании материалов различных исследователей, а также личных разработок. Нами были сопоставлены различные методы расчета СЛ в широком диапазоне значений. Основные данные по расчетам СЛ представлены в таблице 4.1. За исключением методов [263] все расчеты были выполнены по аналитическим выражениям работ [57, 135, 136, 255]. Из представленных результатов сделан вывод, что из аналитических методов расчета наилучшее приближение имеет метод [///]. В диапазоне значений указанных в таблице 4.1 этот метод имеет отличия от электродинамических методов менее 6%. Идея метода состоит в

том, что величинам сопротивлений четного и нечетного видов колебаний ставятся в соответствие относительные эффективные ширины линий [229].

Таблица 4.1

		z^+ при $\epsilon_r = 9,6$				
s/h	w/h	[255]	[262]	[135]	[263]	[///]
0,05	0,1	–	171,84	–	–	171,46
	0,5	96,26	97,651	–	–	97,459
	1,0	67,15	67,054	–	–	66,823
	2,0	41,65	42,693	–	–	41,769
0,1	0,05	–	189,87	–	–	189,50
	0,1	–	164,39	–	164,1	164,04
	0,5	91,58	95,67	–	96,2	95,387
	1,0	64,46	66,17	–	66,5	65,877
	2,0	40,56	41,49	–	47,1	41,411
0,2	0,05	–	176,81	–	–	176,39
	0,1	–	153,96	150,664	156,0	153,71
	0,5	84,731	92,067	89,930	92,2	91,882
	1,0	60,454	64,708	62,96	64,5	64,181
	2,0	38,890	41,025	40,074	41,0	40,755
0,5	0,05	–	156,85	–	–	157,02
	0,1	–	136,90	–	138,4	136,92
	0,5	72,410	84,32	–	84,5	84,314
	1,0	53,603	60,63	–	60,5	60,353
	2,0	36,058	39,528	–	39,4	39,214
1,0	0,05	–	142,77	–	–	143,68
	0,1	–	123,99	–	126,0	124,72
	0,5	61,624	77,317	–	77,4	77,713
	1,0	47,213	56,44	–	56,5	56,73
	2,0	33,261	37,67	–	37,6	37,677

Таблица 4.1 Продолжение

		z^+ при $\epsilon_r = 3,78$			z^+ при $\epsilon_r = 36$		z^+ при $\epsilon_r = 80$	
s/h	w/h	[255]	[262]	[///]	[255]	[///]	[255]	[///]
0,05	0,1	–	259,29	258,54	–	91,186	–	61,548
	0,5	146,68	148,77	148,23	50,88	51,600	34,39	34,796
	1,0	103,06	102,95	102,35	35,36	35,246	23,81	23,749
	2,0	64,47	66,098	64,553	21,84	21,925	14,69	14,758
0,1	0,05	–	286,18	285,40	–	100,84	–	68,073
	0,1	–	248,23	247,49	–	87,217	–	58,865
	0,5	139,49	145,85	145,13	48,42	50,49	32,64	34,048
	1,0	98,89	101,66	100,93	33,95	34,742	22,87	23,409
	2,0	62,77	64,33	64,009	21,27	21,735	14,32	14,630
0,2	0,05	–	266,76	265,88	–	93,824	–	63,331
	0,1	–	232,74	232,10	–	81,687	–	55,129
	0,5	128,75	140,48	139,80	44,87	48,587	30,26	32,761
	1,0	92,562	99,46	98,383	31,88	33,838	21,48	22,799
	2,0	60,111	63,635	63,015	20,41	21,387	13,74	14,396
0,5	0,05	–	237,01	237,04	–	83,462	–	56,328
	0,1	–	207,29	207,08	–	72,703	–	49,056
	0,5	109,32	128,83	128,57	38,50	44,577	25,99	30,052
	1,0	81,395	93,274	92,621	28,41	31,799	19,16	21,422
	2,0	55,308	61,331	60,674	19,01	20,571	12,81	13,845
1,0	0,05	–	215,81	217,16	–	76,323	–	51,503
	0,1	–	187,82	188,90	–	66,177	–	44,646
	0,5	92,859	118,15	118,69	32,81	41,054	22,15	27,672
	1,0	71,340	86,82	87,166	25,10	29,872	16,94	20,121
	2,0	50,597	58,41	58,339	17,62	19,75	11,88	13,296

Таблица 4.1 Продолжение
 z^- при $\epsilon_r = 9,6$

s/h	w/h	[255]	[262]	[135]	[263]	[///]
0,05	0,1	–	43,489	–	–	45,031
	0,5	30,06	29,673	–	–	30,476
	1,0	25,36	25,39	–	–	25,675
	2,0	19,82	20,502	–	–	20,598
0,1	0,05	–	64,235	–	–	65,782
	0,1	–	52,528	–	55,4	54,186
	0,5	33,72	34,01	–	34,5	35,201
	1,0	27,87	28,23	–	27,8	28,993
2,0	21,23	22,51	–	21,6	22,669	
0,2	0,1	–	64,037	62,488	66,1	65,515
	0,5	39,612	39,827	38,497	39,9	41,202
	1,0	31,776	31,823	30,605	31,6	33,067
	2,0	23,444	24,391	23,062	23,7	25,080
0,5	0,05	–	97,865	–	–	98,998
	0,1	–	81,668	–	83,5	82,939
	0,5	49,863	49,712	–	49,7	51,070
	1,0	38,628	38,234	–	38,1	39,529
2,0	27,430	27,724	–	27,4	28,651	
1,0	0,05	–	111,91	–	–	112,95
	0,1	–	94,580	–	96,6	95,78
	0,5	57,625	57,579	–	57,7	58,832
	1,0	43,683	43,488	–	43,2	44,468
2,0	30,430	30,460	–	30,1	31,216	

Таблица 4.1 Продолжение

		z^- при $\epsilon_r = 3,78$			z^- при $\epsilon_r = 36$	
s/h	w/h	[255]	[262]	[///]	[255]	[///]
0,05	0,05	–	79,333	79,405	–	28,577
	0,1	–	64,858	65,890	–	23,655
	0,5	45,06	44,298	44,734	16,07	15,948
	1,0	38,32	38,002	37,826	13,49	13,416
2,0	30,21	30,891	30,584	10,49	10,744	
0,1	0,05	–	95,728	96,218	–	34,692
	0,1	–	78,306	79,256	–	28,519
	0,5	50,21	50,743	51,646	18,03	18,446
	1,0	47,79	42,230	42,7156	14,86	15,165
2,0	35,53	33,905	33,686	11,27	11,833	
0,2	0,05	–	115,95	116,13	–	41,912
	0,1	–	95,415	95,855	–	34,549
	0,5	59,207	59,425	600,442	21,257	21,624
	1,0	47,790	47,637	48,736	17,033	17,317
2,0	35,537	36,775	37,314	12,545	13,102	
0,5	0,05	–	145,84	145,28	–	52,422
	0,1	–	121,73	121,58	–	43,843
	0,5	74,251	74,290	75,01	26,783	26,862
	1,0	57,712	57,358	58,374	20,750	20,738
2,0	41,272	41,917	42,754	14,711	14,985	
1,0	0,1	–	141,19	140,84	–	50,702
	0,5	86,007	86,271	86,689	30,881	30,990
	1,0	65,293	65,22	65,905	23,394	23,356
	2,0	45,651	49,596	46,763	16,290	16,339

Таблица 4.1 Продолжение
 z^- при $\epsilon_r^- = 80$

s/h	w/h	[255]	[///]
0,05	0,05	–	19,248
	0,1	–	15,925
	0,5	10,87	10,728
	1,0	9,11	9,0216
	2,0	7,08	7,222
0,1	0,05	–	23,375
	0,1	–	19,207
	0,5	12,20	12,412
	1,0	10,05	10,201
	2,0	7,62	7,9554
0,2	0,05	–	28,251
	0,1	–	23,279
	0,5	14,396	14,555
	1,0	11,539	11,651
	2,0	8,5005	8,8103
0,5	0,05	–	35,352
	0,1	–	29,556
	0,5	18,133	18,089
	1,0	14,055	13,957
	2,0	9,9668	10,079
1,0	0,1	–	34,190
	0,5	20,883	20,876
	1,0	15,823	15,724
	2,0	11,021	10,992

Таблица 4.1 Продолжение

ϵ^+ при $\epsilon_r = 9,6$						
s/h	w/h	[255]	[262]	[135]	[263]	[///]
0,05	0,05	–	5,9116	–	–	–
	0,1	–	5,9881	–	–	5,96
	0,5	6,504	6,4940	–	–	6,48
	1,0	6,41	6,9216	–	–	6,91
	2,0	5,92	7,4939	–	–	7,52
	0,1	0,05	–	5,9286	–	–
0,1		–	6,0047	–	–	6,00
0,5		6,868	6,5080	–	–	6,50
1,0		6,749	6,9321	–	–	6,95
2,0		6,142	7,4968	–	–	7,47
0,2		0,05	–	5,9602	–	–
	0,1	–	6,0357	6,2776	6,2506	6,05
	0,5	7,415	6,5339	6,7915	6,7695	6,55
	1,0	7,2599	6,9512	7,2308	7,2094	6,92
	2,0	6,4696	7,5015	7,7984	7,7772	7,52
	0,5	0,05	–	6,0369	–	–
0,1		–	6,1106	–	–	6,14
0,5		8,5198	6,5942	–	–	6,64
1,0		8,0992	6,9933	–	–	7,02
2,0		6,9473	7,5067	–	–	7,62
1,0		0,1	–	6,1750	–	–
	0,5	9,8234	6,6376	–	–	6,70
	1,0	9,0394	7,0126	–	–	7,1
	2,0	7,4315	7,4852	–	–	7,61

Таблица 4.1 Продолжение

ϵ^+ при $\epsilon_r = 3,78$				
s/h	w/h	[255]	[262]	[///]
0,05	0,05	–	2,5980	–
	0,1	–	2,6231	2,615
	0,5	2,861	2,7886	2,79
	1,0	2,722	2,9266	2,93
	2,0	2,47	3,1095	3,10
0,1	0,05	–	2,6036	2,60
	0,1	–	2,6286	2,63
	0,5	2,56	2,7932	2,81
	1,0	3,08	2,93301	2,93
	2,0	3,11	3,1107	3,12
0,2	0,05	–	2,6141	2,61
	0,1	–	2,6389	2,64
	0,5	3,2116	2,8018	2,81
	1,0	3,0968	2,9365	2,93
	2,0	2,7080	3,1125	3,12
0,5	0,05	–	2,6396	2,64
	0,1	–	2,6639	2,68
	0,5	3,7337	2,8220	2,82
	1,0	3,5126	2,9509	2,97
	2,0	2,9529	3,1153	3,13
1,0	0,1	–	2,6857	2,7
	0,5	4,3263	2,8373	2,87
	1,0	3,9591	2,9586	2,99
	2,0	3,2114	3,1103	3,14

Таблица 4.1 Продолжение

		ϵ^+ при $\epsilon_r = 36$		ϵ^+ при $\epsilon_r = 80$	
s/h	w/h	[255]	[255]	[255]	[///]
0,05	0,05	–	–	–	–
	0,1	–	21,14	–	46,28
	0,5	23,28	23,09	51,24	50,58
	1,0	23,12	24,80	50,95	54,34
	2,0	21,55	27,07	47,60	59,28
0,1	0,05	–	20,88	–	45,72
	0,1	–	21,26	–	46,55
	0,5	24,57	23,19	54,06	50,79
	1,0	24,32	24,87	53,61	54,48
	2,0	22,32	27,12	49,30	59,42
0,2	0,05	–	21,37	–	46,12
	0,1	–	21,45	–	46,98
	0,5	26,440	23,35	58,143	51,13
	1,0	26,099	24,99	57,491	54,74
	2,0	23,480	27,19	51,823	59,57
0,5	0,05	–	21,39	–	46,83
	0,1	–	21,82	–	47,78
	0,5	30,137	23,72	66,154	51,97
	1,0	28,830	25,29	63,371	55,40
	2,0	24,988	27,38	55,044	60,03
1,0	0,1	–	22,14	–	48,48
	0,5	34,654	24,09	76,021	52,8
	1,0	31,980	25,58	70,199	56,04
	2,0	26,469	27,57	58,184	60,40

Таблица 4.1 Продолжение

 ε^- при $\varepsilon_r = 9,6$

s/h	w/h	[255]	[262]	[135]	[263]	[[/]]
0,05	0,05	–	5,2941	–	–	–
	0,1	–	5,2974	–	–	5,46
	0,5	6,88	5,3439	–	–	5,58
	1,0	7,87	5,4459	–	–	5,71
	2,0	8,15	5,7382	–	–	5,98
0,1	0,05	–	5,2974	–	–	5,45
	0,1	–	5,3016	–	–	5,47
	0,5	6,25	5,3553	–	–	5,58
	1,0	7,00	5,4643	–	–	5,72
	2,0	7,32	5,7649	–	–	5,98
0,2	0,05	–	5,3044	–	–	5,45
	0,1	–	5,3105	5,5127	5,4993	5,48
	0,5	5,588	5,3778	5,5799	5,5666	5,59
	1,0	6,072	5,5005	5,7113	5,6986	5,73
	2,0	6,323	5,8166	6,0309	6,0195	6,00
0,5	0,05	–	5,3285	–	–	5,48
	0,1	–	5,3398	–	–	5,50
	0,5	5,1368	5,4443	–	–	5,62
	1,0	5,2658	5,6035	–	–	5,75
	2,0	5,2701	5,9587	–	–	6,03
1,0	0,1	–	5,3398	–	–	5,52
	0,5	5,1808	5,4443	–	–	5,66
	1,0	5,1613	5,6035	–	–	5,79
	2,0	4,8970	5,9597	–	–	6,08

Таблица 4.1 Продолжение

 ε^- при $\varepsilon_r = 3,78$

s/h	w/h	[255]	[255]	[[/]]
0,05	0,05	–	2,3880	–
	0,1	–	2,3891	2,446
	0,5	3,06	2,4045	2,48
	1,0	3,44	2,4381	2,53
	2,0	3,51	2,5339	2,62
0,1	0,05	–	2,3891	2,44
	0,1	–	2,3905	2,45
	0,5	2,78	2,4083	2,49
	1,0	3,06	2,4442	2,54
	2,0	3,15	2,5425	2,62
0,2	0,05	–	2,3915	2,44
	0,1	–	2,3935	2,45
	0,5	2,5	2,4157	2,49
	1,0	2,68	2,4560	2,54
	2,0	2,76	2,5594	2,62
0,5	0,05	–	2,3995	2,45
	0,1	–	2,4032	2,48
	0,5	2,3	2,4377	2,50
	1,0	2,36	2,4898	2,54
	2,0	2,3279	2,6057	2,63
1,0	0,1	–	2,4221	2,47
	0,5	2,3279	2,4729	2,51
	1,0	2,3102	2,5401	2,55
	2,0	2,1759	2,6688	2,64

Таблица 4.1 Продолжение

		ϵ^- при $\epsilon_r = 36$		ϵ^- при $\epsilon_r = 80$	
s/h	w/h	[255]	[///]	[255]	[///]
0,05	0,05	–	–	–	–
	0,1	–	19,14	–	42,22
	0,5	24,08	19,65	52,61	40,5
	1,0	27,84	20,19	60,97	44,15
	2,0	29,14	21,15	63,96	46,43
0,1	0,05	–	–	–	41,75
	0,1	–	–	–	41,95
	0,5	21,88	19,63	47,80	43,03
	1,0	24,62	20,14	53,86	44,21
	2,0	25,98	21,15	56,87	46,5
0,2	0,05	–	–	–	41,85
	0,1	–	–	–	42,05
	0,5	19,406	19,67	42,313	43,13
	1,0	21,133	20,15	46,049	44,3
	2,0	22,189	21,15	48,327	46,59
0,5	0,05	–	–	–	42,02
	0,1	–	–	–	42,25
	0,5	17,804	19,77	38,843	43,38
	1,0	18,248	20,3	39,773	44,56
	2,0	18,322	21,31	39,918	46,94
1,0	0,1	–	–	–	42,45
	0,5	18,057	19,89	39,484	43,68
	1,0	17,996	20,43	39,338	44,9
	2,0	17,089	21,44	37,337	47,2

Это соответствие получено с помощью аппарата конформных преобразований. Алгоритм синтеза геометрических размеров СЛ по сопротивлениям четного и нечетного видов колебаний, основанный на идее метода [229] и модифицированный более строгими формулами, формулируется следующим образом :

1. Рассчитываются эквивалентные ширины полосок

$$(w/h)^{\pm} = (8/a) \left[a(7+4/\epsilon_r)/11 + (1+1/\epsilon_r)/0,81 \right]^{0,5}, \quad (4.43)$$

где $a = \exp \left[z^{\pm} (\epsilon_r + 1)^{0,5} / 84,8 \right] - 1$.

2. Численным методом определяется величина b из уравнения

$$(w'/h)^- = (2/\pi) \text{Arch} \left\{ [(b+1)f - 2] / (b-1) \right\} + \\ + d \text{Arch} \left\{ \text{Arch} \left\{ [(b+1)f + b - 1] / 2 \right\} / \text{Arch} b \right\}, \quad (4.44)$$

где $f = \text{ch} \left[\pi (w'/h)^+ \right]$,

$$d = \begin{cases} (8/\pi)(\epsilon_r + 2) & \text{при } \epsilon_r \leq 6 \\ 1/\pi & \text{при } \epsilon_r > 6. \end{cases}$$

3. Рассчитываются эффективные ширины полосок и зазор между ними по формулам

$$(w'/h) = (1/\pi) (\text{Arch} e - \text{Arch} b),$$

$$(s'/h) = (2/\pi) \text{Arch} b,$$

где $e = (b+1)f/2 - (b-1)/2$. (4.45)

4. Определяются геометрические размеры сечения СЛ

$$w/h = w'/h - \Delta w/h, \quad s/h = s'/h + \Delta w/h, \quad (4.46)$$

где $\Delta w/h = t / (\pi h \sqrt{\epsilon_r}) \ln \left\{ 10,873 / \left[(t/h)^2 + (1/\pi)^2 / (w/t + 1,1)^2 \right]^{0,5} \right\}$

– поправка за счет конечной толщины полоскового проводника [250].

5. Рассчитывается эффективная диэлектрическая проницаемость для четного и нечетного типов возбуждений по формулам [180]

$$\begin{aligned} \varepsilon_{\text{эф}}^+ &= \varepsilon_{\text{эф}} \quad \text{п р и} \quad z_0 = z^+ / 2, \\ \varepsilon_{\text{эф}}^- &= \varepsilon_{\text{эф}} \quad \text{п р и} \quad z_0 = 2z^+, \end{aligned} \quad (4.47)$$

где

$$z_0 = \left(42.4 / \sqrt{\varepsilon_r + 1} \right) \ln \left\{ 1 + (4h/w) \left[\left[(14 + 8/\varepsilon_r) / 11 \right] (4h/w) \right] + \right. \\ \left. + (4h/w) \left\{ \left[(14 + 8/\varepsilon_r) / 11 \right]^2 (4h/w)^2 + \left[(1 + 1/\varepsilon_r) / 2 \right] \pi^2 \right\}^{0.5} \right\}, \quad (4.48)$$

$$\varepsilon_{\text{эф}} = \begin{pmatrix} z_0 & \text{п р и} \quad \varepsilon_r = 1 \\ z_0 & \text{п р и} \quad \varepsilon_r = \varepsilon_r \end{pmatrix}^2. \quad (4.49)$$

6. Определяется электрическая длина области связи для четного и нечетного видов возбуждения

$$\theta^\pm = (2\pi l / \lambda) \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}^\pm}. \quad (4.50)$$

Очень часто необходимо решать задачу по определению сопротивлений четного и нечетного вида колебаний через геометрические размеры поперечного сечения СЛ. Один из эффективных методов решения этой задачи предложен в работе [250] и состоит в следующем:

1. Рассчитываются эффективные ширины полосок СЛ

$$\begin{aligned} (w/h)^+ &= (2/\pi) A \operatorname{rch}[(2H - g + 1)/(g + 1)], \\ (w/h)^- &= (2/\pi) A \operatorname{rch}[(2H - g - 1)/(g - 1)] + \left\{ 4 / \left[\pi(0.5 + \varepsilon_r / 2) \right] \right\} \times \\ &\times A \operatorname{rch}(1 + 2w/s), \quad \text{п р и} \quad \varepsilon_r \leq 6, \end{aligned} \quad (4.51)$$

$$(w/h)^- = (2/\pi) A \operatorname{rch}[(2H - g - 1)/(g - 1)] + (1/\pi) A \operatorname{rch}(1 + 2w/s), \quad \text{п р и} \quad \varepsilon_r > 6,$$

где $g = \operatorname{ch}[(\pi/2)(s/h)]$, $H = \operatorname{ch}[\pi(w/s) + (\pi/2)(s/h)]$.

2. Определяются сопротивления z^+ и z^- с помощью формулы (4.48)

$$\begin{aligned} z^+ &= 2z_0 \quad \text{п р и} \quad (w/h)^+, \\ z^- &= 2z_0 \quad \text{п р и} \quad (w/h)^-. \end{aligned} \quad (4.52)$$

Таким образом, посредством выражений (4.43 - 4.52) мы представили в замкнутом виде алгоритм расчета геометрических размеров связанных микрополосковых линий.

4.7. Математические модели элементов на связанных линиях

Приведем три математические модели элементов на связанных линиях, которые весьма полезны при создании некоторых типов систем распределения мощности. Элементы изображены на рис.4.6.

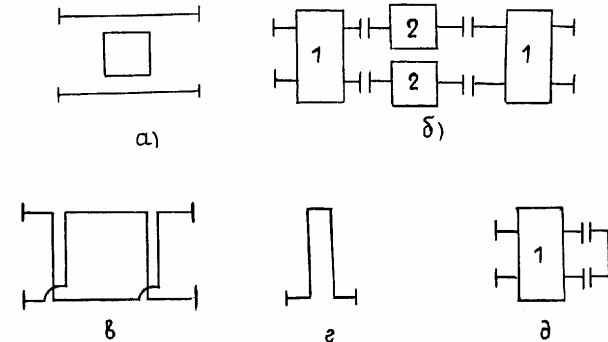


Рис.4.6.Схемы элементов на связанных линиях : а - направленный фильтр, б - соединение элементов в направленном фильтре, в - двухкаскадный делитель на связанных линиях, г- фазосдвигающий элемент, д - представление фазосдвигающего элемента в виде соединения отдельных устройств

Направленный фильтр рис.4.6,а дает возможность при соответствующем выборе размеров полностью передать энергию из одной линии в другую. Коэффициенты матрицы рассеяния фильтра можно получить с помощью формул (1.64), если представить фильтр в виде соединения элементов рис.4.6,б. Для восьмиполосника на СЛ рис.4.6,б с уравновешенной связью коэффициенты рассеяния имеют вид [8]

$$\begin{aligned}
S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{41} = S_{14} = S_{23} = S_{32} = 0, \\
S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^{-1} - \\
- \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^{-1} \left\{ j \left[(Z^+ - Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^2 : \\
: \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^2 / \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^{-2} - e^{-j2\varphi} \Big\}. \quad (4.53) \\
S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = - \left\{ j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta / \left\{ \cos\theta + \right. \right. \\
\left. \left. + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^2 \right\} e^{j\varphi} : \\
: \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^{-2} - e^{-j2\varphi} \Big\}.
\end{aligned}$$

Двухкаскадный делитель мощности на СЛ рис.4.6.в. Матрица рассеяния делителя определяется как результирующая матрица соединения двух восьмиполюсников на СЛ рис.4.6,г по формулам (1.64). Для восьмиполюсника без потерь с уравновешенной связью коэффициенты матрицы рассеяния записываются

$$\begin{aligned}
S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0, \\
S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = \left\{ \left\{ j \left[(Z^+ - Z^-) / 2 \right] \sin\theta / \left\{ \cos\theta + \right. \right. \right. \\
\left. \left. \left. + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^2 + \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^{-2} \right\} e^{-j\varphi}, \quad (4.54) \\
S_{14} = S_{41} = \left\{ 2j \left[(Z^+ - Z^-) / 2 \right] \sin\theta / \left\{ \cos\theta + j \left[(Z^+ + Z^-) / 2 \right] \sin\theta \right\}^2 \right\} e^{-j\varphi}.
\end{aligned}$$

Фазосдвигающий элемент рис.4.6.д. Матрица рассеяния элемента определяется как результирующая матрица соединения восьмиполюсника и четырехполюсника рис.4.6,е по формулам (1.64). Для восьмиполюсника на СЛ с уравновешенной связью без потерь коэффициенты рассеяния имеют вид

$$\begin{aligned}
S_{11} = S_{22} = 0, \\
S_{12} = S_{21} = \left(\cos\theta - jZ^- \sin\theta \right) / \left(\cos\theta + jZ^- \sin\theta \right). \quad (4.55)
\end{aligned}$$

Если в рассмотренных устройствах связь неуравновешена и имеются значительные потери, то расчет параметров рассеяния устройств следует проводить по общим формулам (1.64, 4.17 - 4.41).

ЧАСТЬ ВТОРАЯ

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВ И СИСТЕМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ МОЩНОСТИ СВЧ

Глава 5.

Исследование математических моделей двухканальных делителей и мостовых устройств

5.1. Исследование двухканального кольцевого делителя с равным делением

На модели двухканального кольцевого делителя (ДКД) с равным делением исследовалось влияние диссипативных потерь, длины развязывающего резистора, нерегулярности разветвления на частотные характеристики делителя.

Для исследования влияния потерь было проведено, с помощью выражений (2.34), моделирование частотных характеристик ДКД при погонных потерях на четверть длины волны, равных 0,01; 0,05; 0,1; 0,15 (Нп) или 0,0868; 0,434; 0,651; 0,868; 1,303 (дБ) соответственно. Характеристики моделировались для случая выполнения условий идеального согласования делителя без потерь ($z_4 = \sqrt{2} z_1, R_{ПТ} = 2z_1$) и для случая идеального согласования и идеальной развязки между выходными каналами делителя с потерями [условия(2.37)]. Значения волновых сопротивлений и сопротивления развязывающего резистора, рассчитанные по формулам (2.37), приведены в таблице 5.1. Результаты моделирования частотных характеристик изображены на рис.5.1. Анализ этих результатов позволил заключить следующее:

1. Основное влияние потери оказывают на коэффициент передачи.
2. С увеличением потерь развязка на центральной частоте ($\delta=0$) уменьшается. В широком диапазоне частот потери мало влияют на величину развязки между выходными каналами.
3. Потери практически не влияют на КСВН плеч делителя в полосу частот до 60%.

Из приведенных результатов следует важный для практического проектирования ДКД вывод: корректировка сопротивлений z_4 и z_c целесообразна лишь при очень больших погонных потерях ($> 0,6$, дБ) для обес-

печения высокой развязки между выходными каналами вблизи центральной частоты.

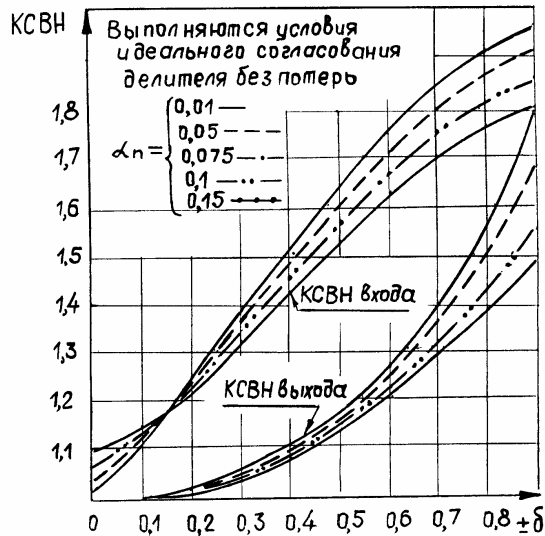
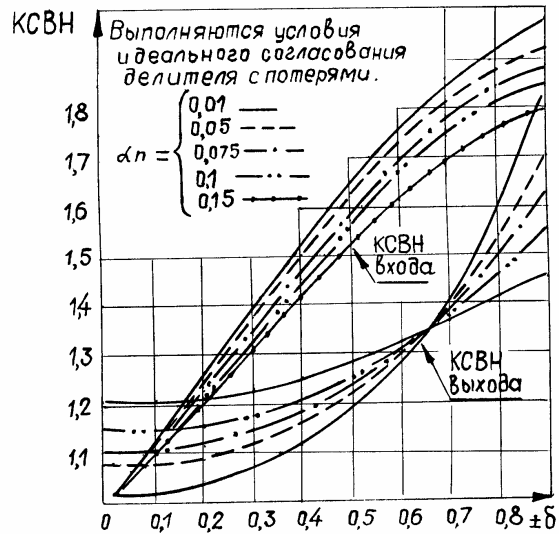


Рис.5.1. Частотные характеристики двухканального делителя при различных величинах диссипативных потерь в линиях передачи

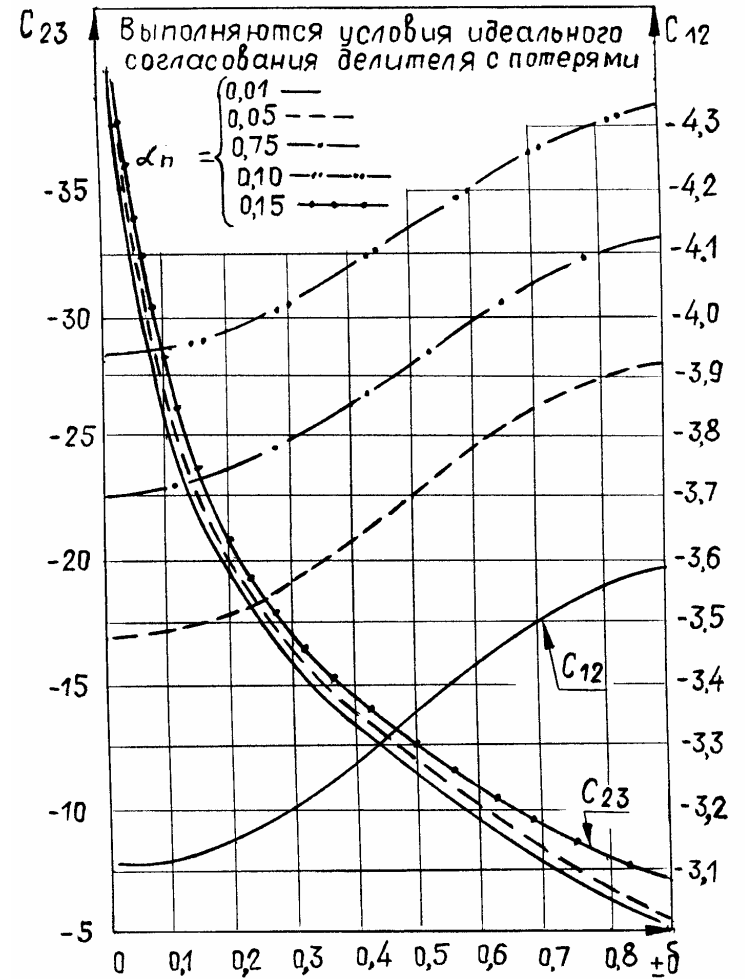


Рис.5.1. Продолжение

Исследование влияния длины развязывающего резистора на параметры ДКД проводилось с помощью выражений (2.32) при относительных длинах балластных резисторов, равных 0,05; 0,1; 0,15; 0,3; 0,4. Значения сопротивлений $z_1, z_4, z_5, R_{пт}$, при которых моделировались характеристики ДКД, приведены в таблице 5.2. При моделировании резистор замещался моделью, состоящей из 21 четырехполюсника (см.раздел 3).

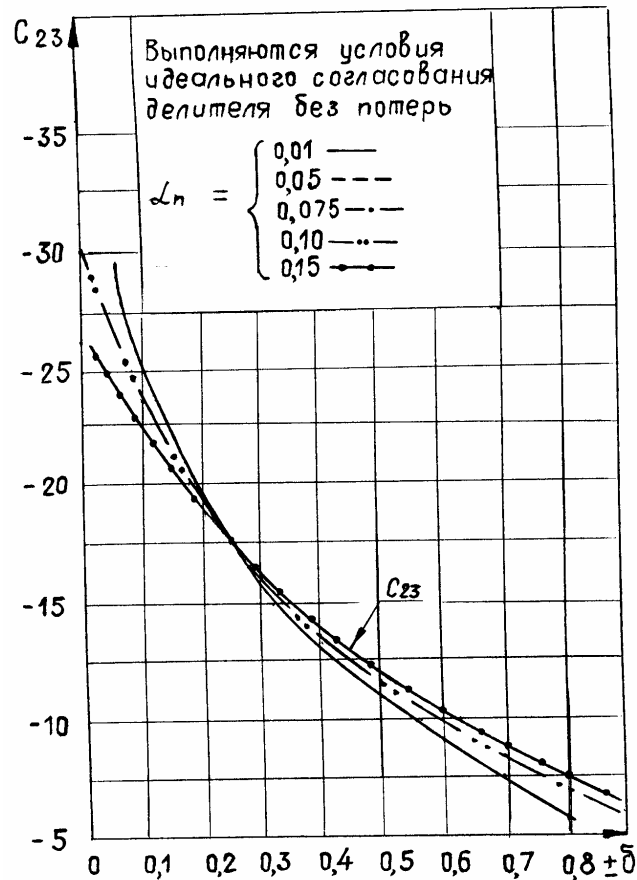


Рис.5.1. Продолжение

Таблица 5.1

$\alpha_n l$ [Нп]	z_1 / z_4	z_1 / z	z_4 при $z_1=50$	z при $z_1=50$ Ом
0,01	0,7046	0,4895	70,96	102,14
0,05	0,6977	0,4502	71,97	110,96
0,075	0,6886	0,4274	72,61	116,98
0,10	0,6826	0,4061	73,23	123,12
0,15	0,6709	0,3668	74,53	

Таблица 5.2

z_1 / z_4	z / z_c	z_1 / z_c
0,707	2	1
0,707	1,43	0,714
0,707	1,11	0,555
0,707	1,0	0,5

Типичные частотные характеристики параметров ДКД приведены на рис.5.2, там же для сравнения нанесены характеристики делителя с точечным резистором. Из рис.5.2 видно, что длина резистора изменяет характеристики делителя. Максимум развязки между выходными каналами и минимум КСВН входа смещаются в область высоких частот, увеличиваются КСВН входа и выходов, появляются потери в каналах. Причины этих явлений объясняются следующими физическими процессами. Смещение КСВН входа в область высоких частот обусловлено тем, что резистор конечной длины, включенный параллельно четвертьволновому трансформатору ДКД, представляет собой реактивность, "укорачивающую" трансформатор. В результате такого укорочения согласование входа делителя получается на более высокой частоте, а поскольку укорочение трансформатора осуществляется за счет реактивной неоднородности, то происходит и дополнительное рассогласование, т.е. увеличение КСВН входа. Смещение развязки получается из-за того, что электромагнитные колебания, поступающие в развязанное плечо по отрезкам линий передачи и через резистор конечной длины, имеют максимальный фазовый сдвиг на более высокой частоте. При этом смещение максимума развязки всегда больше, чем минимума КСВН, поскольку при смещении развязки фазовый набег осуществляется за счет всей длины резистора, а смещение минимума КСВН происходит за счет половины длины резистора в силу симметрии делителя. Увеличение диссипативных потерь происходит из-за рассеивания части мощности в резисторе конечной длины.

По результатам расчета параметров ДКД при разных длинах развязывающего резистора были построены зависимости (рис.5.3), позволяющие устанавливать связь между относительной длиной резистора и положениями минимума КСВН входа, максимума развязки между выходными каналами. Графики рис.5.3 позволяют определять относительную частотную расстройку для уровня развязки 20 дБ, максимальное значение КСВН входа и выхода в

полосе частот, в которой уровень развязки составляет 20 дБ. С помощью этих графиков можно выбрать оптимальные геометрические размеры ДКД с учетом длины развязывающего резистора и определить предельные параметры делителя при уровне развязки 20 дБ.

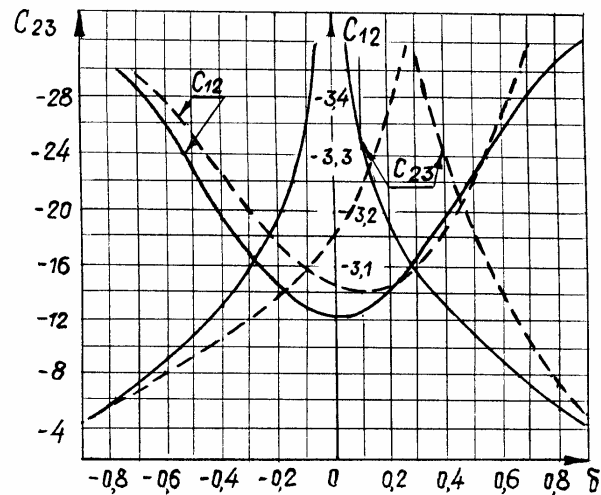
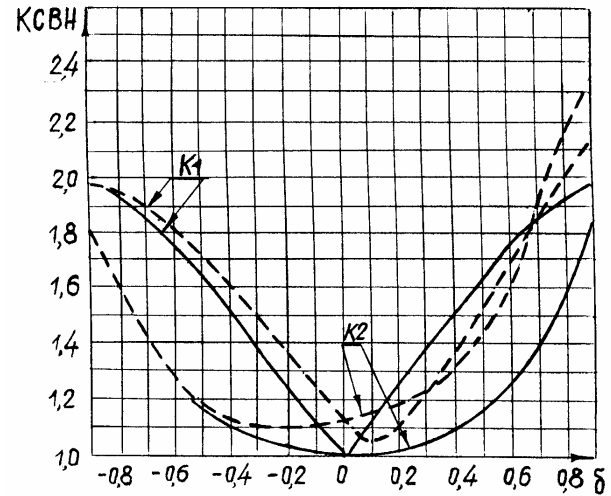


Рис.5.2. Частотные характеристики двухканального делителя с реальной длиной развязывающего резистора

Проведенные исследования показали, что длина резистора существенно влияет на все характеристики двухканального кольцевого делителя. Графики, приведенные на рис.5.3, могут быть рекомендованы для расчета геометрических размеров делителя и определения его предельных характеристик.

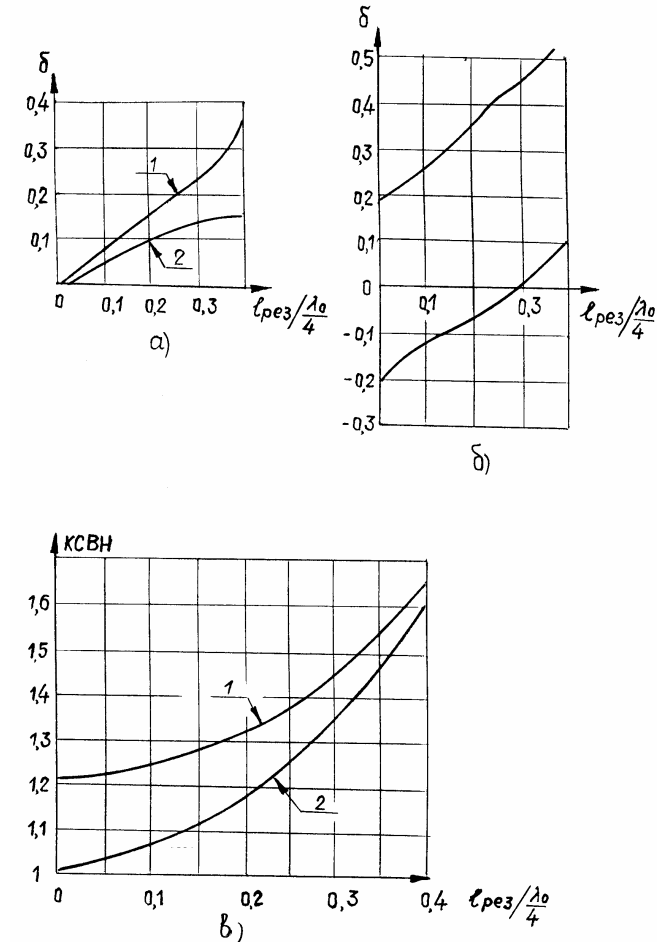


Рис.5.3. Графики для определения оптимальных размеров двухканального делителя мощности в зависимости от длины резистора : а – смещение максимума развязки (1) и минимума КСВН входа ; б – положение уровня развязки 20 дБ на оси относительной частотной расстройки ; в – максимальный КСВН входа (1), выхода (2) при развязке 20 дБ

5.2. Исследование двухступенчатого делителя

Исследование математической модели двухступенчатого делителя проводилось по формулам (2.59). Рассчитывались параметры делителя с равным делением и делением в заданном отношении, с частотными характеристиками по входу, близкими к чебышевским и максимально плоским, для различных длин развязывающих резисторов. Частотные параметры делителя с равным делением с чебышевской и максимально плоской характеристиками показаны на рис.5.4 и 5.5. Приведенные результаты соответствуют двум случаям: развязывающий резистор точечный и развязывающий резистор с относительной длиной, равной $N = 0,222$.

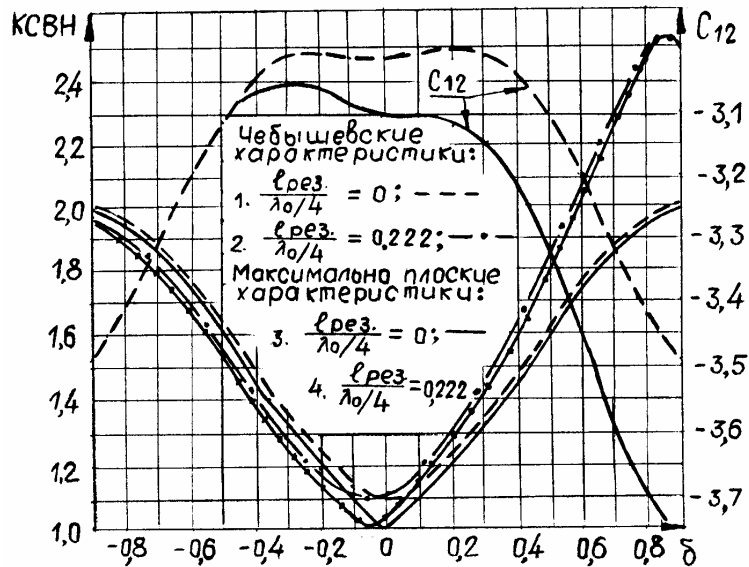


Рис.5.4. Частотные характеристики КСВН выходов и амплитуд коэффициентов передачи каналов двухступенчатого делителя

Для максимально плоской и чебышевской характеристик α_4 и β в формулах (2.54) соответственно выбраны: $\alpha_4 = 1,1892$; $\beta = 1$; $\alpha_4 = 1,22$; $\beta = 0,951$. Из рис.5.4, 5.5 видно, что исследуемый делитель, по сравнению с одноступенчатым, имеет меньший КСВН входа, аналогичную развязку между выходными каналами и более сильную частотную зависимость КСВН выходов. Учет длины развязывающего резистора приводит к смещению развязки в область высоких частот согласно графику рис.5.3,а и к значительному ухудшению КСВН входа. Полоса пропускания двухступенчатого делителя по низкому уровню КСВН входа, по сравнению с одноступенчатым, расширяется,

но малый уровень рассогласования находится в частотной области, где низкая развязка между выходными каналами. В таблице 5.3 приведены сравнительные характеристики одно- и двухступенчатых делителей по уровню развязки 20 дБ при различных относительных длинах резисторов. Из таблицы видно, что уже при относительной длине резистора больше 0,1 одноступенчатые делители имеют лучшие параметры, чем двухступенчатые. Таким образом, применение двухступенчатых делителей целесообразно при относительной длине резистора $N < 0,1$.

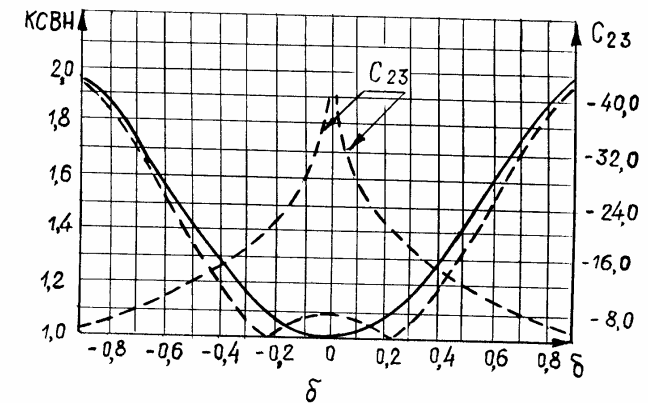
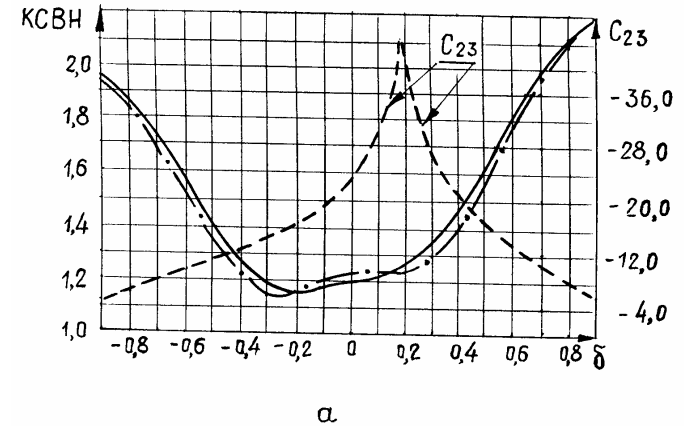


Рис.5.5. Частотные характеристики КСВН входа и развязок между выходными каналами двухступенчатого делителя : а — реальный резистор; б — точечный резистор

Таблица 5.3

Количество ступеней в делителе	Относительная длина резистора	Коэффициент перекрытия диапазона по уровню развязки 20 дБ	КСВН по уровню развязки 20 дБ	
			КСВН входа	КСВН выхода
1	0	1,44	1,22	1,03
1	0,1	1,435	1,25	1,07
1	0,2	1,45	1,33	1,19
1	0,3	1,435	1,46	1,36
1	0,4	1,39	1,66	1,62
2	0	1,57	1,1	1,35
2	0,1	1,6	1,212	1,37
2	0,2	1,52	1,48	1,62
2	0,3	1,48	1,72	1,87
2	0,4	1,42	2,09	2,25

Частотные характеристики делителей с отношением мощностей в выходных каналах 2 : 1 и относительными длинами резисторов 0 и 0,3 изображены на рис. 5.6. Приведенные результаты соответствуют двум вариантам: КСВН входа имеет характеристику, близкую к чебышевской ($\alpha_4=1,041$; $\beta=0,965$), КСВН входа и выходов на центральной частоте равны при точечном резисторе $\alpha_4 = 1/\sqrt{K}$, $\beta = 1$). Из результатов, приведенных на рис.5.6, следует, что требуемое деление мощности сохраняется в более широкой полосе частот по сравнению с кольцевым мостом [147, 220, 252], двухшлейфным ответвителем [148, 215, 254] и ответвителем на связанных линиях [211]. КСВН выходов значительно отличаются друг от друга, особенно для чебышевской характеристики. Учет длины резистора, в основном, приводит к тем же эффектам, что и в рассмотренных двухступенчатых делителях с равным делением. Следует отметить, что в делителе с неравным

делением разность фаз между выходными каналами в диапазоне частот не является постоянной, а с изменением относительной частотной расстройки увеличивается почти линейно и достигает величины 12° при $\delta = \pm 0,8$.

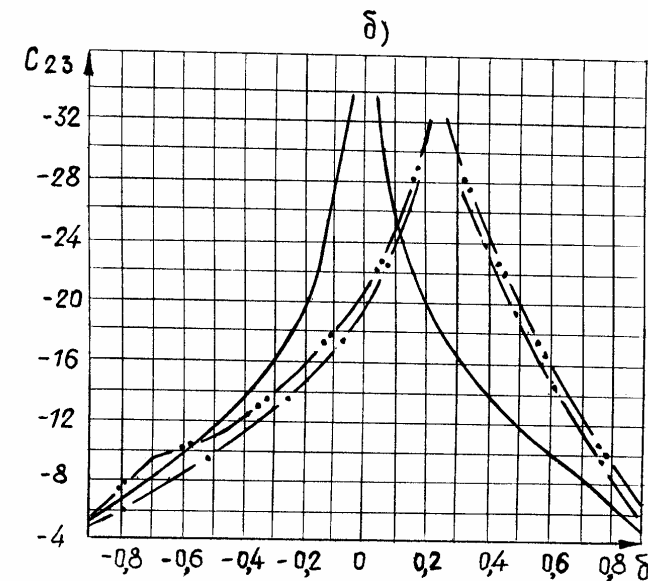
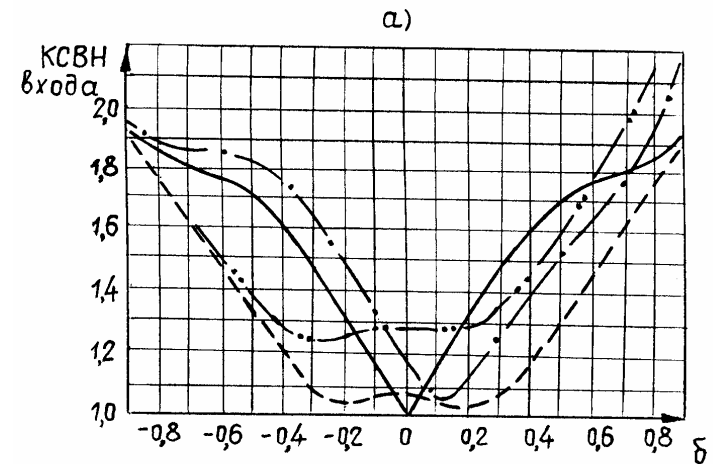


Рис.5.6. См. продолжение на следующей странице

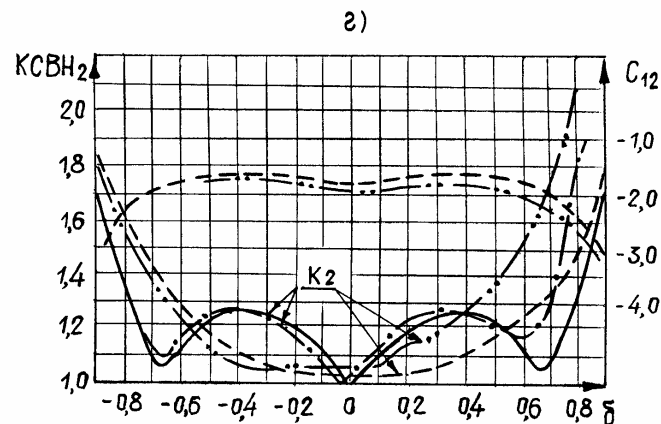
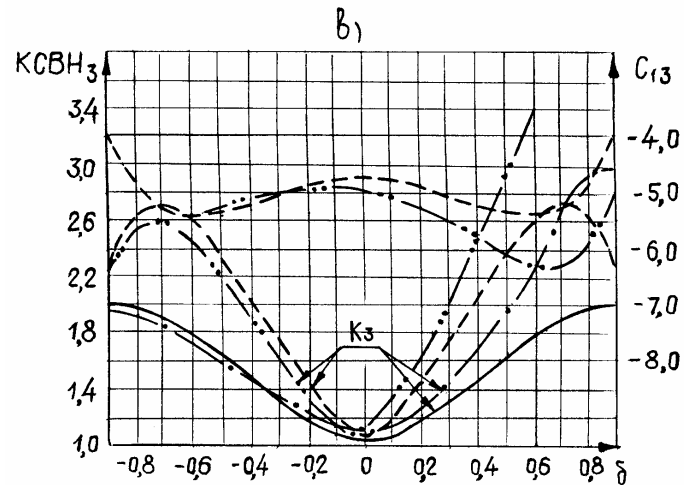


Рис.5.6. Частотные характеристики двухступенчатого делителя с отношением мощностей в выходных каналах 2 : 1 : а – КСВН входа, б – развязки между выходными каналами, в,г – КСВН выходов и амплитуды коэффициентов передачи каналов; — $N=0$; $\alpha_4=1/\sqrt{2}$; $\beta=1$; - - - - - $N=0$; $\alpha_4=1,041$; $\beta=0,965$; - - - - - $N=0,3$; $\alpha_4=1,041$; $\beta=0,965$; - - - - - $N=0,3$; $\alpha_4=1/\sqrt{2}$; $\beta=1$

5.3. Исследование двухзвенного делителя

Соотношения (2.70), (2.78) являются обязательными, но не достаточными для расчета сопротивлений балластных резисторов двухзвенного делителя мощности (ДДМ). Автор работы [231] показал, что подобные соотношения справедливы, если сопротивления входной и выходной линий одинаковы, а отражения от входа относительно малы. Нами исследовались ДДМ, у которых коэффициент трансформации изменялся от 2 до 1 и от 1 до 3, а коэффициент отражения – от 0 до 0,33 (соответствует изменению КСВН от 1 до 2). На рис.5.7 изображены результаты моделирования ДДМ, у которого $S_{11max} = 0,29$, $z_1 = 50,92$ Ом, $z_2 = 65,402$ Ом, $R_1 = 106,72$ Ом, $R_2 = 99,46$ Ом, $R_0 = 33,3$ Ом, $R_H = 50$ Ом, $R = 3$. При моделировании в ЭВМ вводились значения сопротивлений, указанные на рис.5.7. Как видно из приведенных результатов, частотные зависимости параметров ДДМ близки к чебышевским. Аналогичные зависимости параметров имеет и ДДМ с "перевернутым" коэффициентом трансформации (рис.5.8). Из графиков рис.5.8 можно видеть, что нули коэффициента отражения не совпадают с нулями коэффициента связи передачи между выходными каналами. Смещение нулей коэффициента связи получено за счет изменения величины сопротивления R_2 с 112,8 Ом [(расчет по формулам (2.80)] до величины 363,4 Ом. Интересные результаты получаются у ДДМ, изображенного на рис.5.9. Для этого делителя коэффициент отражения входа выбран равным 0,33 (КСВН = 2) и коэффициент трансформации 2. Расчетные значения сопротивлений $z_1 = z_2 = 70,71$; $R_1 = 121$; $R_2 = 288$ Ом. Нули у частотной характеристики коэффициента отражения получаются при $\delta = \pm 0,5$. В области первого нуля ДДМ по коэффициенту отражения входа и развязке между выходными каналами ведет себя так же, как одноступенчатый делитель, а в области второго нуля – как одноступенчатый делитель, работающий на утроенной частоте. По отношению к первому нулю можно сказать, что синтезирован одноступенчатый делитель с двумя развязывающими резисторами.

В целом из приведенных результатов моделирования можно заключить, что разработанный в подразделе 2.10 расчетный аппарат для ДДМ работает во всем практическом диапазоне значений. Аналогичные результаты получаются и для делителя с последовательным включением плеч.

5.4. Исследование трехзвенного делителя

Цель исследования математической модели трехзвенного делителя мощности (ТДМ) состояла в подтверждении достаточности выполнения условий (2.85), ..., (2.88) для широкого диапазона значений входных и выходных сопротивлений подводящих линий в широкой полосе частот.

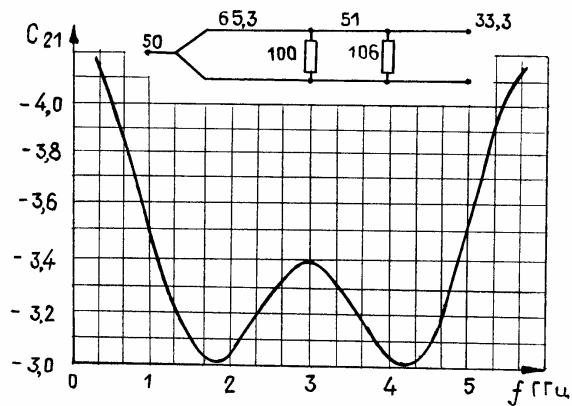
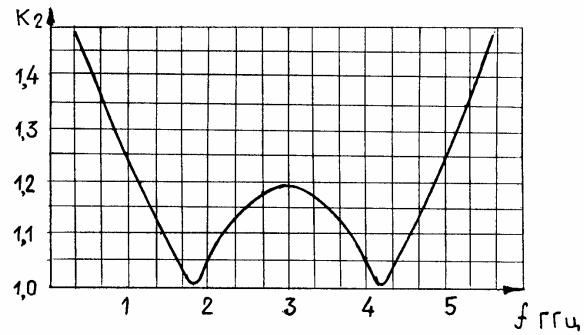
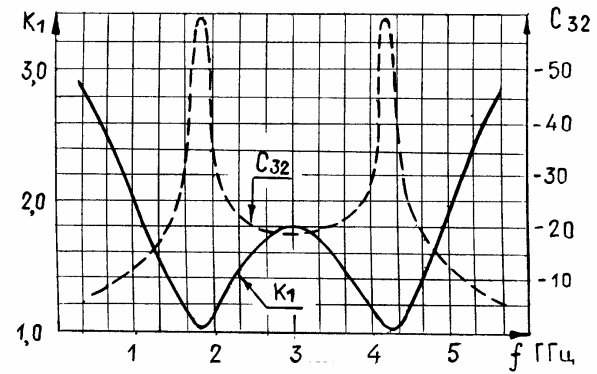


Рис.5.7. Частотные характеристики двухзвенного делителя мощности

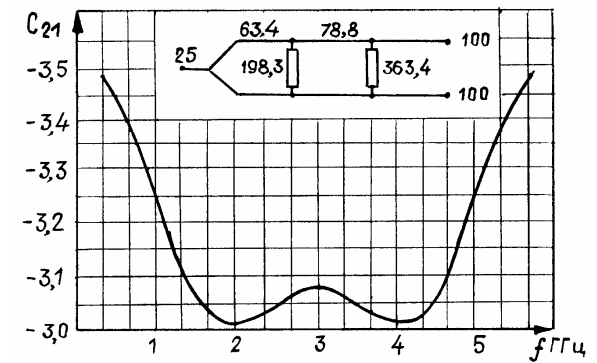
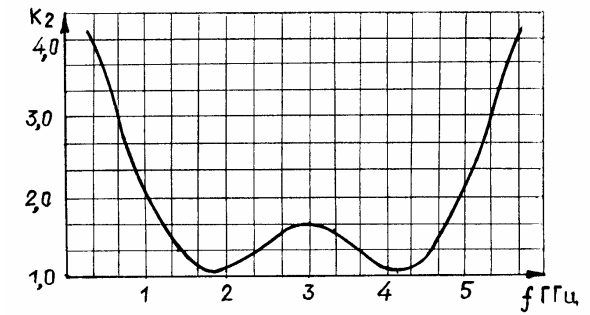
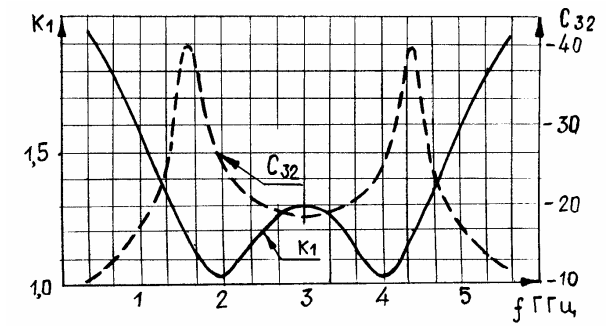


Рис.5.8. Частотные характеристики двухзвенного делителя мощности с "перевернутым" коэффициентом трансформации

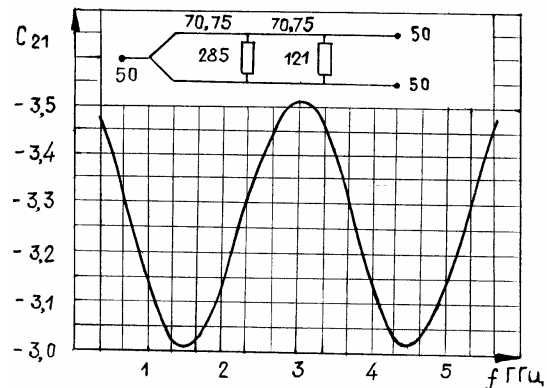
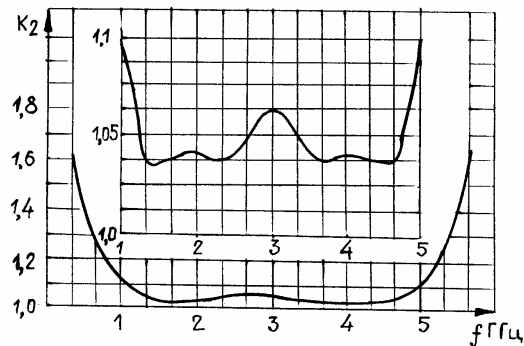
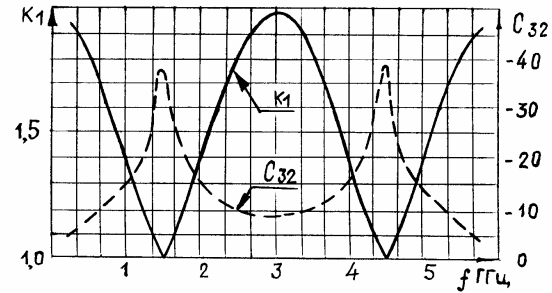


Рис.5.9. Частотные характеристики двухзвенного делителя мощности с двумя полосами пропускания

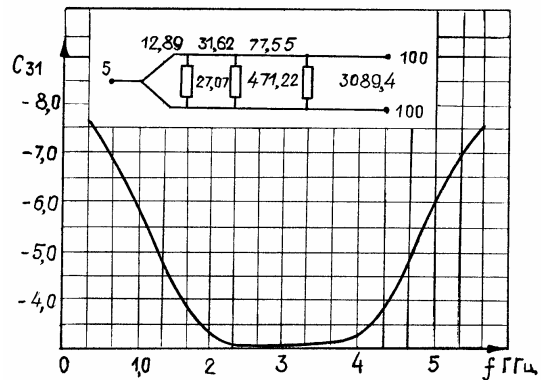
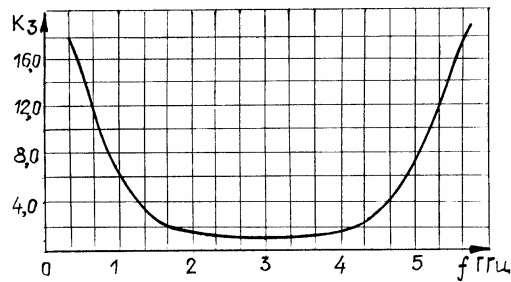
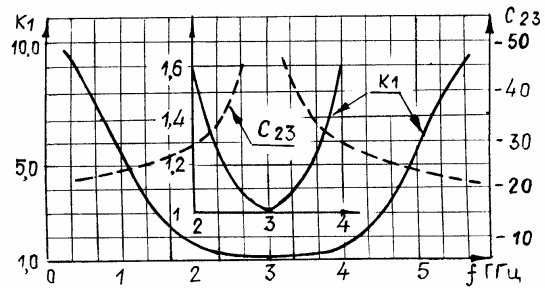
Исследовались делители с максимально плоской, чебышевской и "вырожденной" частотной характеристикой коэффициента отражения входа. Под "вырожденной" частотной характеристикой понимается частотная независимость коэффициента отражения входа (в нашем случае $S_{11} = 0$).

На рис.5.10,а изображены частотные характеристики ТДМ, волновые сопротивления балластных резисторов которого рассчитаны по выражениям (2.81, 2.87). Характеристика коэффициента отражения входа – максимально плоская, коэффициент трансформации равен 10, выходные сопротивления подводящих линий больше входного. На рис.5.10,б изображены частотные характеристики такого же делителя с обратным коэффициентом трансформации, входное сопротивление подводящей линии больше выходных. Из представленных результатов следует:

1. Частотная характеристика коэффициента отражения входа для обоих делителей одинакова.
2. По частотным характеристикам коэффициентов отражения выходов ТДМ рис.5.10,а широкополоснее ТДМ рис.5.10,б, а по развязкам между выходными каналами ТДМ рис.5.10,б широкополоснее ТДМ рис.5.10,а.

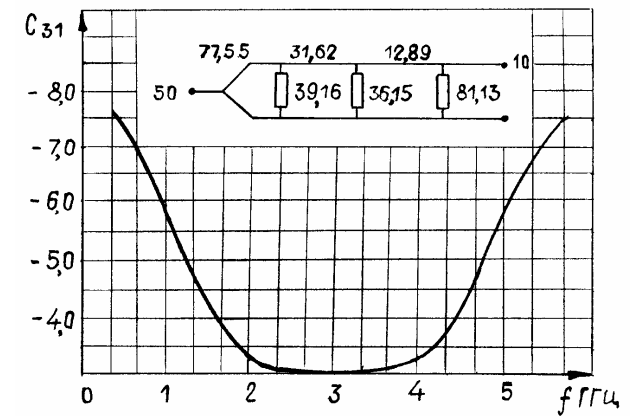
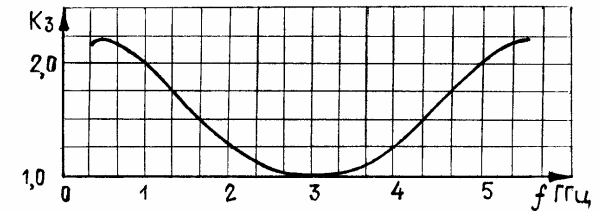
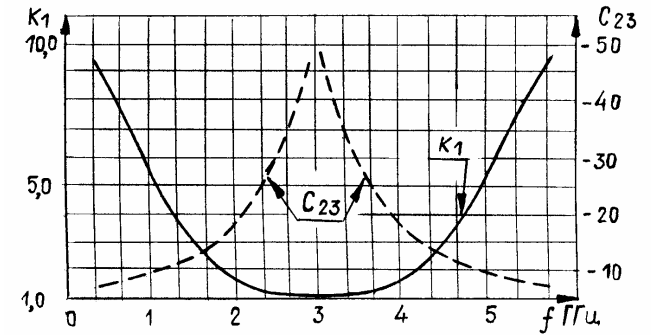
Отметим, что моделирование ТДМ с промежуточными коэффициентами трансформации не выявило каких-либо качественных отличий от рассмотренных выше результатов, что свидетельствует о достаточности условий (2.85, ..., 2.88) для проектирования ТДМ с максимально плоскими частотными характеристиками. Изложенное справедливо и для делителей с чебышевскими характеристиками коэффициента отражения входа. Для подтверждения этого на рис.5.11 изображены частотные характеристики ТДМ с коэффициентом трансформации, равным 10, и параметрами, рассчитанными по формулам (2.81, 2.87).

Значительный интерес при проектировании СРМ представляют ТДМ с "вырожденными" частотными характеристиками коэффициентов отражения входа. У этих делителей коэффициент трансформации равен 1, а четвертьволновые отрезки имеют одинаковые волновые сопротивления. Сопротивления балластных резисторов делителей рассчитываются также с помощью выражений (2.87). При этом необходимо задаться значениями θ , при которых должны быть нули коэффициентов отражения выходов и коэффициентов связи между выходными каналами. На рис.5.12 приведены частотные характеристики ТДМ с одним нулем на центральной частоте, на рис.5.13 изображены частотные характеристики с тремя нулями (квазичебышевская характеристика коэффициента отражения выхода). Моделирование различных вариантов ТДМ подтвердило применимость выражений (2.81 – 2.88) для расчета элементов делителя в широком диапазоне значений коэффициента трансформации.



а)

Рис.5.10. Частотные характеристики трехзвенного делителя мощности с прямым (а) и обратным (б) коэффициентами трансформации



б)

Рис.5.10.Продолжение

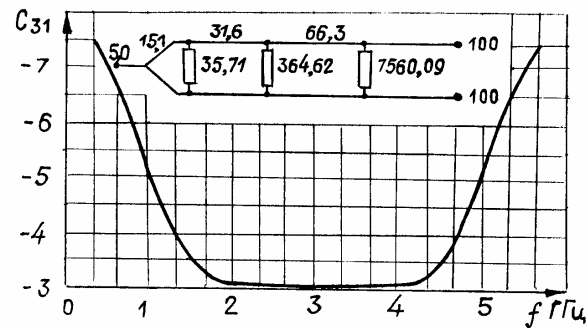
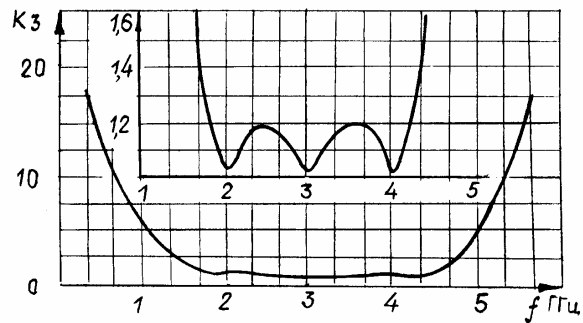
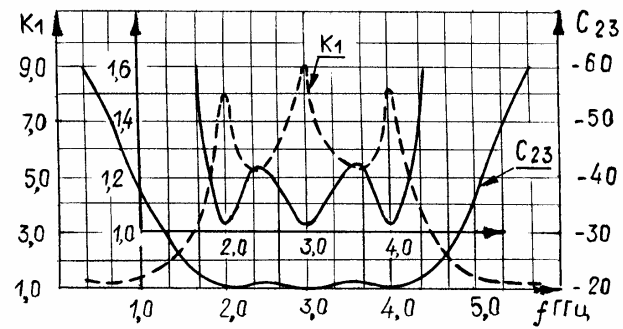


Рис.5.11. Частотные характеристики трехзвенного делителя мощности с коэффициентами трансформации 10

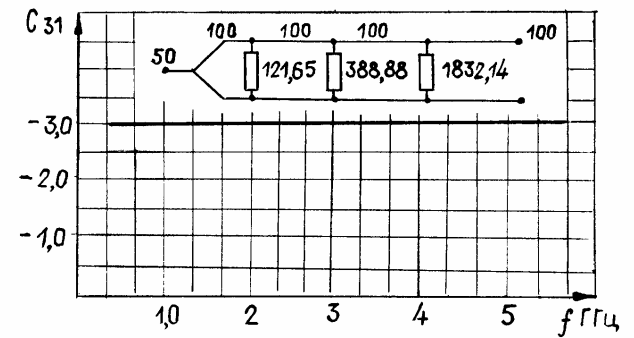
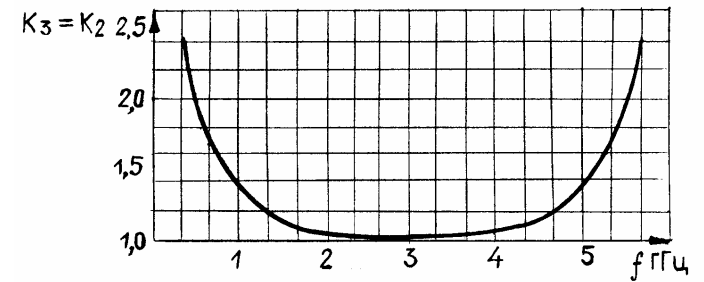
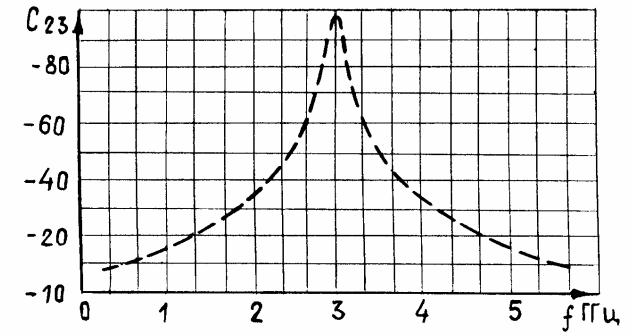


Рис.5.12. Частотные характеристики трехзвенного делителя мощности с коэффициентами трансформации 1

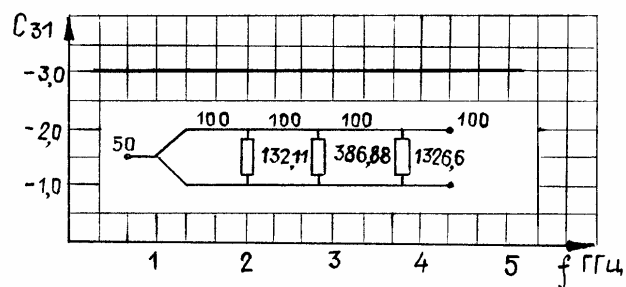
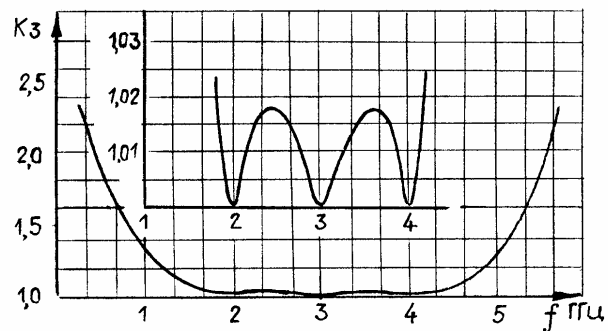
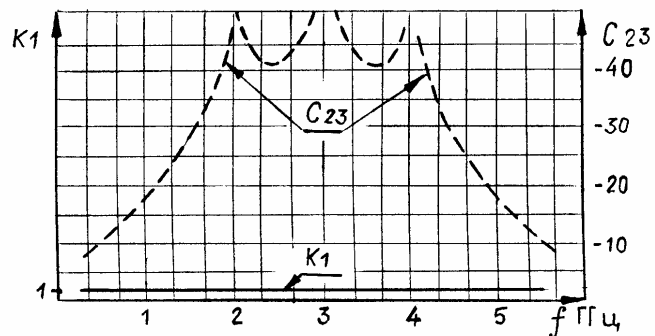


Рис.5.13. Частотные характеристики трехзвенного делителя мощности синтезированного по КСВН выходов

5.5. Исследование семизвенного делителя

Цель исследования математической модели делителя мощности состояла в установлении граничной длины балластных резисторов, при которой частотные характеристики параметров делителя начинали существенно отличаться от характеристик делителя с "точечными" резисторами, а также выявлению влияния разбросов волновых сопротивлений линий передачи на частотные характеристики делителя.

Результаты моделирования частотных характеристик делителя с резисторами, у которых относительная длина составляет 0; 0,2; 0,3 приведены на рис.5.14 [127]. Из рис.5.14,а видно, что распределенные резисторы оказывают незначительное влияние на КСВН входа в области нижних частот. В области верхних частот это влияние больше. Влиянием длины резисторов на характеристики делителя можно пренебречь при относительной длине резисторов меньшей 0,2.

При удлинении резисторов КСВН входа делителя значительно отличается от КСВН делителя с "точечным" резистором. Так, при относительной длине резисторов, равной 0,3, максимальное значение КСВН составляет 1,5 вместо 1,2 для "точечного" резистора. Значительно сильнее влияет длина балластных резисторов на КСВН выходов делителя рис. 5.14,б. Максимальное значение КСВН выходов достигает 1,2 вместо 1,08 и вид частотной зависимости изменяется.

Частотная характеристика развязки между выходными каналами рис.5.14,в не претерпевает особых изменений до величины $\delta = 0,2$, а затем с ростом длины резистора развязка резко уменьшается в области высоких частот. Коэффициент передачи делителя рис.5.14,г снижается с увеличением длин резисторов. В частности, при расстройке $\delta = 0,6$ и $\delta = 0,3$ он уменьшился до $-3,5$ дБ вместо $-3,07$ дБ для "точечного" резистора.

Исследование разбросов величин волновых сопротивлений на частотные характеристики параметров делителя проводилось для случая, когда все частные отклонения волновых сопротивлений оказывают наибольшее влияние. Как видно из рис.5.15, при отклонении волновых сопротивлений линий на $\pm 5\%$ частотная зависимость КСВН входа делителя практически не изменяется, а при отклонении на $\pm 10\%$ КСВН входа видоизменяется, сглаживаются пульсации и максимальное значение КСВН достигает 1,35.

Отклонение волновых сопротивлений линий оказывает значительное влияние на КСВН выходов делителя (рис.5.15,б). Пульсации КСВН становятся более глубокими, характер кривой изменяется, максимальное значение КСВН достигает величины 1,25. При отклонении волновых сопротивлений на $\pm 10\%$ минимумы КСВН переходят в максимумы.

Характер частотной зависимости коэффициента передачи делителя при изменении волновых сопротивлений линий аналогичен изменению характеристик КСВН входа рис.5.15,в.

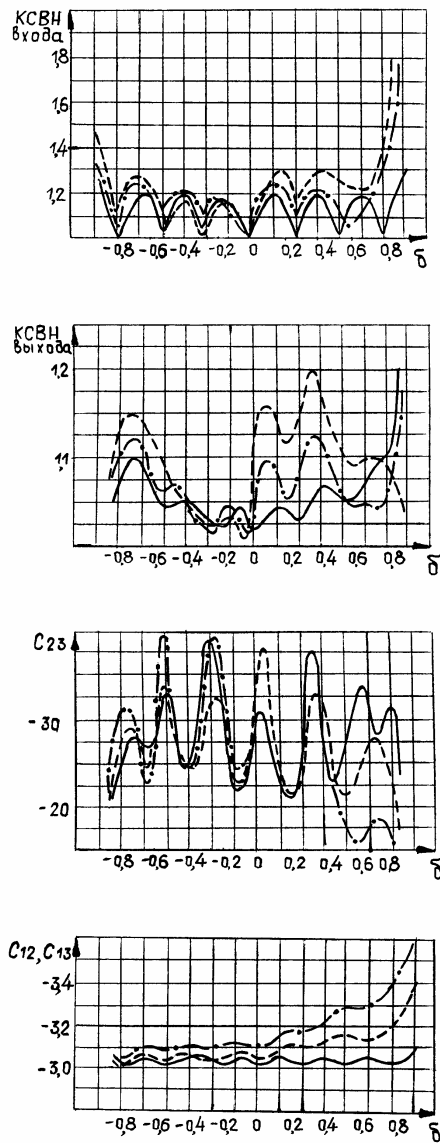


Рис.5.14. Частотные характеристики семизвенного делителя мощности:
 — $N=0$; - - - $N=0,2$; - · - · - $N=0,3$;

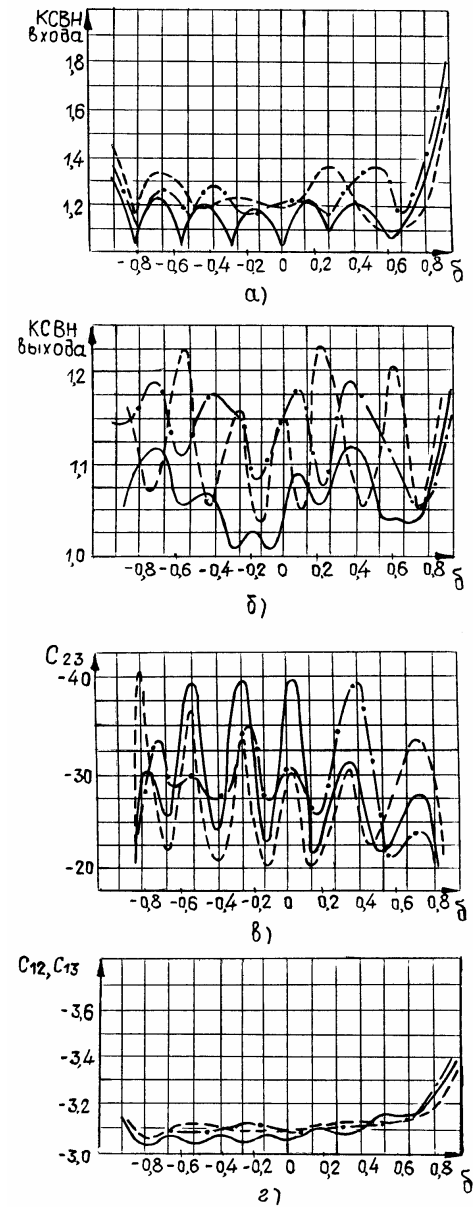


Рис.5.15. Частотные характеристики семизвенного делителя мощности:
 — допуск =0 %; - - - допуск =5 %; - · - · - допуск =10 %

В целом можно сделать вывод, что изменение волновых сопротивлений линий в широкополосных многозвенных делителях значительно меньше влияет на частотные зависимости параметров рассеяния делителя, чем в однокаскадных делителях [117].

В заключение можно отметить, что в семикаскадном двухканальном делителе влиянием длины распределенных резисторов при $N < 0,2$ можно пренебречь. Балластные резисторы с $N > 0,2$ существенно влияют на характеристики делителя и это влияние необходимо учитывать при разработке делителей. Заметное влияние отклонения волновых сопротивлений в семикаскадном делителе на его параметры проявляется при величинах отклонений более $\pm 5\% - \pm 10\%$.

5.6. Исследование моста из сочлененных квадратов

Одним из важных и полезных свойств моста из сочлененных квадратов (МСК) является то, что плечи, в которые распределяется энергия, расположены после балластных нагрузок (см. рис. 3.17, 5.16), благодаря чему обеспечивается возможность соединения МСК в многоканальные системы для распределения высоких уровней мощности.

В литературе характеристики моста практически не исследовались, за исключением частного случая [107, 208].

При выполнении условий (3.32) МСК согласован на резонансной частоте со стороны входа. Если МСК должен осуществлять равное деление в нагрузки с одинаковыми сопротивлениями, то выражение (3.32) преобразуется к виду

$$z_4 = z'_4 = \sqrt{R_2 R_3} \sqrt{2}, \quad (5.1)$$

$$R_1 = 2R_2 z_3^2 / z_4^2.$$

При $R_1 = R_2$, как следует из формулы (5.1)

$$z_4 = 2\sqrt{z_3}. \quad (5.2)$$

При $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0$, $z_4 = \sqrt{2}z_3 = R_1\sqrt{2}$, $z_3 = R_1$ из выражений (3.32) можно получить

$$z_1 = z_3 = z'_1, \quad z_2 = z_4 = z'_2 = z'_4.$$

Частотные характеристики моста для полученных значений изображены на рис.5.16. Из приведенных результатов следует, что МСК является узкополосным устройством. Практически его полоса не превосходит $\pm 5\%$. Возможны и другие способы синтеза величин сопротивлений z_4 и z_3 для МСК с равным делением. В частности, z_4 и z_3 можно рассматривать как волновые сопротивления звеньев двухступенчатого трансформатора между нагрузками

R_1 и $R_2 / 2$. В этом случае одна ступень имеет сопротивление z_3 , а другая $z_4 / 2$. Эти сопротивления рассчитываются по формулам для двухступенчатого трансформатора [210]

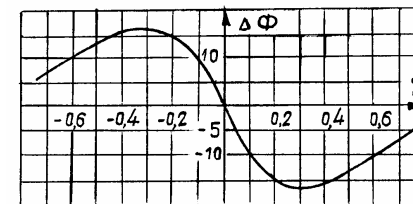
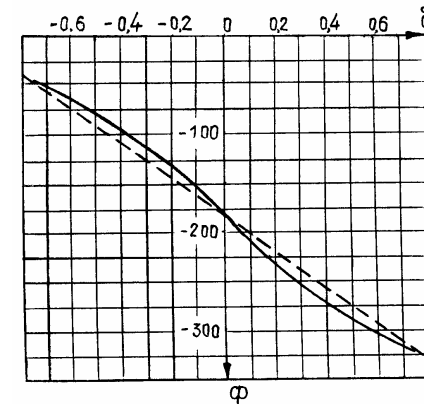
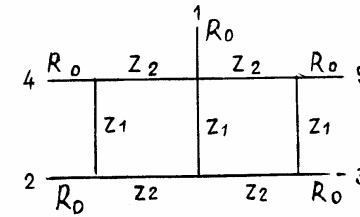


Рис.5.16. Схема и частотные характеристики моста из сочлененных квадратов

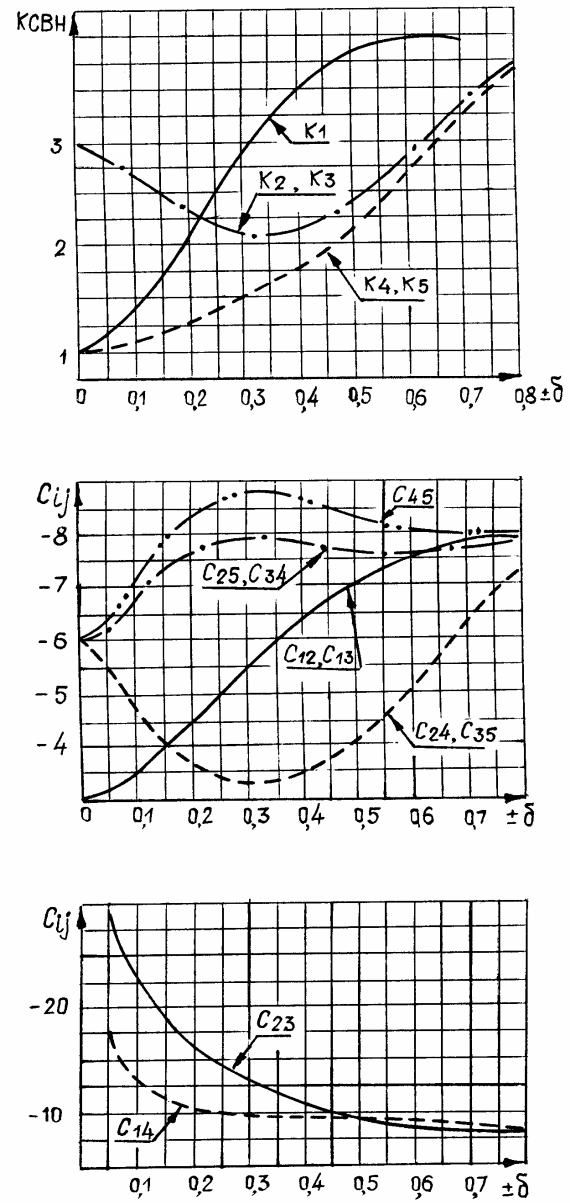


Рис.5.16. Продолжение

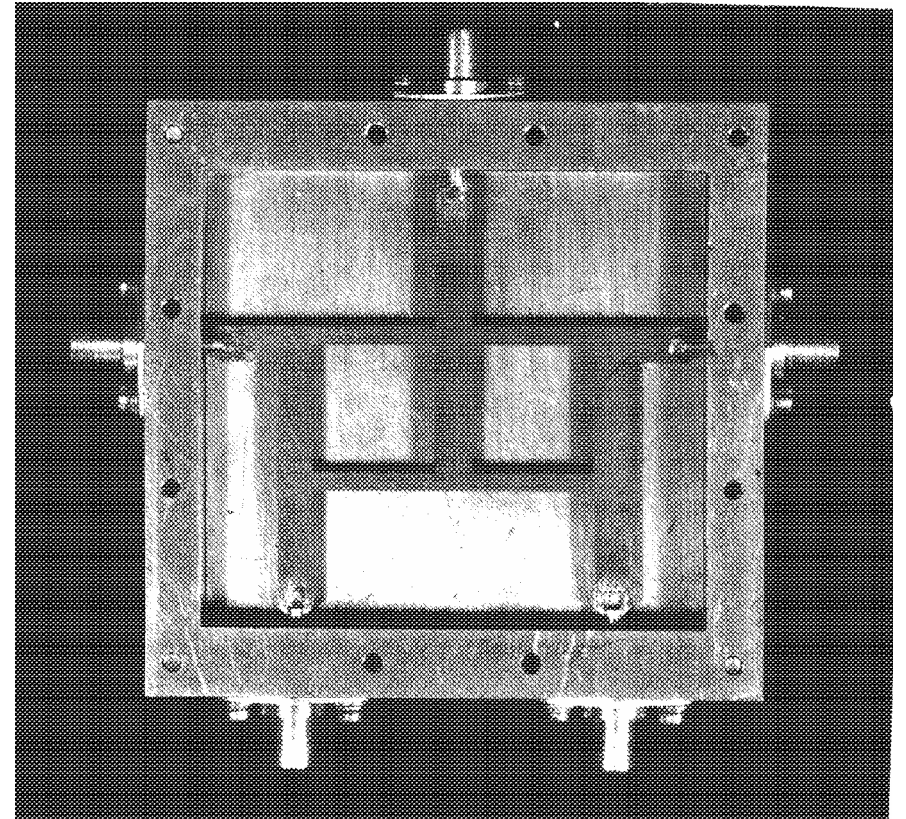


Рис.5.16. Продолжение (конструкция моста на сочлененных квадратах)

$$Z_4 / 2 = \left\{ \frac{R-1}{2(2/S^2-1)} + \left[\frac{(R-1)^2}{4(2/S^2-1)^2} + R \right]^{0,5} \right\}, \quad (5.3)$$

$$Z_3 = \frac{R}{Z_4/2}, \quad R = \left(\frac{R_1}{R_2/2} \right)^{\pm 1} > 1,$$

S – определяется по формуле (2.72). Если показатель при R отрицательный, то Z_3 и Z_4 меняются местами. Устройство с волновыми сопротивлениями элементов $R_1 = R_2 = R_3 = 50$ Ом, $z_1 = z_3 = z'_1 = 40$ Ом, $z_2 = z_4 = z'_2 = z'_4 = 62,52$ Ом, $R_4 = R_5 = 36,6$ Ом, рассчитанными по выражениям (5.3) для $R=2$ и модуля коэффициента отражения 0,1, как показали результаты моделирования, не имеет особых преимуществ по широкополосности по сравнению с МСК, параметры которого показаны на рис.5.16, за исключением конструктивных размеров полосковых проводников. Конструкция МСК приведена на рис.5.16.

5.7. Исследование делителя с полуволновым включением балластного резистора

Делитель с полуволновым включением балластного резистора получается из кольцевого устройства рис.3.5,в при включении вместо последовательного плеча 4 резистора с сопротивлением, равным сопротивлению R_4 . При этом его математическая модель не отличается от модели кольцевого устройства рис.3.13,б. Использование делителя в СРМ привлекательно по следующим причинам: топология делителя хорошо сопрягается с другими функциональными элементами СРМ и экономит площадь полосковой платы, делитель с равным делением – симметричный и не имеет диссипативных потерь мощности в балластном резисторе в диапазоне частот, разделение кольцевой части делителя на четвертьволновые отрезки с различными волновыми сопротивлениями и включение в плечи делителя линий с разными нагрузками позволяет расширить диапазон коэффициента деления и подобрать конструктивно реализуемые сечения линий [9].

Рассмотрим соотношения (3.18). Коэффициент деления может быть увеличен за счет изменения отношения сопротивлений z_2/z_1 и R_2/R_3 . Например, для $K^2 = 25$ (мощности в выходных плечах отличаются в 25 раз) сопротивления схемы рис.3.5,в, рассчитанные по формулам (3.18), имеют значения $z_1 = 45,6$, $z_2 = 101,98$, $z_3 = 41,6$, $z_4 = 100$, $z_5 = 20$, $z_6 = 93,09$, $R_1 = 20$, $R_2 = 100$, $R_3 = 20$, $R_4 = 120$ Ом. Это не единственное решение, так как изменением z_i или R_i можно влиять на величины R_i и z_i без изменения коэффициента деления, добиваясь требуемых номиналов или близких к

ним величин. Выбор величин сопротивлений может зависеть и от значений параметров в диапазоне частот. Поэтому всегда, когда делитель работает в относительно широкой полосе частот, после расчета сопротивлений необходимо исследовать его частотные характеристики. На рис.5.17 изображены частотные характеристики делителя с равным делением, полученные в результате моделирования модели, рассмотренной в подразделе 3.5. Изучение частотных характеристик позволяет заключить следующее. Рабочий диапазон частот делителя составляет 40% ($\delta = \pm 0,2$). При этом делитель имеет параметры: $K_1 < 1,5$, $K_2 < 1,25$, $C_{23} > 18$ дБ, $C_{12} = 3$, ..., 3,15 дБ. Фазочастотная характеристика делителя в указанном диапазоне частот близка к линейной и ее наклон близок к наклону регулярной линии с электрической длиной 160° при $\delta = 0$. За пределами диапазона 40% происходит резкое увеличение отражений от входа и вследствие этого уменьшение развязки и увеличение потерь. С физической точки зрения это объясняется влиянием длины полуволновых отрезков линий. При $\delta = \pm 0,5$ эти отрезки резонируют и в сечении разветвления (подключения) создают короткое замыкание. Если в линиях отсутствуют диссипативные потери, то в делителе при возбуждении его со входа имеют место только потери на отражение.

Большой интерес представляют параметры делителя с неравным делением. На рис.5.18 приведены характеристики делителя в полосе частот 40% ($\delta = \pm 0,2$) для отношения мощностей в выходных каналах 1:4. Значения волновых сопротивлений и сопротивлений подводящих линий указаны на рис.5.18. Представленные результаты характеризуются следующим. Коэффициенты отражения от всех плеч имеют близкие значения к соответствующим коэффициентам делителя с равным делением (при $\delta = \pm 0,2$ $K_1 < 1,45$, $K_2 < 1,24$, $K_3 < 1,67$). Плечо, в которое поступает меньшая часть мощности, имеет большее значение КСВН и большую неравномерность амплитуды коэффициента передачи ($20 \lg |S_{23}| = -7$, ... , -7,5 дБ). Фазочастотные характеристики каналов делителя не одинаковые. В полосе частот 40% разность фаз составляет $\pm 15^\circ$. Причем канал, в который поступает меньший уровень мощности, имеет больший наклон ФЧХ, чем канал, в который поступает больший уровень мощности. Наклон ФЧХ канала 1–2 равен наклону ФЧХ линии с электрической длиной 150° при $\delta = 0$, а канал 1–3 имеет наклон ФЧХ линии длиной 230° при $\delta = 0$. С увеличением коэффициента деления увеличивается КСВН плеч, неравномерность амплитуд коэффициентов передачи каналов и несинфазность.

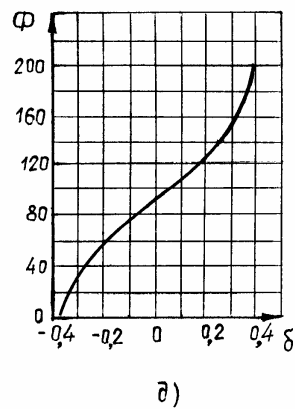
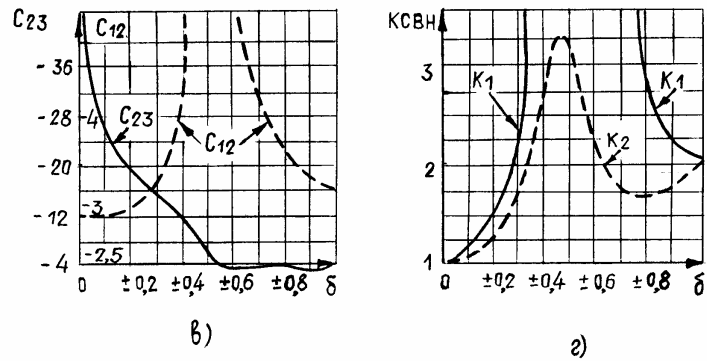
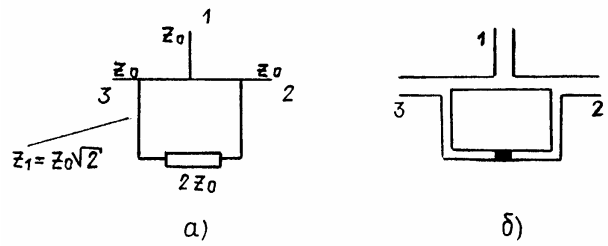


Рис.5.17. Схема и частотные характеристики делителя с полуволновым включением развязывающего резистора

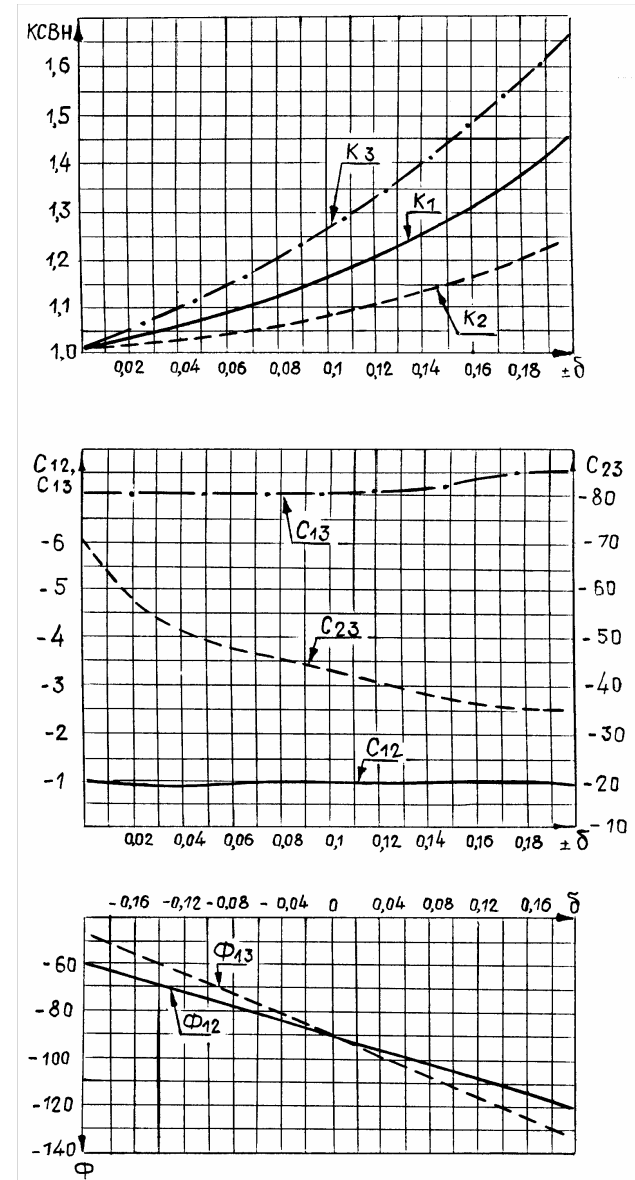


Рис.5.18. Частотные характеристики делителя с полуволновым включением балластного резистора и отношением мощностей в выходных каналах 4 : 1

5.8. Исследование кольцевых устройств длиной $1,5\lambda$

Устройства с параллельным включением плеч. Элементы устройств, рассчитанные по формулам (3.12, 3.13, 3.20), обеспечивают на центральной частоте идеальное согласование со всех плеч и идеальную развязку между выходными каналами. При возбуждении кольцевого устройства рис.3.5,а с плеча 1 (3) в плечи 2 (1) и 3 (4) поступают сигналы с одинаковыми фазами. При возбуждении устройства с плеча 2 (4) в плечи 1 (3) и 4 (2) поступают сигналы, сдвинутые друг относительно друга на 180° . Свойства устройства с равным делением энергии и с одинаковыми подводными линиями достаточно подробно освещались в литературе [94 – 97]. Рассмотрим некоторые особенности устройства с неравным делением мощности между выходными каналами [120, 124].

При традиционном выполнении кольцевого устройства, когда все подводные линии имеют одинаковые волновые сопротивления, коэффициент деления по мощности равен отношению квадратов волновых сопротивлений линий, подключенных к возбуждающему плечу (см. формулы (3.12)). Это значит, что одно из волновых сопротивлений линий должно отличаться от другого в K раз. Например, если отношение мощностей в выходных каналах равно 10, волновые сопротивления подводных линий 50 Ом, то сопротивления z_1 и z_2 устройства будут 52,44 и 165,8 Ом соответственно. Этот пример показывает, что 50-омные линии для кольцевого устройства с неравным делением являются неоптимальными, поскольку реализовать сопротивление величиной 165 Ом технически достаточно сложно. Более подходящей для этого устройства является линия с сопротивлением около 30 Ом.

Перепад волновых сопротивлений z_1 и z_2 в устройстве с неравным делением может быть уменьшен за счет изменения сопротивлений подводных линий R_2 и R_3 в соответствии с формулой для коэффициента деления в выражениях (3.12).

Обсудим частотные характеристики устройства. Моделирование ЧХ проводилось для многих вариантов. Данные о некоторых вариантах для $K^2 = 10$, $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = 50$ Ом и для полосы частот $\pm 20\%$ приведены в таблице 5.4, а также на рис.5.19, 5.20, 5.21, 5.22. Из результатов моделирования следует, что на ЧХ устройства оказывают влияние величины сопротивлений отрезков линий, включенных между плечами 3 и 4 (z_4, z_5, z_6). По совокупности всех параметров лучшими частотными характеристиками в полосе частот $\pm 20\%$ обладает устройство, выполненное по варианту 4. Его ЧХ изображены на рис.5.20. Для устройства характерно то, что при расстройке от средней частоты амплитуда большего коэффициента передачи увеличивается, а

меньшего – уменьшается. Несколько худшие параметры имеет устройство, выполненное по варианту 1 (ЧХ приведены на рис.5.21). Ход частотных зависимостей амплитуд коэффици-

Таблица 5.4

	Вариант						
	1	2	3	4	5	6	7
z_1	52,44	52,44	52,44	165,83	165,83	165,83	52,44
z_2	165,83	165,83	165,83	52,44	52,44	52,44	165,83
z_3	52,44	52,44	52,44	165,83	165,83	165,83	52,44
z_4	165,83	100	50	52,44	100	165,83	52,44
z_5	165,83	100	50	52,44	100	165,83	31,62
z_6	165,83	165,83	165,83	52,44	52,44	52,44	100
K_1	1,36	1,2	1,11	1,11	1,17	1,22	1,2
K_2	1,36	1,52	2,05	1,11	1,09	1,08	1,63
K_3	1,29	1,5	2,14	1,13	1,92	3,66	1,66
K_4	1,29	1,13	1,08	1,13	2,18	4,53	1,16
Δ_{23}	-0,36	-0,37	-0,8	-1,4	-2,4	-1,5	-0,4
Δ_{14}	-0,36	-0,2	-0,11	-1,4	-3,3	-7,2	-0,12
Δ_{34}	1,9	1,35	0,6	0,06	0,05	2	0,6
Δ_{12}	1,7	1,2	0,9	0,07	0,08	0,07	0,7
C_{13}	-21,6	-24,5	-27,24	-21,06	-16,26	-13,42	-29
C_{24}	-21,6	-23,25	-20,44	-21,06	-21,8	-20,6	-23,62

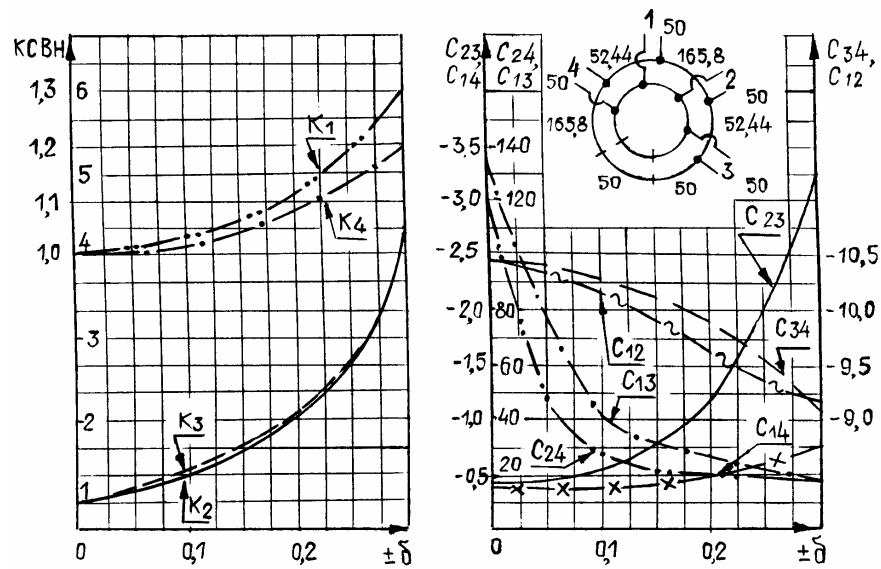


Рис.5.19. Частотные характеристики кольцевого устройства

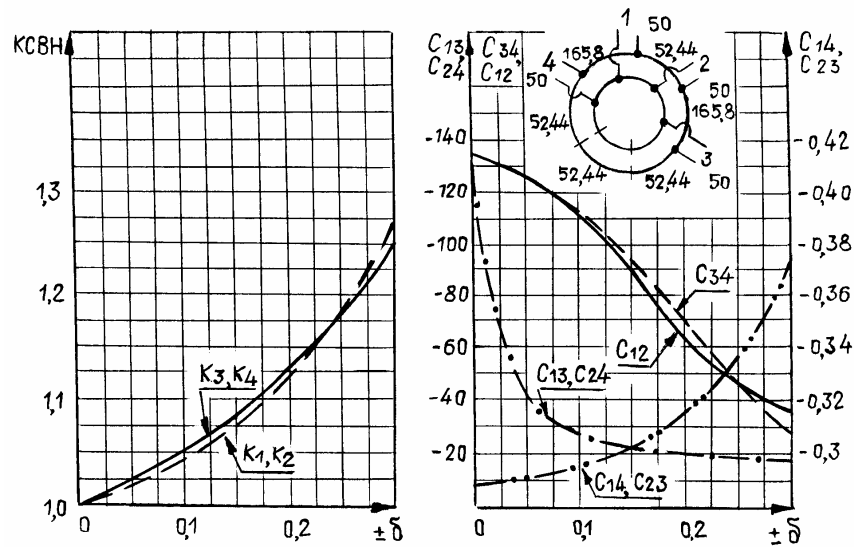


Рис.5.20. Частотные характеристики кольцевого устройства

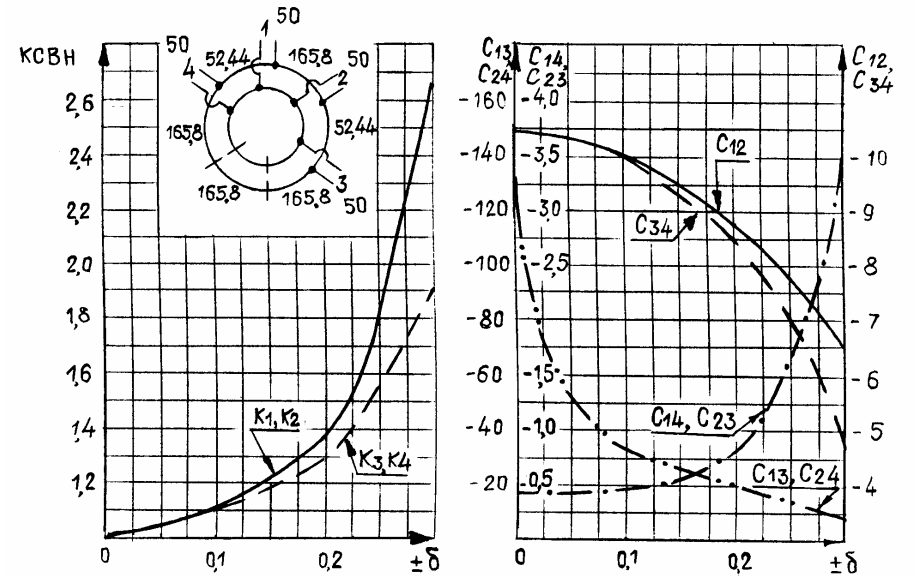


Рис.5.21. Частотные характеристики кольцевого устройства

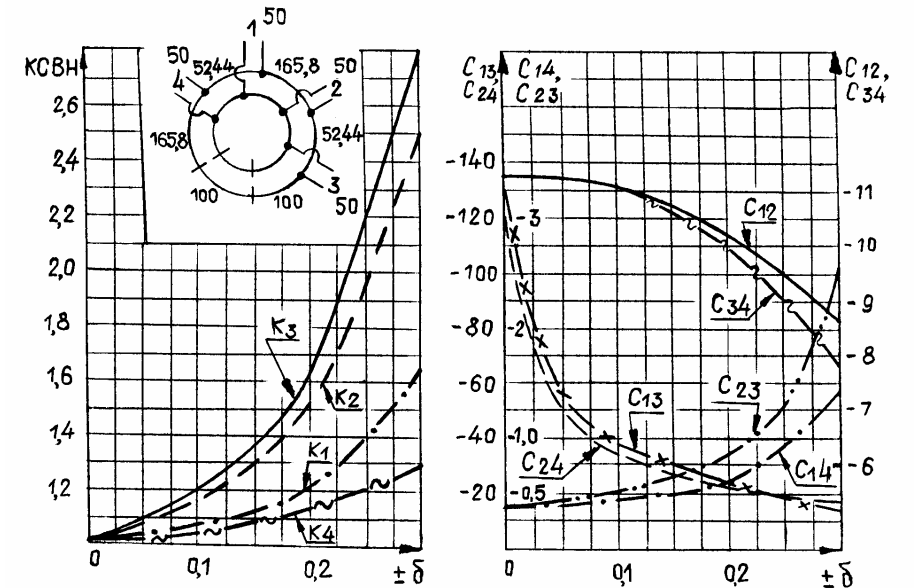


Рис.5.22. Частотные характеристики кольцевого устройства

циентов передачи у этого варианта противоположен ходу частотных зависимостей устройства, выполненного по варианту 4. Отличие вариантов 1 и 4 состоит в том, что волновые сопротивления четвертьволновых отрезков поменяны местами. На частотные характеристики кольцевых устройств оказывают влияние соотношения волновых сопротивлений z_4, z_5, z_6 . С помощью этих сопротивлений можно изменять ход частотных зависимостей амплитуд коэффициентов передачи каналов 1–4, 2–3, 3–4, 1–2, увеличивать в небольших пределах величину развязки между каналами 1,3 и 2,4. Однако, при этом ухудшаются КСВН плеч. Изложенное иллюстрируют ЧХ устройств, выполненных по вариантам 2 и 3 (рис.5.19, 5.22).

Устройства с последовательным включением плеч [120, 124]. Для кольцевых устройств с последовательным включением плеч характерны, в основном, все свойства устройств с параллельным включением плеч. Отличие состоит в том, что фазы коэффициентов передачи каналов определяются с точностью $\pm 180^\circ$ и большую амплитуду коэффициента передачи имеет канал с большим волновым сопротивлением четвертьволнового трансформатора, а меньшую – с меньшим волновым сопротивлением четвертьволнового отрезка. В частности, кольцевое устройство с последовательным включением плеч, элементы которого рассчитаны по формулам (3.15, 3.16) для $K^2=0,1$, и имеющее значения $z_1=15,08, z_2=47,67, z_3=15,08, z_4=z_5=z_6=47,67$ Ом, $R_1=R_2=R_3=R_4=50$ Ом имеет точно такие же амплитудно- и фазочастотные характеристики, что и устройство с параллельным включением плеч, изображенное на рис.5.20 (вариант 4 таблицы 5.4). Из приведенных значений волновых сопротивлений видно, что устройства с последовательным включением плеч предпочтительно выполнять на высокоомных подводящих линиях, например, щелевых. Частотные характеристики двух вариантов кольцевых устройств с последовательным включением плеч изображены на рис.5.23.

Кольцевые устройства со смешанным включением плеч [120, 124]. В устройстве два плеча включены последовательно и два параллельно (рис.3.5,ж). Результаты моделирования ЧХ некоторых вариантов устройств приведены на рис.5.24. Эти элементы рассчитывались по формулам (3.17). На рис.5.24.а,б показаны характеристики устройств с равным делением мощности и 50-омными подводящими линиями. Отличаются устройства величинами волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков кольца. Значения волновых сопротивлений нанесены на рисунке. Для устройств характерны три особенности: разность фаз между каналами, в которые распределяется энергия, составляет 90° в полосе частот $\pm 30\%$; развязка между накрест лежащими плечами в полосе частот $\pm 30\%$ более 24дБ; выбором сопротивлений четвертьволновых отрезков кольца развязку можно

существенно повысить. На рис.5.24,в показаны характеристики устройства с равным делением, у которого волновые сопротивления всех отрезков кольца равны 50 Ом, а пары плеч, расположенные на

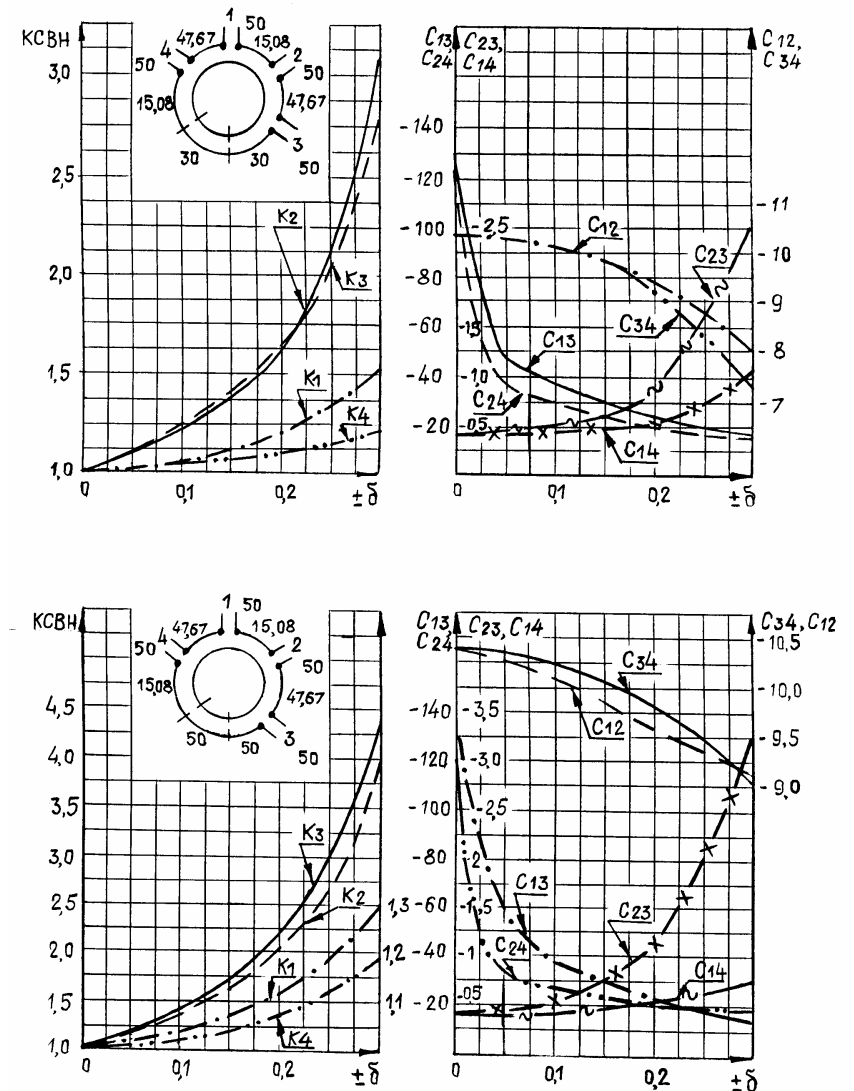


Рис.5.23 Частотные характеристики кольцевых устройств с последовательным включением плеч

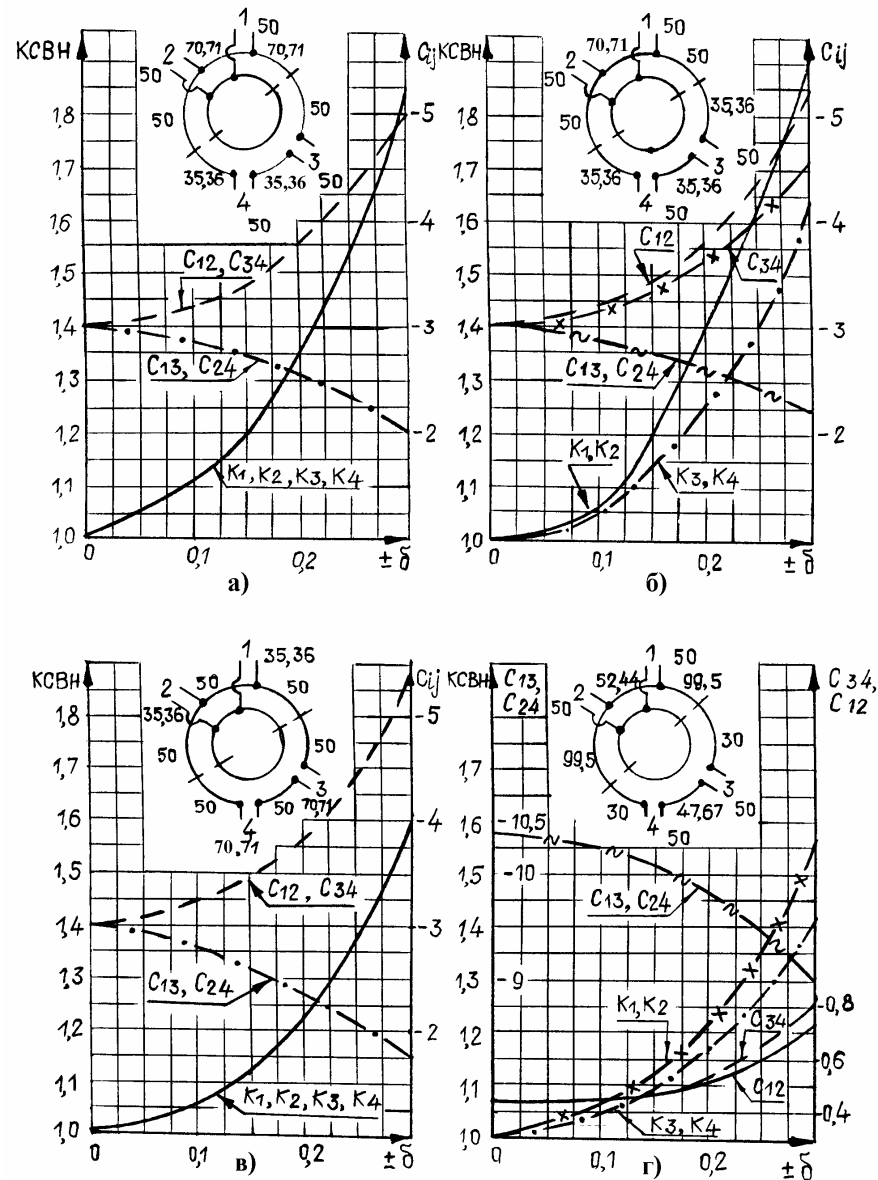


Рис.5.24. Частотные характеристики кольцевых устройств со смешанным включением плеч

расстояниях четверти длины волны, имеют сопротивления 35,36 Ом и 70,71 Ом соответственно. Устройство имеет такие же свойства, как и рассмотренные выше.

Устройства с неравным делением со смешанным включением плеч к перечисленным выше свойствам имеют еще одно положительное качество. При волновых сопротивлениях подводящих линий, равных 50 Ом, волновые сопротивления четвертьволновых отрезков кольца лежат в пределах 30, ... ,100 Ом при $K^2 = 10$. Частотные характеристики устройства изображены на рис.5.24,г.

Кольцевые устройства с параллельно включенными плечами, оптимизированные по перепаду волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков линий [4, 124, 226, 227]. Главная цель создания этого устройства состояла в уменьшении перепада волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков свернутой в кольцо линии за счет целенаправленного рассогласования и выбора сопротивлений подводящих линий в соответствии с формулами (3.49, 3.51, 3.62, 3.63). Поскольку устройство предназначено для работы в составе СРМ, то одним из основных требований к его параметрам является синфазное распределение сигнала, поступающего на вход в заданном отношении между выходными каналами. При этом сохраняются требования малого КСВН плеч и высоких развязок между накрест лежащими каналами. Были исследованы различные варианты выполнения устройства. Ряд характерных ЧХ некоторых вариантов приведен на рис.5.25, 5.26. Устройства такого типа характеризуются тем, что на резонансных частотах КСВН плеч не равны 1, а развязки между выходными каналами не являются идеальными. В отношении других параметров эти устройства ведут себя так же, как и рассмотренные выше. Как уже отмечалось, преимуществом рассматриваемых устройств по сравнению с традиционными является меньший перепад волновых сопротивлений отрезков линий, соединяющих плечи, в которые распределяется энергия. В частности, при $K^2 = 10$ в традиционном устройстве $z_1 = 52,44$, $z_2 = 165,83$ (рис.5.19, 5.22), а в рассматриваемом $z_1 = 54,5$, $z_2 = 124$ Ом (рис.5.25,а,б). Однако, как и в традиционном устройстве, разность фаз между выходными каналами в исследуемом устройстве так же возрастает при отстройке от резонансной частоты и, например, для устройства рис.5.25,б в полосе частот $\pm 30\%$ составляет $\pm 14^\circ$, в полосе частот $\pm 20\%$ – $\pm 11^\circ$. Исследования моделей устройств показали, что одним из эффективных путей уменьшения разности фаз между выходными каналами является изменение волновых сопротивлений подводящих линий. На рис.5.7,а показаны фазочастотные характеристики квазисинфазного устройства. Разность фаз между выходными каналами

разности фаз между выходными каналами является изменение волновых сопротивлений подводящих линий. На рис.5.7,а показаны фазочастотные характеристики квазисинфазного устройства. Разность фаз между выходными каналами

составляет $\pm 5^\circ$ в полосе частот $\pm 30\%$, но при этом несколько увеличивается перепад волновых сопротивлений отрезков линий кольца. При уменьшении или увеличении перепада волновых сопротивлений каналов устройства, по которым распределяется энергия, за счет изменения сопротивлений подводя-

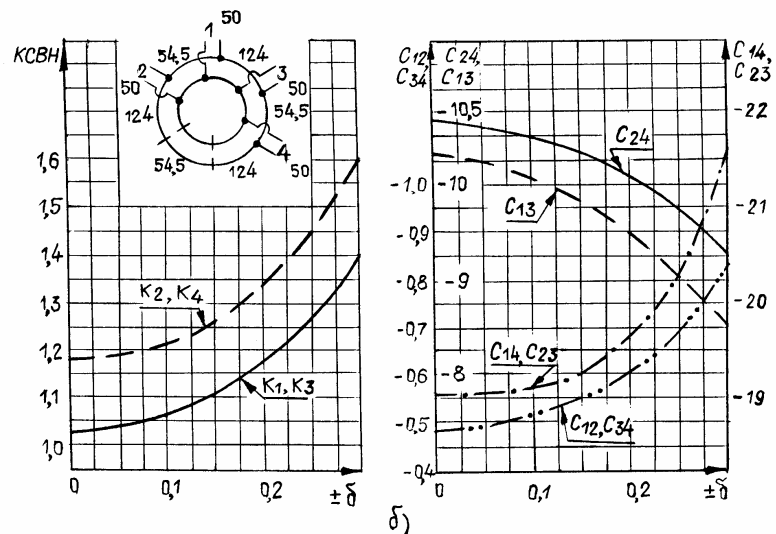
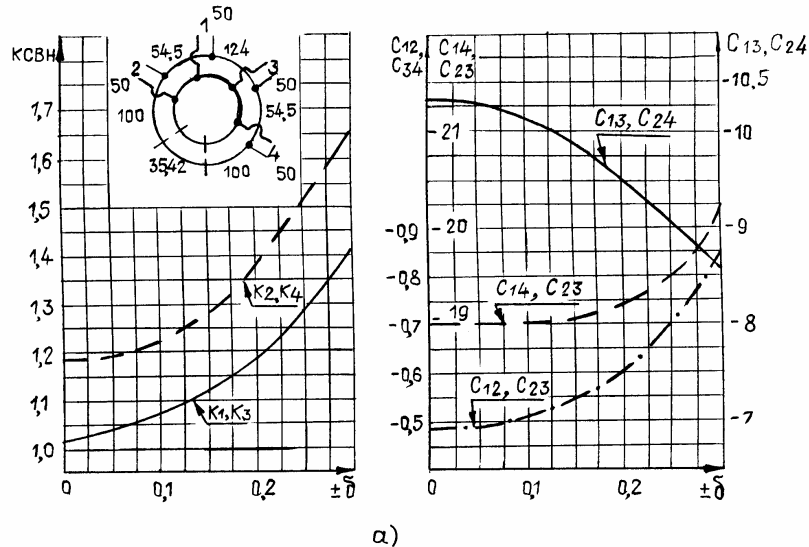


Рис.5.25. Частотные характеристики кольцевых устройств с минимизированным перепадом волновых сопротивлений кольца

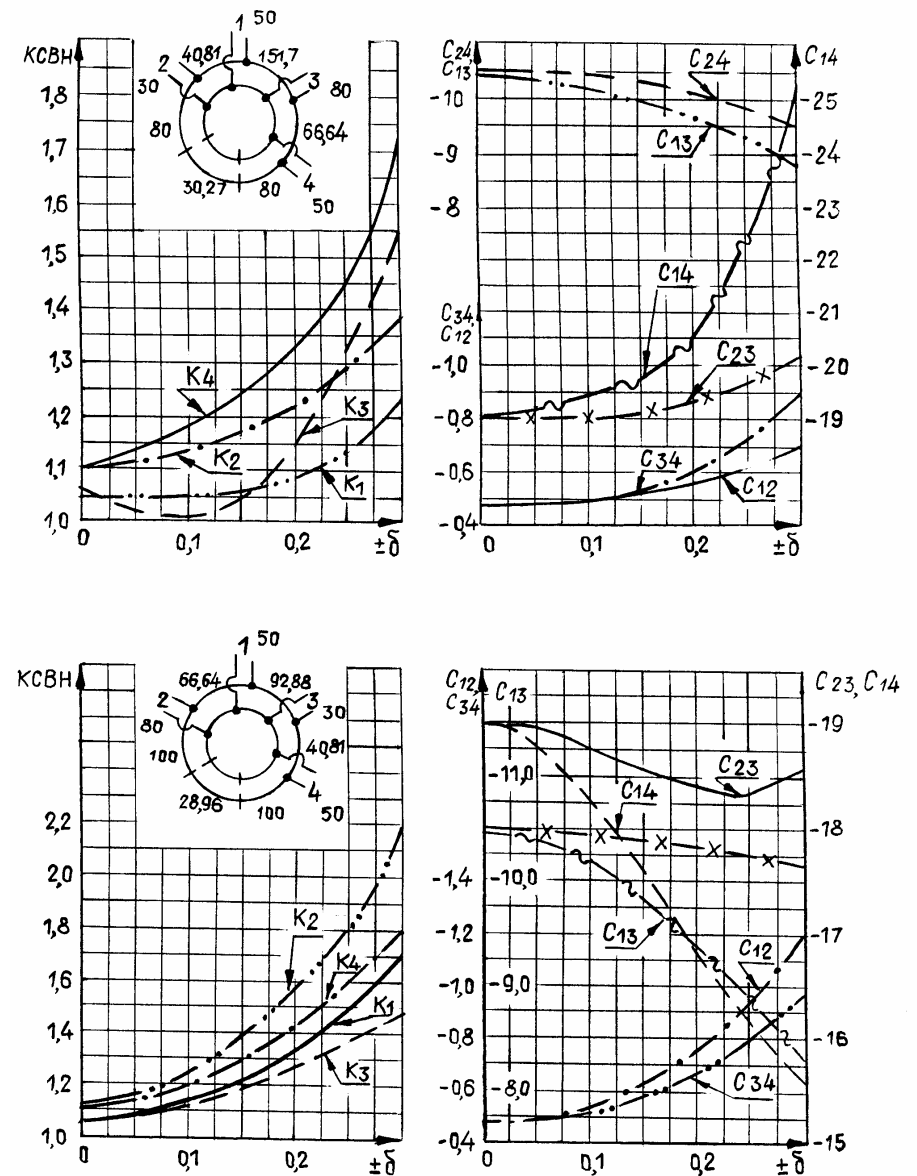


Рис.5.26. Частотные характеристики кольцевых устройств при различных волновых сопротивлениях подводящих линий

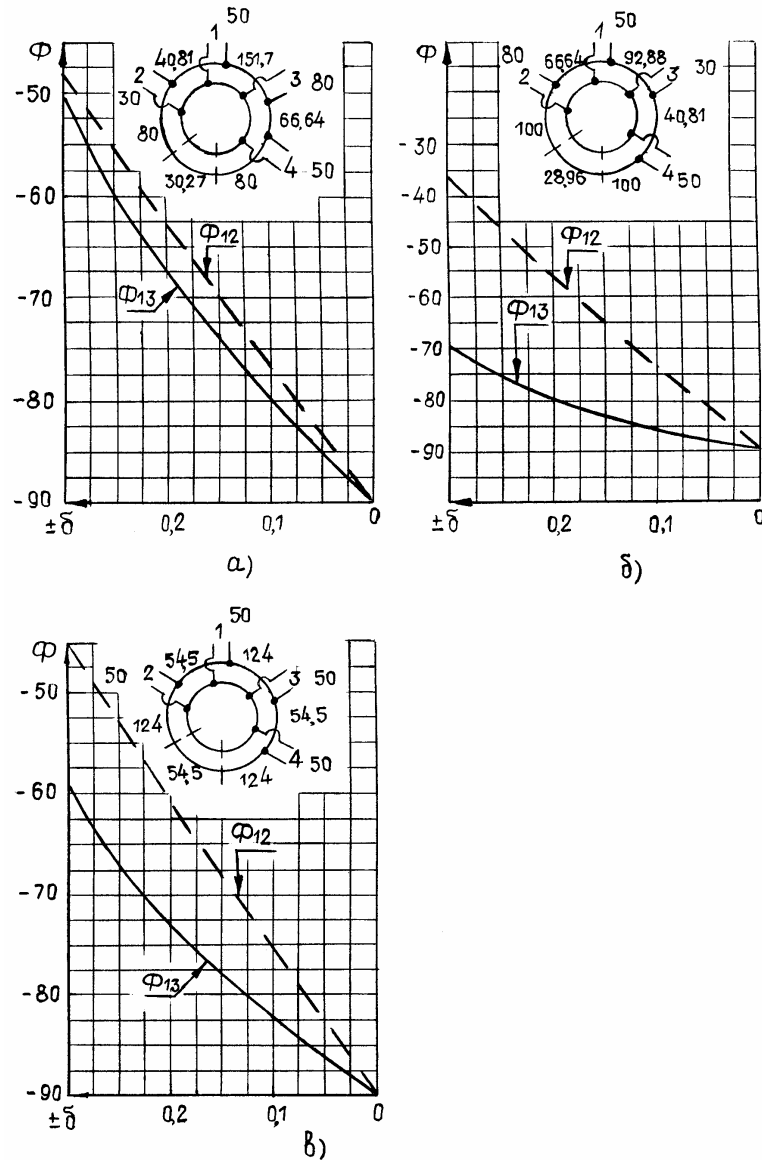


Рис.5.27. Фазочастотные характеристики кольцевых устройств

щих линий, разность фаз между выходными каналами существенно увеличивается (см.рис.5.27,б,в). В устройстве величины сопротивлений z_4, z_5, z_6 влияют на ход частотной зависимости амплитуд коэффициентов передачи между развязанными каналами. При соответствующем подборе величин сопротивлений z_4, z_5, z_6 развязки между выходными каналами можно изменять.

5.9. Исследование кольцевых устройств длиной λ

Из схем устройств (рис.3.6) в данном подразделе приведены результаты исследования устройств со смешанным включением плеч (рис.3.6,д,е) [124]. Выводы по другим типам устройств этого типа аналогичны сделанным ниже. Из соотношений (3.26, 3.27) следует, что для исследуемого устройства с коэффициентом деления $K=1$ должны выполняться соотношения

$$R_2 = R_3, \quad R_1 = R_4, \quad (5.4)$$

при которых устройство имеет идеальное согласование и развязку на резонансной частоте. Если $K \neq 1$, то условие (5.4) принимает вид

$$R_2 K^2 = R_3, \quad R_1 K^2 = R_4. \quad (5.5)$$

Таким образом, в устройстве типа рис.3.6 независимыми сопротивлениями подводящих линий могут быть два. Результаты моделирования двух устройств с равным делением мощности на резонансной частоте показаны на рис.5.28, 5.29. Устройства отличаются величинами волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков. Из анализа ЧХ следует, что устройства являются узкополосными. Полоса пропускания по уровню развязки 20 дБ около 10%. В этой полосе максимальный КСВН плеч – 1,25, неравномерность амплитуды коэффициента передачи – 0,2 дБ. Исследуемые устройства по сравнению с традиционными (двухшлейфный ответвитель) на резонансной частоте являются синфазными (противофазными), в полосе частот 5% разность фаз между выходными каналами достигает $\pm(5^\circ, \dots, 7^\circ)$.

Частотные характеристики для устройства с делением мощности 4 : 1 и сопротивлениями подводящих линий 25 и 100 Ом изображены на рис.5.30. В полосе частот $\pm 10\%$ КСВН плеч устройства не более 1,16, неравномерность амплитуды коэффициентов передачи – 0,4 дБ, развязка между выходными каналами – 15 дБ, разность фаз – 10° .

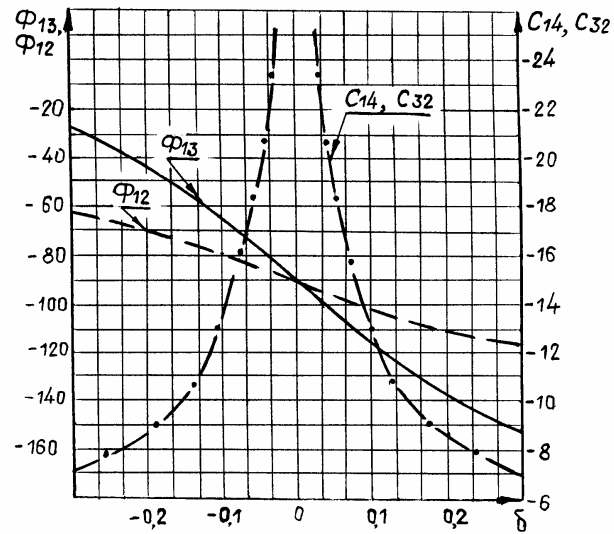
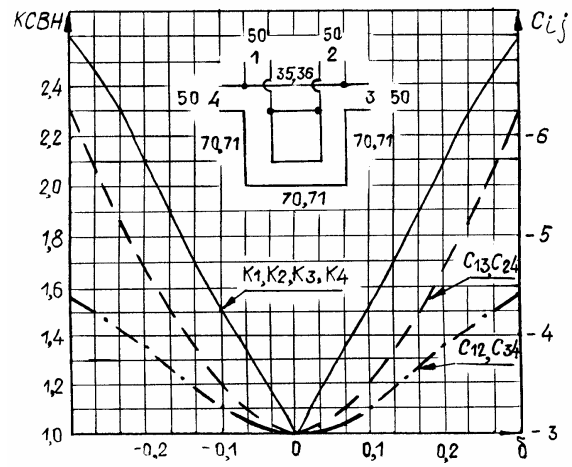


Рис.5.28. Частотные характеристики устройства с длиной кольца λ

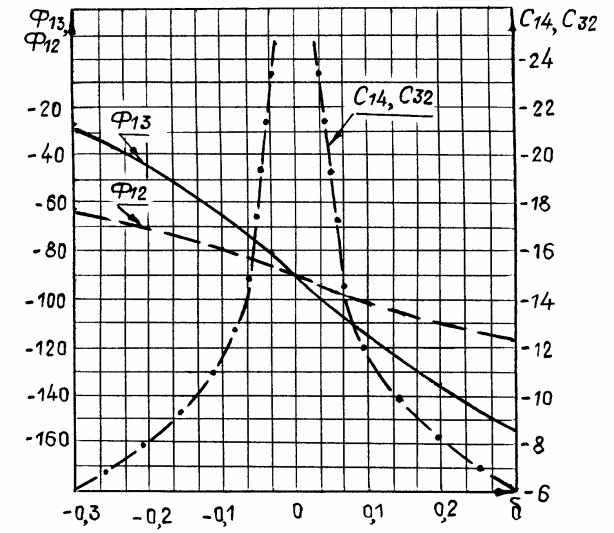
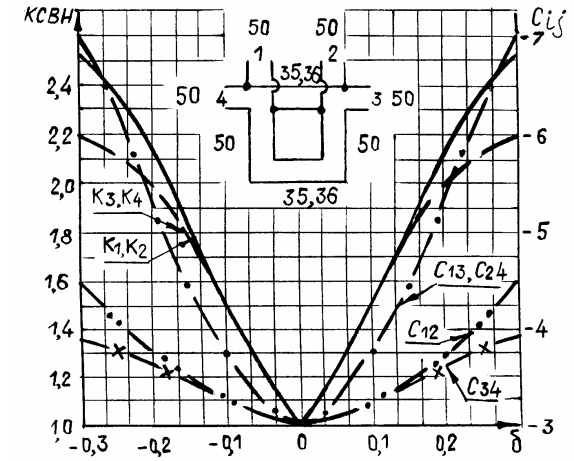
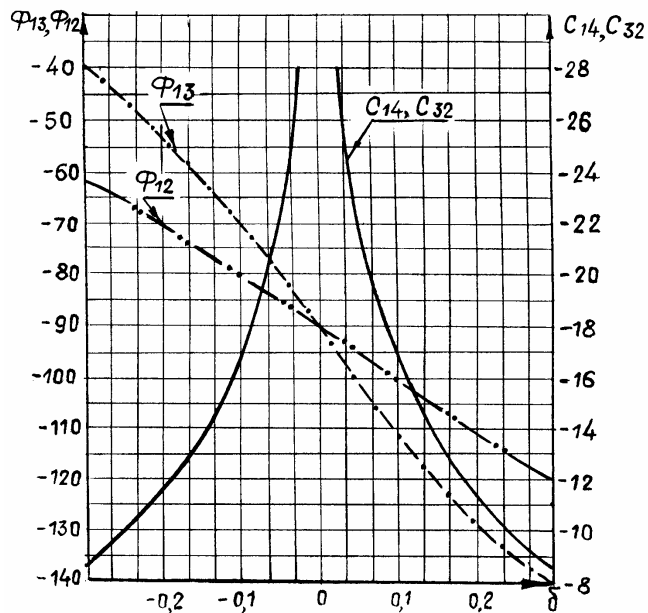
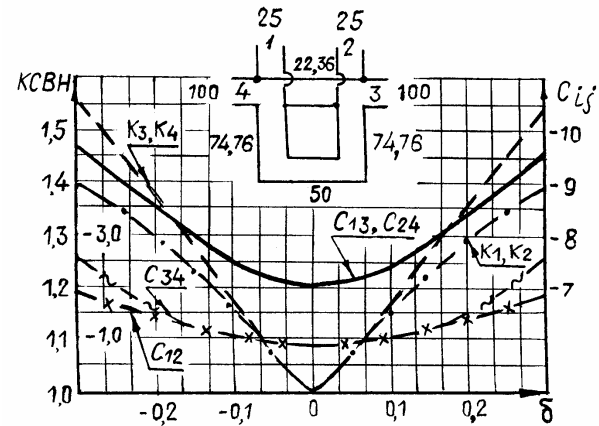


Рис.5.29. Частотные характеристики устройства с длиной кольца λ

Рис.5.30. Частотные характеристики устройства с длиной кольца λ

5.10. Исследование устройств на связанных линиях

Устройства деления на двух связанных линиях (СЛ) (ответвители на СЛ) достаточно широко исследовались различными авторами [52, 53, 88, 98, 99, 114]. Основным недостатком этих устройств является сложность обеспечения сильной связи между линиями для обеспечения равного или близкого к равному деления мощности. Имеется несколько путей решения этой проблемы. Рассмотрим два из них. Осуществление сильной связи с помощью гребенчатой структуры СЛ [245] и каскадное включение двух или более ответвителей на СЛ [8]. Чаще всего оба способа реализуются на микрополосковых линиях передачи.

Делитель на четном количестве СЛ (рис.5.31,а) рассчитывается по формулам (4.43 – 4.46) (геометрические размеры), по выражениям (4.17, 4.42) (частотные характеристики). Геометрические размеры делителя на четырех СЛ, приведены на рис.5.31,б. Расчеты подтверждают возможность реализации делителя на микрополосковых линиях. Если в СЛ отсутствует дисперсия, то делитель со всех плеч имеет коэффициенты отражения, равные нулю, и бесконечно большую направленность. На рис.5.31,в,г изображены частотные характеристики модели делителя, в которой учтены разные скорости распространения четной и нечетной составляющих волн в СЛ ($\theta^+/\theta^- = 1,065$). Исследование частотных характеристик показывает, что различные скорости распространения волн приводят к ухудшению направленности и к увеличению отражений от всех плеч, что, как правило, имеет место на практике. Исследование влияния потерь на частотные характеристики показало, что потери дают основной вклад в коэффициент передачи.

Каскадное включение двух или более ответвителей на СЛ также позволяет снять технологические трудности при реализации малых расстояний между линиями при получении сильной связи. Рассмотрим соотношения (4.54). Их модули не зависят от электрической длины соединительных линий. Определим коэффициенты передачи каналов при $\varphi = 0$, $\theta = \pi/2$

$$S_{13} = \left\{ \left[\frac{(Z^+ - Z^-)}{2} \right]^2 - 1 \right\} \left\{ \left[\frac{(Z^+ - Z^-)}{2} \right]^2 + 1 \right\}^{-1},$$

$$S_{14} = -j2 \left[\frac{(Z^+ - Z^-)}{2} \right] \left\{ \left[\frac{(Z^+ - Z^-)}{2} \right]^2 + 1 \right\}^{-1}. \quad (5.6)$$

Для устройств без потерь

$$|S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 = 1. \quad (5.7)$$

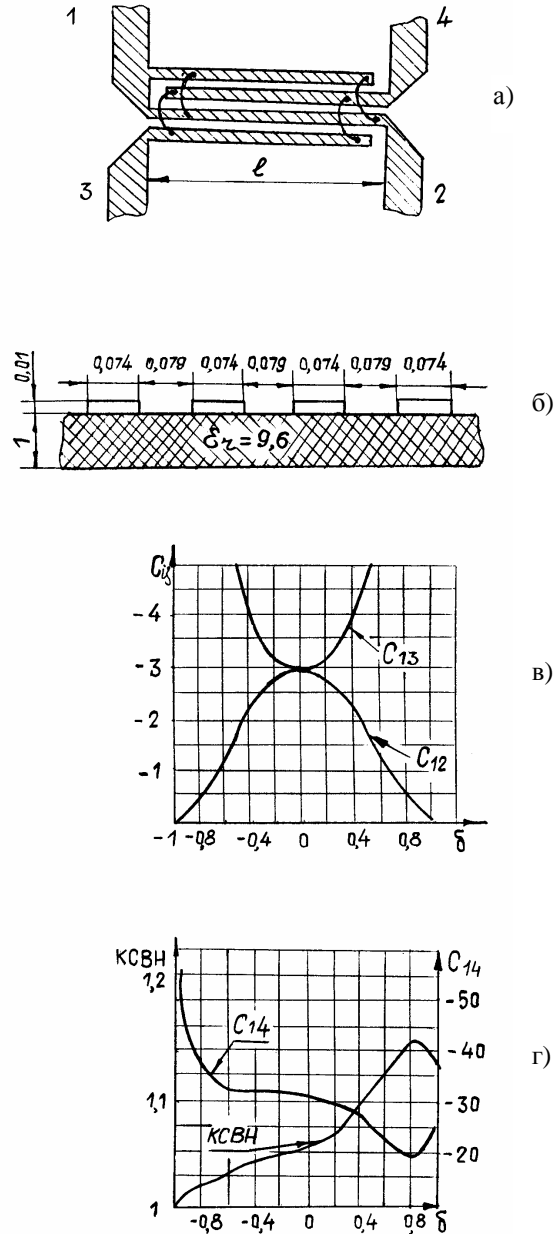


Рис.5.31. Топология (а), поперечное сечение (б), частотные характеристики (в, г) делителя на 4-х связанных линиях

Если на выражения (5.6), (5.7) наложить условия получения требуемых значений модулей коэффициентов передачи, то можно определить величины сопротивлений Z^+ и Z^- , при которых выполняются наложенные условия. Действительно, если $|S_{14}| = a$, то $|S_{13}| = \sqrt{1-a^2}$. Из второй формулы выражений (5.6) получаем

$$(Z^+ - Z^-) / 2 = (1/a) \pm \sqrt{1/a^2 - 1}. \quad (5.8)$$

Учитывая, что выражение (4.26) при $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ принимает вид

$$K_c = \frac{Z^+ - Z^-}{Z^+ + Z^-} = \frac{\left[\frac{(Z^+ - Z^-)}{2} \right]^{0.5}}{1 + \left[\frac{(Z^+ - Z^-)}{2} \right]^{0.5}}, \quad (5.9)$$

а также равенство

$$Z^+ Z^- = 1$$

можно определить коэффициент связи одного ответвителя через заданный коэффициент связи двухкаскадного ответвителя. В частности, если связь в двухкаскадном ответвителе – 3,01 дБ, то $K_c = 0,3827$ (связь в одном каскаде – 8,34 дБ). Полученный результат характерен тем, что из двух ответвителей со связью – 8,34 дБ получен ответвитель с трехдецибелльной связью [237]. Методику расчета каскада со слабой связью для получения двухкаскадного ответвителя с сильной связью можно распространить и на устройства с большим числом каскадов. Нетрудно показать, что с помощью формул (5.6), ..., (5.9) можно построить четырехкаскадный ответвитель, причем связь в одиночном каскаде будет – 14,2 дБ. Для этого в формулу (5.8) нужно подставить $a=0,3827$ и рассчитать K_c по выражению (5.9). Анализ многокаскадных ответвителей показывает, что можно получить связь более сильную, чем – 3 дБ при технологически реализуемых геометрических размерах. Частотные характеристики двухкаскадного трехдецибелльного ответвителя, рассчитанные по формулам (4.54), изображены на рис.5.32. Для сравнения на рис.5.32, приведены частотные характеристики двух СЛ с трехдецибелльной связью. Из представленных результатов следует, что двухкаскадный ответвитель узкополоснее однокаскадного, неравномерность модулей коэффициентов передачи по уровню 0,5 дБ в двухкаскадном ответвителе сохраняется в полосе $\pm 26\%$, а в однокаскадном – $\pm 32\%$. Фазочастотные характеристики обоих ответвителей в широкой полосе частот практически линейны и между каналами сохраняется сдвиг фаз 90° . Наклон ФЧХ в двухкаскадном ответвителе круче, что объясняется суммированием

ФЧХ каскадов. Исследование модели двух-каскадного ответвителя с помощью строгих формул для каскада (4.41) с учетом дисперсии в связанных линиях каких-либо новых качественных

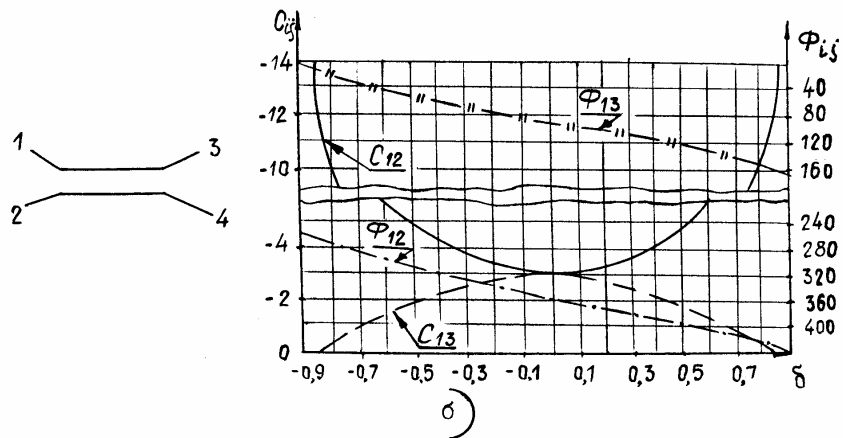
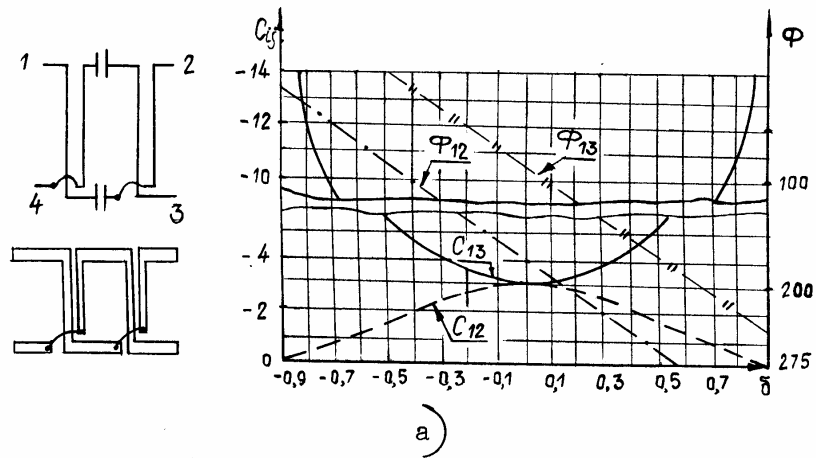


Рис.5.32. Частотные характеристики двухкаскадного ответвителя на связанных линиях (а) и ответвителя на двух связанных линиях (б)

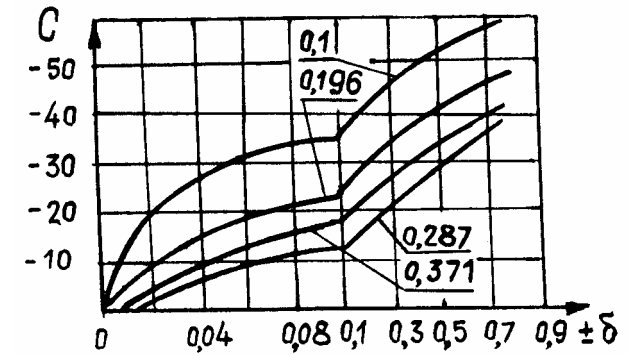


Рис.5.33. Частотные характеристики направленного фильтра с различными коэффициентами связи

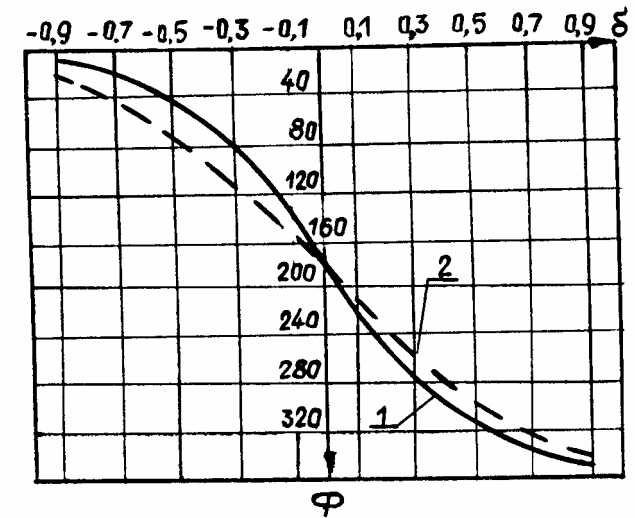


Рис.5.34. Частотные характеристики фазовращателя на связанных линиях : 1 – $K_c=0,707$; 2 – $K_c=0,3$

изменений по сравнению с характеристиками рис.5.32 не дало. Направленность ответвителя стала конечной, коэффициенты отражений со всех плеч при изменении длин соединительных линий имеют пульсирующий характер с глубиной пульсаций не более 0,07.

Направленный фильтр (рис.5.33), помимо своего прямого назначения – фильтрации сигналов, применяется для реализации пересечения путей сигналов. Это достигается благодаря таким свойствам фильтра, как полная передача энергии из одной линии в другую и развязке плеч 1 и 4, 2 и 3. Исследуем математическую модель фильтра, заданную формулами (4.53). Подставляя в выражения (4.53) $\theta = \varphi = \pi/2$ получаем

$$S_{12} = 0, \quad S_{13} = -j.$$

Таким образом, на резонансной частоте в фильтре имеет место полная передача энергии. На рис.5.33 изображены частотные характеристики фильтра, рассчитанные по формулам (4.53) при различных коэффициентах связи. Из представленных результатов можно заключить, что с увеличением связи частотная характеристика модуля коэффициента передачи расширяется.

Фазосдвигающий элемент применяется для выравнивания электрических длин каналов СРМ. Из рассмотрения выражений (4.55), описывающих математическую модель, после преобразований получаем

$$\cos \varphi = \frac{\frac{Z^+}{Z^-} - \operatorname{tg}^2 \theta}{\frac{Z^+}{Z^-} + \operatorname{tg}^2 \theta} = \frac{\frac{1+K_c}{1-K_c} - \operatorname{tg}^2 \theta}{\frac{1+K_c}{1-K_c} + \operatorname{tg}^2 \theta}, \quad (5.10)$$

где φ – фаза коэффициента передачи фазовращателя. Из выражения (5.10) следует, что при $K_c = 0$ (несвязанные линии)

$$\cos \varphi = \cos 2\theta,$$

что говорит о поведении фазовращателя как линии длиной 2θ . На рис. 5.34 изображены рассчитанные по формуле (5.10) фазочастотные характеристики при различных коэффициентах связи. Анализ ФЧХ показывает, что с увеличением коэффициента связи возрастает крутизна линейного участка ФЧХ, что дает возможность при выравнивании фазовых характеристик каналов в полосе частот изменять их наклон.

Глава 6.

Исследование математических моделей многоканальных делителей

и

систем распределения мощности

6.1. Исследование четырехканальных делителей

Четырехканальный делитель (ЧД) является составной частью многоканальных систем. Однако, фундаментальных исследований ЧД не проводилось. В работах [20, 21, 22, 64, 66, 67, 145, 150, 160, 166, 181, 190, 216, 283, 249] рассмотрены вопросы расчета, конструирования некоторых частных технических решений при проектировании ЧД. Проанализированы некоторые конкретные схемы, получены и исследованы приближенные математические модели. Однако, этого материала и принципов подхода к анализу и проектированию ЧД явно недостаточно. Исследования по ЧД, дополненные результатами работ [8, 29, 30, 85], приводятся в настоящем разделе.

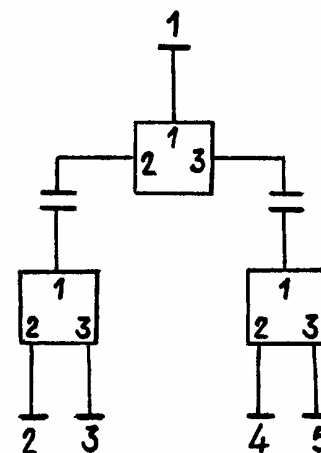


Рис.6.1. Схема четырехканального делителя : 1, 2, 3 – плечи шестиполюсников

Четырехканальный делитель состоит из трех элементов деления на два канала и двух соединительных линий (рис.6.1). Если ЧД выполнен из одинаковых симметричных элементов деления (ЭД), то коэффициенты передачи его каналов одинаковы и определяются выражением

$$\hat{S}_{21} = S_{21}^2 e^{-j\varphi} \left[1 - (S_{22} + S_{23}) S_{11} e^{-j2\varphi} \right]^{-1}, \quad (6.1)$$

где S_{ij} – коэффициенты матриц рассеяния элементов деления, $\varphi = 2\pi l / \lambda$ – электрическая длина соединительных линий. Подставив в выражение (6.1) коэффициенты матрицы рассеяния ЭД, получим

$$\hat{S}_{21} = \left\{ \sin^2 \theta \left[2 - j \frac{3}{\sqrt{2}} \operatorname{ctg} \theta - \frac{1}{2} \operatorname{ctg}^2 \theta e^{-j2\varphi} \right] \right\}^{-1} (-2e^{-j\varphi}). \quad (6.2)$$

При $\varphi = 0$ квадрат модуля выражения (6.2) после преобразований будет

$$|\hat{S}_{21}|^2 = 0,25 \left(1 + \frac{9}{16} \cos^4 \theta \right)^{-1}. \quad (6.3)$$

По определению [288] $1 + (9/16) \cos^4 \theta$ есть функция рабочего затухания перехода с максимально плоской частотной характеристикой. При $\varphi = 0$ выражение (6.2) записывается в виде

$$|\hat{S}_{21}|^2 = 0,25 \left[1 + \frac{1}{2} \cos^2 \theta - \left(1 - \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) \cos^4 \theta + \left(\frac{7}{16} + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) \cos^6 \theta \right]^{-1}. \quad (6.4)$$

Покажем, что многочлен, стоящий в скобках формулы (6.4), есть функция рабочего затухания трехступенчатого перехода с чебышевской частотной характеристикой. Рассмотрим квадрат полинома Чебышева первого рода третьей степени [210]

$$[T_3(x)]^2 = 9x^2 - 24x^4 + 16x^6. \quad (6.5)$$

Обозначим независимую переменную $x = \cos \theta / S$ и умножим выражение (6.5) на h^2

$$h^2 \left[T_3 \left(\frac{\cos \theta}{S} \right) \right]^2 = 9 \frac{h^2}{S^2} \cos^2 \theta - 24 \frac{h^2}{(S^2)^2} \cos^4 \theta + 16 \frac{h^2}{(S^2)^3} \cos^6 \theta. \quad (6.6)$$

Приравняем коэффициенты, стоящие при $\cos^2 \theta$, $\cos^4 \theta$, $\cos^6 \theta$ в выражении (6.4) соответствующим коэффициентам формулы (6.6)

$$9 \frac{h^2}{S^2} = \frac{1}{2}, \quad 24 \frac{h^2}{(S^2)^2} = 1 + \frac{3}{2\sqrt{2}}, \quad 16 \frac{h^2}{(S^2)^3} = \frac{17}{16} + \frac{3}{2\sqrt{2}}. \quad (6.7)$$

Из равенств (6.7) получаем

$$h^2 = 2 \left[27 \left(1 + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) \right]^{-1}, \quad S = 2 \left[3 \left(1 + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) \right]^{-0,5}. \quad (6.8)$$

С учетом проделанных операций выражение (6.4) запишется

$$|\hat{S}_{21}|^2 = 0,25 \left[1 + h^2 T_3^2 \left(\frac{\cos \theta}{S} \right) \right]^{-1}.$$

Таким образом, мы установили, что четырехканальный делитель имеет коэффициент передачи, описываемый максимально плоской частотной

характеристикой, если длины соединительных линий равны нулю. Если длины соединительных линий равны θ , то частотная характеристика коэффициента передачи – чебышевская. Отметим, что для делителя с чебышевской частотной характеристикой коэффициента передачи полоса пропускания по уровню КСВН = 1,459 составляет $\pm 59,5\%$.

Физический смысл полученных результатов можно интерпретировать следующим образом. Поскольку ЧД состоит из одинаковых и симметричных элементов, то в сечениях, равноотстоящих от входа, имеет место одинаковая разность потенциалов. Эти сечения можно соединить между собой параллельно. Тогда, со стороны входа, ЧД можно рассматривать как ступенчатый переход между четырьмя сопротивлениями выходов, соединенных параллельно, и сопротивлением входа. При нулевой длине соединительных линий такой переход состоит из двух четвертьволновых ступеней. При длине соединительных линий, равной θ , переход имеет три четвертьволновых ступени. При длинах соединительных линий, отличающихся от указанных выше, коэффициенты передачи ЧД описываются степенными полиномами, показатели степени которых сложным образом связаны со значениями длин соединительных линий. В этих случаях характеристики ЧД рассчитываются по общему алгоритму (1.52) или следующим из этого алгоритма формулам

$$\begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^{(1)} + \left\{ \left[S_{12}^{(1)} S_{11}^{(2)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) + S_{13}^{(1)} S_{11}^{(3)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{21}^{(1)} + \right. \\ &\quad \left. + \left[S_{12}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} + S_{13}^{(1)} S_{11}^{(3)} \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) \right] S_{31}^{(1)} \right\} A^{-1}; \\ S_{21} &= \left[S_{21}^{(2)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{21}^{(1)} + S_{21}^{(2)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} S_{31}^{(1)} \right] A^{-1}; \\ S_{31} &= \left[S_{31}^{(2)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{21}^{(1)} + S_{31}^{(2)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} S_{31}^{(1)} \right] A^{-1}; \\ S_{41} &= \left[S_{21}^{(3)} \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{31}^{(1)} + S_{21}^{(3)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{21}^{(1)} \right] A^{-1}; \\ S_{51} &= \left[S_{31}^{(3)} \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{31}^{(1)} + S_{31}^{(3)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{21}^{(1)} \right] A^{-1}; \\ S_{12} &= \left[S_{12}^{(1)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{12}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(3)} S_{12}^{(2)} \right] A^{-1}; \\ S_{13} &= \left[S_{12}^{(1)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{13}^{(2)} + S_{13}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(3)} S_{13}^{(2)} \right] A^{-1}; \\ S_{14} &= \left[S_{13}^{(1)} \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{12}^{(3)} + S_{12}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{12}^{(3)} \right] A^{-1}; \\ S_{15} &= \left[S_{13}^{(1)} \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{13}^{(3)} + S_{12}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{13}^{(3)} \right] A^{-1}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
S_{22} &= \left[S_{21}^{(2)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{22}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{12}^{(2)} A^{-1} + S_{22}^{(2)}; \\
S_{23} &= \left[S_{21}^{(2)} \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{22}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{13}^{(2)} A^{-1} + S_{23}^{(2)}; \\
S_{24} &= S_{21}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{23}^{(1)} + S_{33}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{12}^{(3)} A^{-1}; \\
S_{25} &= S_{21}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{23}^{(1)} + S_{33}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{13}^{(3)} A^{-1}; \\
S_{32} &= S_{31}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{22}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{12}^{(2)} A^{-1} + S_{32}^{(2)}; \\
S_{33} &= S_{31}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{22}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{13}^{(2)} A^{-1} + S_{33}^{(2)}; \\
S_{34} &= S_{31}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{23}^{(1)} + S_{33}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{12}^{(3)} A^{-1}; \\
S_{35} &= S_{31}^{(2)} \left[\left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) S_{23}^{(1)} + S_{33}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right] S_{13}^{(3)} A^{-1}; \\
S_{42} &= S_{21}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{32}^{(1)} + S_{22}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{12}^{(2)} A^{-1}; \\
S_{43} &= S_{21}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{32}^{(1)} + S_{22}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{13}^{(2)} A^{-1}; \\
S_{44} &= S_{21}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{33}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{12}^{(3)} A^{-1} + S_{22}^{(3)}; \\
S_{45} &= S_{21}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{33}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{13}^{(3)} A^{-1} + S_{23}^{(3)}; \\
S_{52} &= S_{31}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{32}^{(1)} + S_{22}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{12}^{(2)} A^{-1}; \\
S_{53} &= S_{31}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{32}^{(1)} + S_{22}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{13}^{(2)} A^{-1}; \\
S_{54} &= S_{31}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{33}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{12}^{(3)} A^{-1} + S_{32}^{(3)}; \\
S_{55} &= S_{31}^{(3)} \left[\left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) S_{33}^{(1)} + S_{23}^{(1)} S_{32}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right] S_{13}^{(3)} A^{-1} + S_{33}^{(3)}; \\
A &= \left(1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)} \right) \left(1 - S_{33}^{(1)} S_{11}^{(3)} \right) - S_{32}^{(1)} S_{23}^{(1)} S_{11}^{(2)} S_{11}^{(3)},
\end{aligned}$$

где $S^{(i)}$ – коэффициенты матриц рассеяния ЭД на два канала с номерами $i=1,2,3$, соответствующим рис.6.1.

На рис.6.2 изображены частотные характеристики ЧД для длин соединительных линий, равных $0,1\lambda_0, 0,2\lambda_0, \dots, 0,9\lambda_0$ в диапазоне относительных частотных расстройок $\delta = -0,8 + 0,8$. Из рисунков видно, что для длин соединительных линий, не кратных $\lambda_0 / 4$, характеристики асимметричны относительно $\delta = 0$. Если задаваться определенным значением

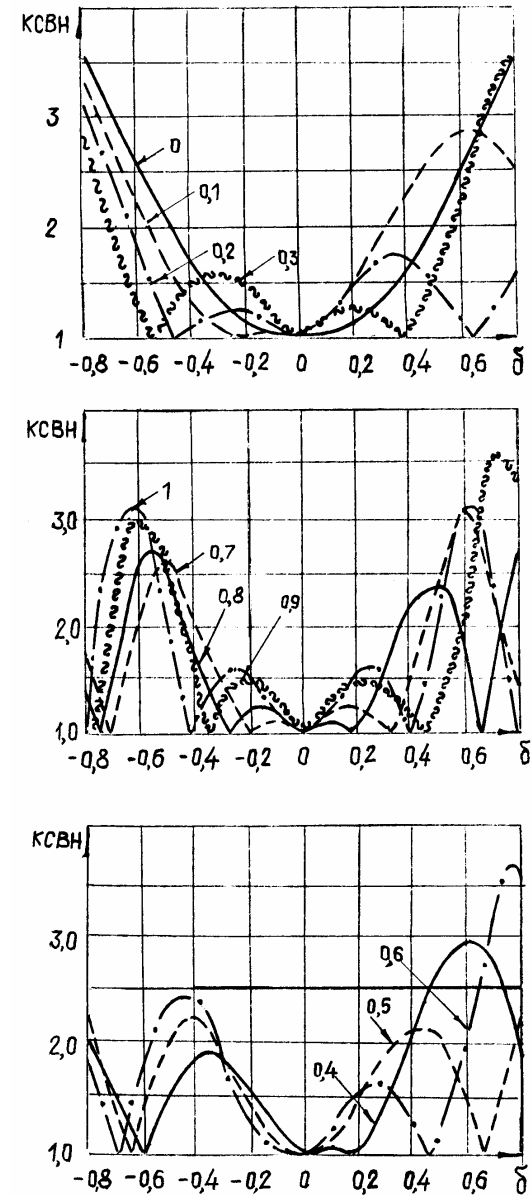


Рис.6.2. Частотные характеристики четырехканального делителя :
0; ... ; 1 – значения относительных длин соединительных линий

КСВН входа, то можно найти такие длины соединительных линий, при которых ЧД по КСВН входа имеет максимальную широкополосность. На рис.6.3 приведены графики для определения значений частотных расстройок и длин соединительных линий, при которых заданный или требуемый КСВН входа ЧД выдерживается в наиболее широкой полосе частот. Графики позволяют выбрать оптимальные значения длин соединительных линий при проектировании ЧД. Отметим, что для различных уровней КСВН одна и та же длина соединительных линий может быть как оптимальной, так и неоптимальной. Так для $КСВН \leq 1,5$ длина, равная $0,5\lambda_0$, является самой неоптимальной, а для $КСВН \leq 2,2$ – самой оптимальной. Такой вывод противоречит данным работы [150]. Изучение этого несоответствия показало, что использование в работе [150] приближенных формул дает ошибку, достигающую 40%. Это и явилось причиной вывода об оптимальной длине соединительных линий, равных $0,5\lambda_0$ без указания уровня рассогласования.

При исследовании частотных зависимостей КСВН входа ЧД установлено, что значение любого максимума КСВН, кроме первого, (отсчет от $\delta = 0$ на рис.6.2) равно квадрату КСВН ЭД на два канала в данной частотной точке, а любой минимум КСВН равен единице. С изменением длин соединительных линий минимумы и максимумы КСВН сдвигаются по оси частот и в СВЧ цепи имеет место полная аналогия поведения КСВН двух реактивных каскадно включенных четырехполюсников.

Рассмотрим другие параметры ЧД. Квадрат модуля коэффициента передачи ЧД без учета диссипативных потерь в линиях передачи связан с КСВН входа соотношением [85]

$$|\hat{S}_{21}|^2 = K_1(1+K_1)^{-2}. \quad (6.10)$$

КСВН выходов ЧД, построенного из кольцевых делителей с развязывающими резисторами, в зависимости от длин соединительных линий изменяется от 1,2 до 1,5 при относительных частотных расстройках, лежащих в пределах $\pm 0,5 < \delta < \pm 0,8$. При $\delta < \pm 0,5$ КСВН выходов не превышает величины 1,2. Нелинейность ФЧХ ЧД в диапазоне относительных частотных расстройок $\delta = \pm 0,3$ не выходит за пределы 3° при любых длинах соединительных линий. Развязки между выходными каналами ЧД показаны на рис.6.4. Они слабо зависят от длин соединительных линий и практически совпадают с развязками двухканального кольцевого делителя. Развязки и КСВН выходов ЧД, выполненного из двухканальных элементов деления без развязывающего резистора, существенно зависят от длин соединительных линий (рис. 6.5). При изменении длин соединительных линий в пределах $0 - \lambda$ КСВН выходов пульсирует от 1,7 до 7, развязки между соседними выходами изменяются от

2,5 до 12 дБ, развязки между другими выходами лежат в пределах 8,5 – 13,5 дБ. Следует отметить, что

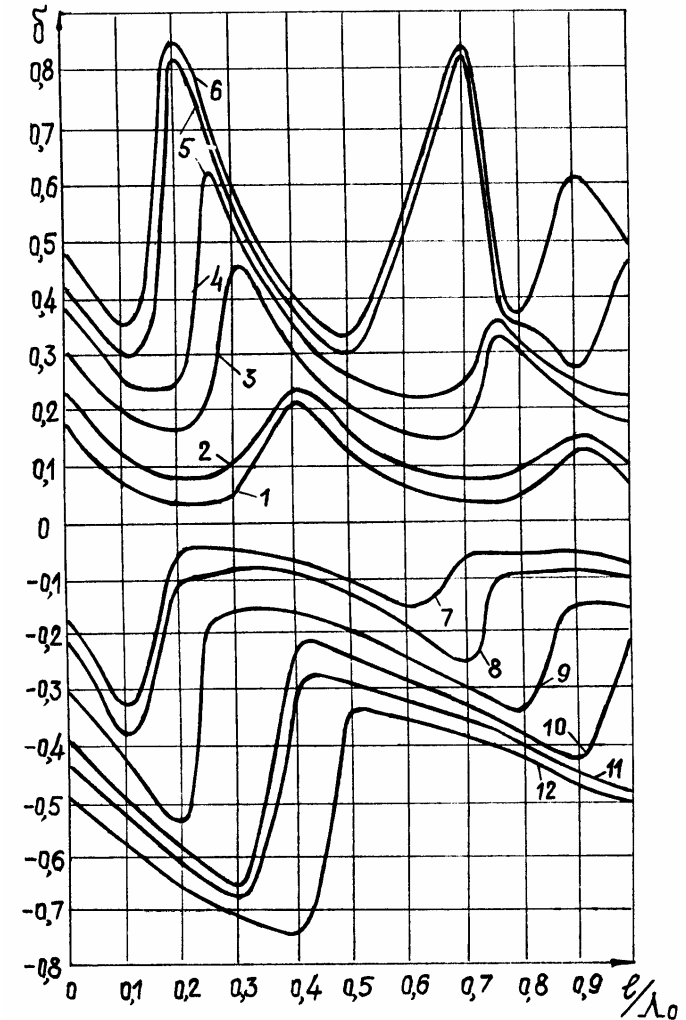


Рис.6.3. Графики зависимостей относительной частотной расстройки от относительных длин соединительных линий при заданных уровнях КСВН входа: 1, 7 – КСВН=1,1; 2, 8 – КСВН=1,2; 3, 9 – КСВН=1,4; 4, 10 – КСВН=1,6; 5, 11 – КСВН=1,8; 6, 12 – КСВН=2

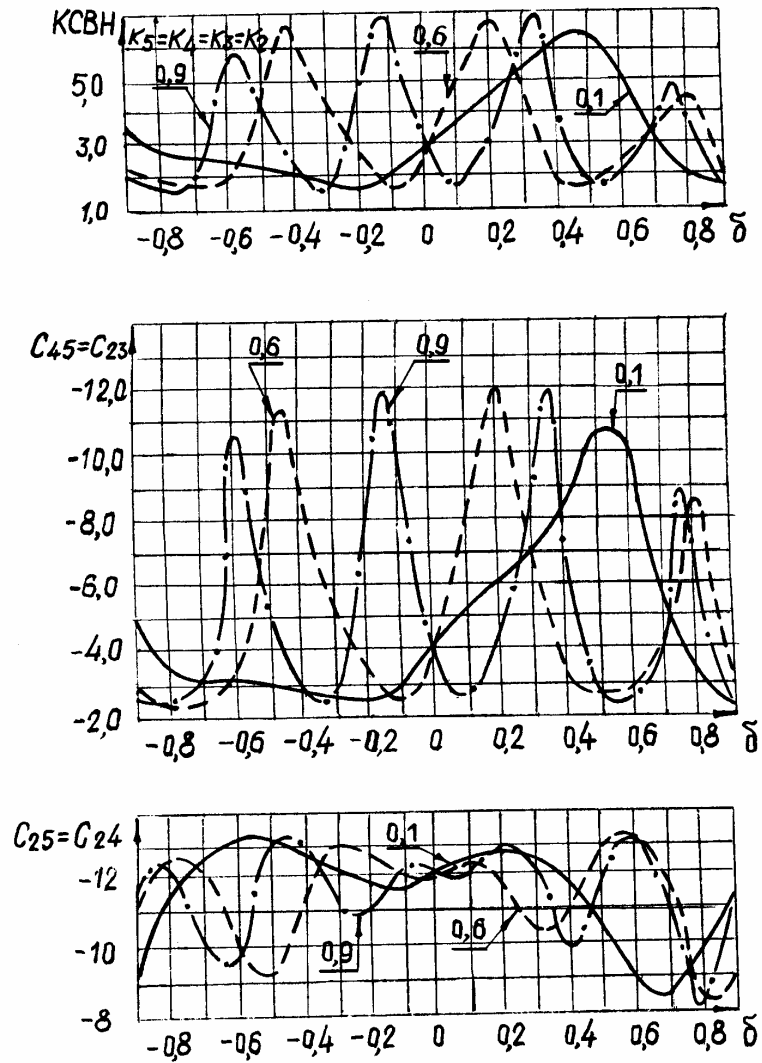


Рис.6.5. Частотные характеристики КСВН выходов и развязок между выходными каналами четырехканальных делителей без развязывающих резисторов : 0,1; 0,2; ... ; 0,9 – значения относительных длин соединительных линий

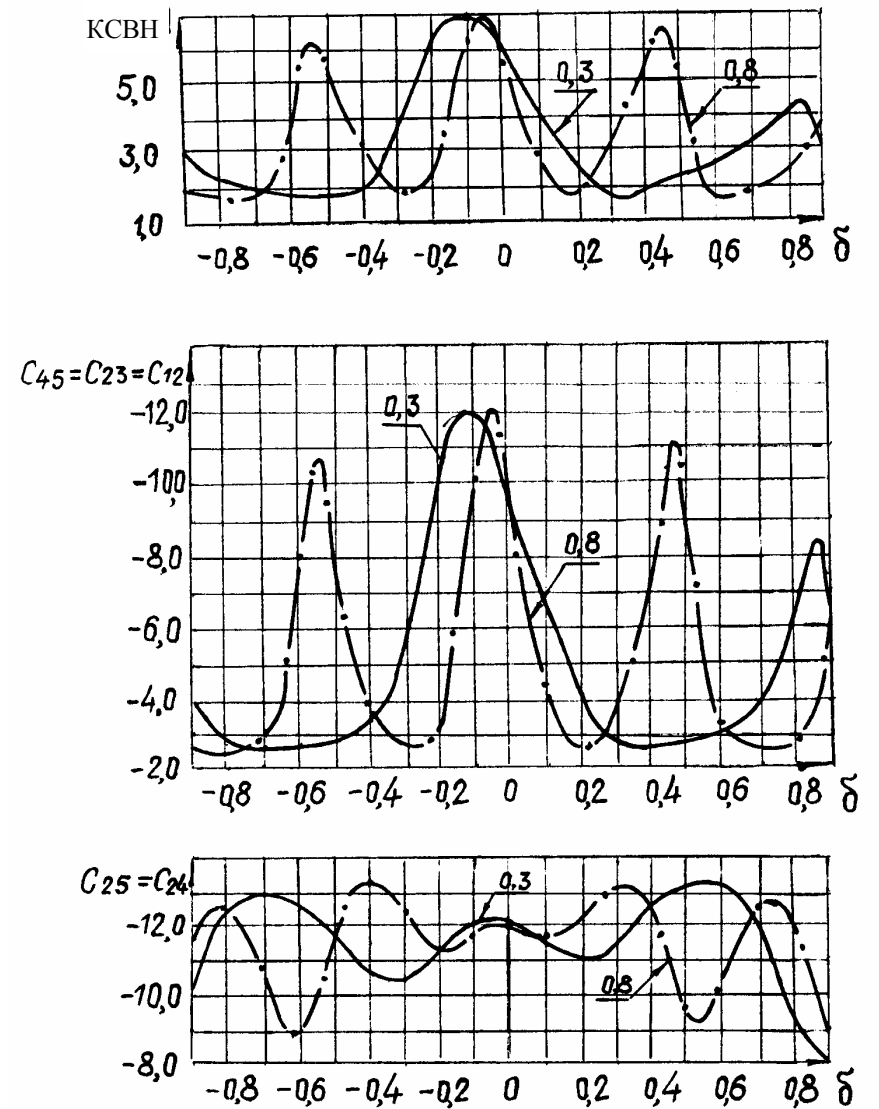


Рис.6.5. Продолжение

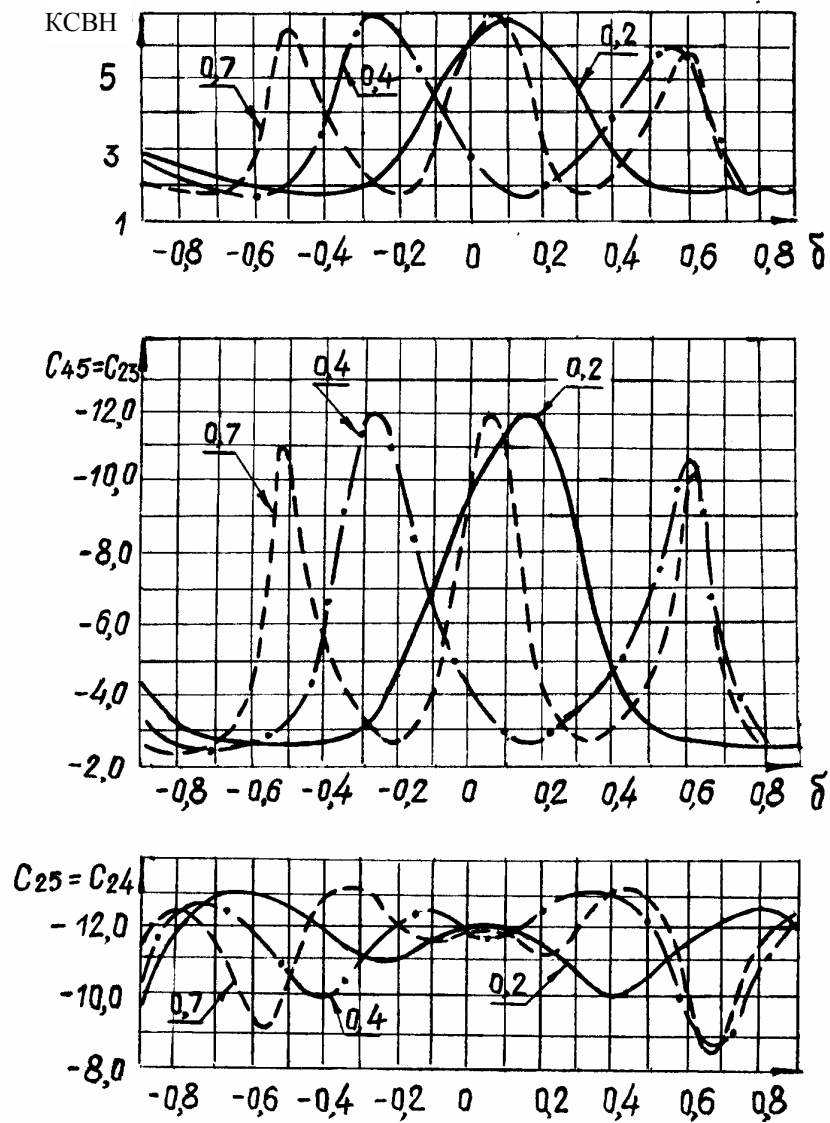


Рис.6.5. Продолжение

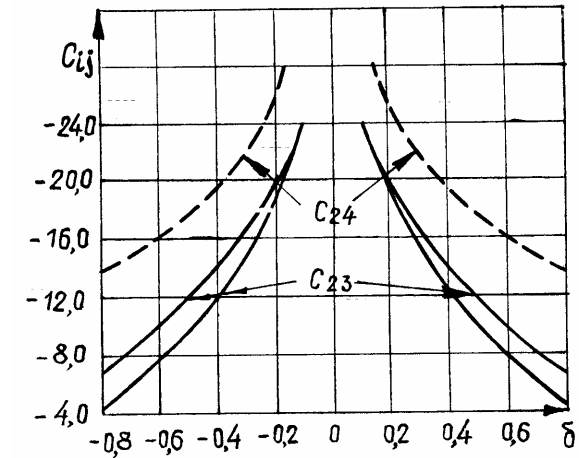


Рис.6.4. Частотные зависимости развязок между выходными каналами четырехканальных делителей
 меньшему значению КСВН выходов соответствует меньшее значение развязок.

Приведем результаты исследования математической модели еще одного типа делителя – последовательного прогрессивного делителя [30, 170]. Этот делитель широко применяется в антенных решетках [170] для возбуждения излучателей, его частотные характеристики были впервые исследованы в работе [30]. Топология и схема делителя приведены на рис.6.6. Используя выражения для последовательной СРМ (1.57), получим формулы для расчета коэффициентов матрицы рассеяния делителя

$$S'_{11} = S_{11} + S_{16}^2 (S_{77} + S_{78}^2 S_{99} - S_{77} S_{88} S_{99}) / \Delta,$$

$$S'_{12} = S_{12} + S_{16} S_{26} (S_{77} + S_{78}^2 S_{99} - S_{77} S_{88} S_{99}) / \Delta,$$

$$S'_{13} = [S_{37} S_{16} (1 - S_{88} S_{99}) + S_{38} S_{16} S_{78} S_{99}] / \Delta,$$

$$S'_{14} = S_{49} S_{16} S_{78} / \Delta, \quad S'_{15} = S_{59} S_{16} S_{78} / \Delta,$$

$$S'_{21} = S_{21} + S_{16} S_{26} (S_{77} + S_{78}^2 S_{99} - S_{77} S_{88} S_{99}) / \Delta,$$

$$S'_{22} = S_{22} + S_{26} (S_{77} + S_{78}^2 S_{99} - S_{77} S_{88} S_{99}) / \Delta,$$

$$S'_{23} = [S_{26} S_{37} (1 - S_{88} S_{99}) + S_{38} S_{26} S_{78} S_{99}] / \Delta,$$

$$S'_{24} = S_{49} S_{26} S_{78} / \Delta, \quad S'_{25} = S_{59} S_{26} S_{78} / \Delta,$$

$$\begin{aligned}
 S'_{31} &= [S_{16}S_{37}(1 - S_{88}S_{99}) + S_{38}S_{16}S_{78}S_{99}] / \Delta, \\
 S'_{32} &= [S_{26}S_{37}(1 - S_{88}S_{99}) + S_{26}S_{38}S_{78}S_{99}] / \Delta, \\
 S'_{33} &= S_{33} + \{S_{37}^2S_{66}(1 - S_{88}S_{99}) + S_{38}[S_{37}S_{66}S_{78}S_{99} + \\
 &\quad + S_{38}S_{99}(1 - S_{77}S_{66})]\} / \Delta, \\
 S'_{34} &= \{S_{49}[S_{37}S_{66}S_{78} + S_{38}(1 - S_{77}S_{66})]\} / \Delta, \\
 S'_{35} &= S_{59}[S_{37}S_{66}S_{78} + S_{38}(1 - S_{66}S_{78})] / \Delta, \\
 S'_{41} &= S_{16}S_{49}S_{78} / \Delta, \quad S'_{42} = S_{26}S_{49}S_{78} / \Delta, \\
 S'_{43} &= [S_{38}S_{49}(1 - S_{66}S_{77}) + S_{37}S_{49}S_{66}S_{78}] / \Delta, \\
 S'_{44} &= S_{44} + [S_{49}^2(S_{88} - S_{66}S_{77}S_{88} + S_{78}^2S_{66})] / \Delta, \\
 S'_{45} &= S_{45} + [S_{59}S_{49}(S_{88} - S_{66}S_{77}S_{88} + S_{78}^2S_{66})] / \Delta, \\
 S'_{51} &= S_{16}S_{59}S_{78} / \Delta, \quad S'_{52} = S_{26}S_{59}S_{78} / \Delta, \\
 S'_{53} &= [S_{37}S_{59}S_{66}S_{78} + S_{38}S_{59}(1 - S_{66}S_{77})] / \Delta, \\
 S'_{54} &= S_{54} + S_{59}S_{49}(S_{88} - S_{66}S_{77}S_{88} + S_{78}^2S_{66}) / \Delta, \\
 S'_{55} &= S_{55} + S_{59}^2(S_{88} - S_{66}S_{77}S_{88} + S_{78}^2S_{66}) / \Delta, \\
 \Delta &= S_{66}(S_{77}S_{88}S_{99} - S_{77} - S_{78}^2S_{99}) - S_{88}S_{99} + 1.
 \end{aligned}
 \tag{6.11}$$

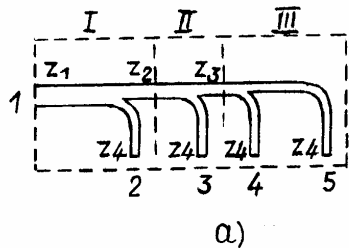
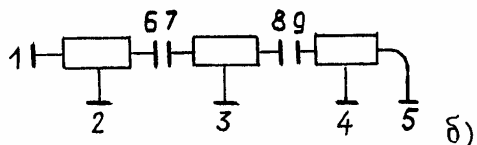


Рис.6.6. Топология (а) и схема (б) делителя последовательного типа



Коэффициенты матрицы рассеяния разветвлений в выражениях (6.11) определяются из соотношений (2.14) и имеют вид

$$\begin{aligned}
 [S]_{\text{I}} &= \begin{bmatrix} z_2z_4 - z_1(z_2 + z_4) & 2z_4\sqrt{z_1z_2} & 2z_2\sqrt{z_1z_4} \\ 2z_4\sqrt{z_1z_2} & z_1z_4 - z_2(z_1 + z_4) & 2z_1\sqrt{z_2z_4} \\ 2z_2\sqrt{z_1z_4} & 2z_1\sqrt{z_2z_4} & z_1z_2 - z_4(z_1 + z_2) \end{bmatrix} A, \\
 A &= (z_1z_2 + z_1z_4 + z_2z_4)^{-1}; \\
 [S]_{\text{II}} &= \begin{bmatrix} z_3z_4 - z_2(z_3 + z_4) & 2z_4\sqrt{z_2z_3} & 2z_3\sqrt{z_2z_4} \\ 2z_4\sqrt{z_2z_3} & z_2z_4 - z_3(z_2 + z_4) & 2z_2\sqrt{z_3z_4} \\ 2z_3\sqrt{z_2z_4} & 2z_2\sqrt{z_3z_4} & z_2z_3 - z_4(z_2 + z_3) \end{bmatrix} A, \\
 A &= (z_2z_3 + z_2z_4 + z_3z_4)^{-1}; \\
 [S]_{\text{III}} &= \begin{bmatrix} z_4 - 2z_3 & 2\sqrt{z_3z_4} & 2\sqrt{z_3z_4} \\ 2\sqrt{z_3z_4} & -z_4 & 2z_3 \\ 2\sqrt{z_3z_4} & 2z_3 & -z_4 \end{bmatrix} (z_4 + 2z_3)^{-1}.
 \end{aligned}
 \tag{6.12}$$

Потребуем, чтобы модуль коэффициента отражения входа $|S'_{11}|$ в выражении (6.11) равнялся нулю

$$|S'_{11}| = 0, \tag{6.13}$$

Из соотношений (6.12) с учетом (6.13) получаем

$$\begin{aligned}
 z_2z_4 - z_1(z_2 + z_4) &= 0, \\
 z_3z_4 - z_2(z_3 + z_4) &= 0, \\
 z_4 - 2z_3 &= 0.
 \end{aligned}
 \tag{6.14}$$

Задаваясь значением сопротивления $z_1 = 22,5$ Ом, из выражений (6.14) определяем

$$z_2 = 30 \text{ Ом}, \quad z_3 = 45 \text{ Ом}, \quad z_4 = 90 \text{ Ом}.$$

Учитывая, что $S'_{ik} = |S_{ik}|e^{-j\theta}$ и $S'_{ii} = |S_{ii}|e^{-j2\theta}$ ($\theta = 2\pi l/\lambda$ – электрическая длина соединительной линии между тройниками) и зная z_1, z_2, z_3, z_4 из соотношений (6.11) получим численные значения коэффициентов матрицы рассеяния делителя

$$\begin{aligned}
S'_{11} &= 0, \quad S'_{21} = S'_{12} = (1/2)e^{-j\theta}, \quad S'_{13} = S'_{31} = (1/2)e^{-j2\theta}, \quad S'_{14} = S'_{41} = (1/2)e^{-j3\theta}, \\
S'_{22} &= (-3/4)e^{-j2\theta}, \quad S'_{23} = S'_{32} = (1/4)e^{-j2\theta}, \quad S'_{24} = S'_{25} = S'_{42} = S'_{52} = (1/4)e^{-j3\theta}, \\
S'_{33} &= (-2/3)e^{-j2\theta} - (1/12)e^{-j4\theta}, \quad S'_{34} = S'_{35} = S'_{43} = S'_{53} = (1/3)e^{-j2\theta} - (1/12)e^{-j5\theta}, \\
S'_{44} &= (-1/2)e^{-j2\theta} - (1/6)e^{-j4\theta} - (1/12)e^{-j6\theta}, \\
S'_{45} = S'_{54} &= (1/2)e^{-j\theta} - (1/6)e^{-j4\theta} - (1/12)e^{-j6\theta}, \\
S'_{55} &= (-1/2)e^{-j2\theta} - (1/6)e^{-j4\theta} - (1/12)e^{-j6\theta}.
\end{aligned} \tag{6.15}$$

На рис.6.7 приведены результаты моделирования АЧХ делителя в диапазоне относительных частотных расстройок $\delta = \pm 0,9$ для трех значений длин соединительных линий: $l = \lambda/3, \lambda/4, \lambda/6$.

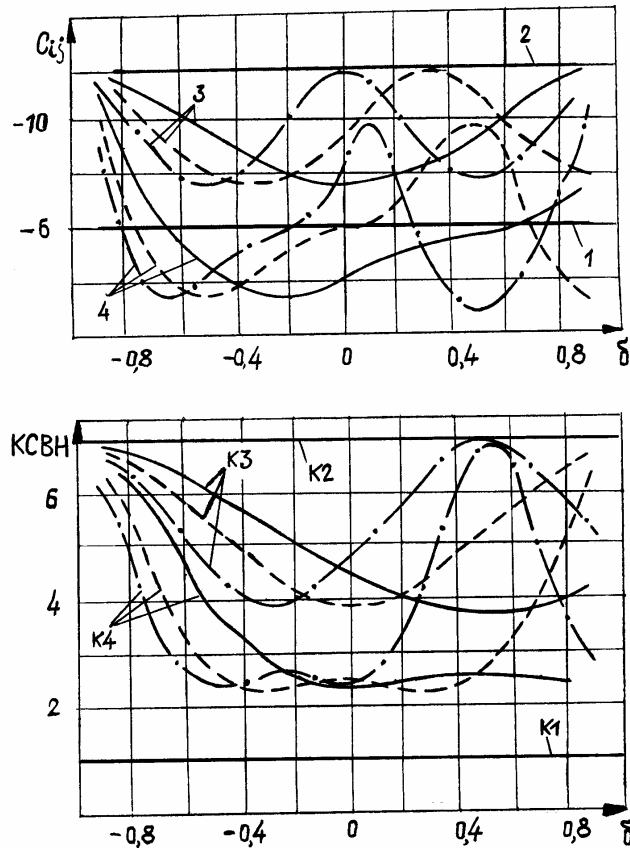


Рис.6.7. Частотные характеристики делителя последовательного типа :
1 - $C_{12} = C_{13} = C_{14} = C_{15}$; 2 - $C_{23} = C_{24} = C_{25}$; 3 - $C_{34} = C_{33}$; 4 - C_{45}

Из результатов моделирования делителя можно заключить:

1. КСВН входа делителя (K_1) не зависит от частоты и равен 1.
2. КСВН выхода 2 (K_2) не зависит от частоты и равен 7.
3. КСВН плеч 3, 4, 5 существенно зависят от частоты и изменяют свои значения от 2,25 до 7.
4. Мощность входного сигнала делится поровну между выходными каналами делителя и не зависит от частоты.
5. Модули коэффициентов передачи плеч $|S_{23}| = |S_{24}| = |S_{25}|$ частотно независимы и составляют величину 12 дБ.
6. Модули коэффициентов передачи $|S_{31}| = |S_{35}| = |S_{45}|$ изменяются в диапазоне частот от 3 до 12 дБ.
7. Коэффициенты деления тройников соответствуют значениям членов гармонического ряда и соответственно равны 1, 1/2, 1/3. По-видимому в зарубежной литературе этот делитель и получил название прогрессивного [170, 176], поскольку обратные значения коэффициентов деления соответствуют значениям членов арифметической прогрессии.

6.2. Исследование восьмиканальных делителей

Восьмиканальный делитель (ВД) (рис.6.8) является основным строительным блоком многоканальных СРМ и его параметры определяют параметры СРМ в целом [8]. Характеристики ВД можно исследовать как с помощью общих формул и алгоритмов (1.52, 1.54), так и с помощью выражений, полученных нами специально для ВД, выполненных из симметричных элементов [8]

$$\begin{aligned}
S_{11} &= S_{11}^I + \frac{2(S_{12}^I)^2 \left[S_{11}^{II} + \frac{2(S_{12}^{II})^2 S_{11}^{III}}{1 - (S_{22}^{II} + S_{23}^{II}) S_{11}^{III}} \right]}{1 - (S_{22}^I + S_{23}^I) \left[S_{11}^{II} + \frac{2(S_{12}^{II})^2 S_{11}^{III}}{1 - (S_{22}^{II} + S_{23}^{II}) S_{11}^{III}} \right]}, \\
S_{12} &= \frac{S_{12}^I S_{12}^{II} S_{12}^{III} \left[1 - (S_{22}^{II} + S_{23}^{II}) S_{11}^{III} \right]^{-1}}{1 - (S_{22}^I + S_{23}^I) \left[S_{11}^{II} + \frac{2(S_{12}^{II})^2 S_{11}^{III}}{1 - (S_{22}^{II} + S_{23}^{II}) S_{11}^{III}} \right]},
\end{aligned}$$

$$S_{22} = S_{22}^{\text{III}} + \frac{\left[S_{22}^{\text{II}}(1 - S_{22}^{\text{II}}S_{11}^{\text{III}}) + (S_{23}^{\text{II}})^2 S_{11}^{\text{III}} \right] (S_{12}^{\text{III}})^2}{\left[1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}} \right] \left[1 - (S_{22}^{\text{II}} - S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}} \right]} + \frac{B}{A},$$

$$S_{23} = S_{23}^{\text{III}} + \frac{\left[S_{22}^{\text{II}}(1 - S_{22}^{\text{II}}S_{11}^{\text{III}}) + (S_{23}^{\text{II}})^2 S_{11}^{\text{III}} \right] (S_{12}^{\text{III}})^2}{\left[1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}} \right] \left[1 - (S_{22}^{\text{II}} - S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}} \right]} + \frac{B}{A},$$

$$S_{24} = S_{23}^{\text{II}} (S_{12}^{\text{III}})^2 \left\{ \left[1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}} \right] \left[1 - (S_{22}^{\text{II}} - S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}} \right] \right\}^{-1} + \frac{B}{A},$$

$$S_{26} = S_{23}^{\text{I}} \left[\frac{S_{12}^{\text{II}} S_{13}^{\text{III}}}{1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}}} \right]^2 A^{-1},$$

$$A = \left[1 - (S_{22}^{\text{I}} + S_{23}^{\text{I}}) \left(S_{11}^{\text{II}} + \frac{2(S_{12}^{\text{II}})^2 S_{11}^{\text{III}}}{1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}}} \right) \right] \times$$

$$\times \left[1 - (S_{22}^{\text{I}} - S_{23}^{\text{I}}) \left(S_{11}^{\text{II}} + \frac{2(S_{12}^{\text{II}})^2 S_{11}^{\text{III}}}{1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}}} \right) \right],$$

$$B = \left\{ S_{22}^{\text{I}} \left[1 - S_{22}^{\text{I}} \left(S_{11}^{\text{II}} + \frac{2(S_{12}^{\text{II}})^2 S_{11}^{\text{III}}}{1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}}} \right) \right] + \right.$$

$$\left. + (S_{23}^{\text{I}})^2 \left(S_{11}^{\text{II}} + \frac{2(S_{12}^{\text{II}})^2 S_{11}^{\text{III}}}{1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}}} \right) \right\} \left[\frac{S_{12}^{\text{II}} S_{12}^{\text{III}}}{1 - (S_{22}^{\text{II}} + S_{23}^{\text{II}})S_{11}^{\text{III}}} \right],$$

где индексы I, II, III указывают на принадлежность коэффициентов матрицы рассеяния двухканальным делителям 1, 2, 3 рядов соответственно. В приведенных ниже результатах исследования ВД основное внимание было уделено влиянию длин соединительных линий, длин балластных сопротивлений и использованию различных двухканальных элементов деления. В процессе исследований было установлено, что наиболее чувствительным параметром ВД является КСВН входа. Этому параметру и уделено большее внимание в приведенных ниже результатах.

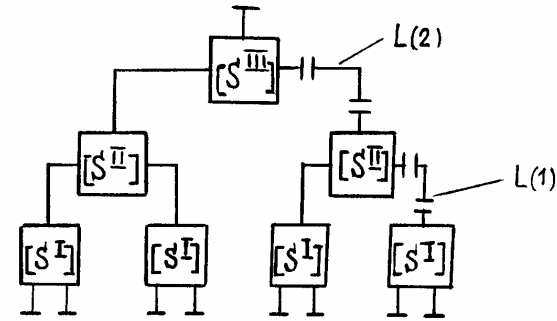


Рис.6.8. Схема восьмиканального делителя

Исследование ВД, построенных из различных двухканальных элементов деления (в качестве элементов брались кольцевой мост, модифицированный кольцевой мост, мост из сочлененных квадратов), позволило сделать следующие заключения. Наиболее широкополосными являются ВД, выполненные из кольцевых делителей и модифицированных кольцевых мостов. Самыми узкополосными являются ВД, построенные из мостов на сочлененных квадратах. Строгое математическое моделирование подтвердило интуитивный вывод о том, что широкополосность двухканального элемента деления обеспечивает и широкополосность ВД в целом. На рис.6.9 показаны результаты расчета КСВН входа ВД для различных длин соединительных линий между рядами элементов деления (элемент деления – кольцевой делитель с нулевой длиной резистора). Поскольку может быть бесчисленное сочетание длин соединительных линий, то при выборе длин, указанных на рисунке, исходили из следующего. При равномерном расположении выходов ВД с шагом близким к половине длины волны, относительные длины соединительных линий между 1 и 2, 2 и 3 рядами элементов деления близки к значениям 0,5 и 0,1 соответственно. В планарных конструкциях имеется возможность увеличивать длины соединительных линий в незначительных пределах. Результаты, приведенные на рис.6.9, показывают, что путем изменения длин соединительных линий можно изменять КСВН ВД как в определенной полосе частот, так и в заданной частотной точке. В представленных результатах длины линий увеличивались в пределах 20%. Так, при длинах, соответствующих линии 1 (см. рис.6.9), уровень КСВН=1,4 сохраняется в полосе частот +16%, а при длинах, соответствующих линии 2, то же значение КСВН обеспечивается в полосе частот +22%. С помощью длин соединительных линий, можно также перемещать или подавлять максимумы КСВН, что важно, как будет показано ниже, при построении многоканальных СРМ из элементов со специально сформированными характеристиками КСВН входов. Так же, как и в четырехканальных делителях, в ВД максимальный КСВН входа в любой частотной точке не превосходит величины K_1^3 (K_1 –

КСВН двухканального элемента деления). На параметры ВД, построенных из кольцевых двухканальных делителей, существенным образом влияет длина развязывающего резистора. На рис.6.10 приведены частотные характеристики ВД, в которых относительные длины резисторов равны 0, 0,1, 0,2, 0,32. Соединительные линии между рядами элементов деления равны $L(1)= 0,644$, $L(2)=1,181$. Приведенные результаты свидетельствуют о том, что длина резистора самым существенным образом влияет на все характеристики делителя. Характер частотной зависимости КСВН входа изменяется как качественно, так и количественно. При относительной частотной расстройке $\delta = 0$ КСВН входа увеличивается от 1 до 1,6 с изменением относительной длины резистора от 0 до 0,32. В коэффициентах передачи каналов влияние длины резистора проявляется в дополнительных потерях за счет рассеивания части мощности в резисторах. В частности, при длине резистора $0,32 \lambda/4$ дополнительные потери составляют 0,2 дБ. Так же, как и в двухканальном элементе деления, максимумы и различные уровни развязок смещаются в область высоких частот. Смещение максимумов соответствует графику рис.5.3, а частотные расстройки, соответствующие уровню развязки 20 дБ, отличаются на 3 – 10%. Из приведенных результатов видно, что при определенных длинах развязывающих резисторов возможно совмещение минимумов КСВН входа и максимумов развязок между выходными каналами. Это выполняется, например, для относительной длины резистора 0,2. В меньшей мере в исследуемом диапазоне частот длина резистора влияет на КСВН выходов.

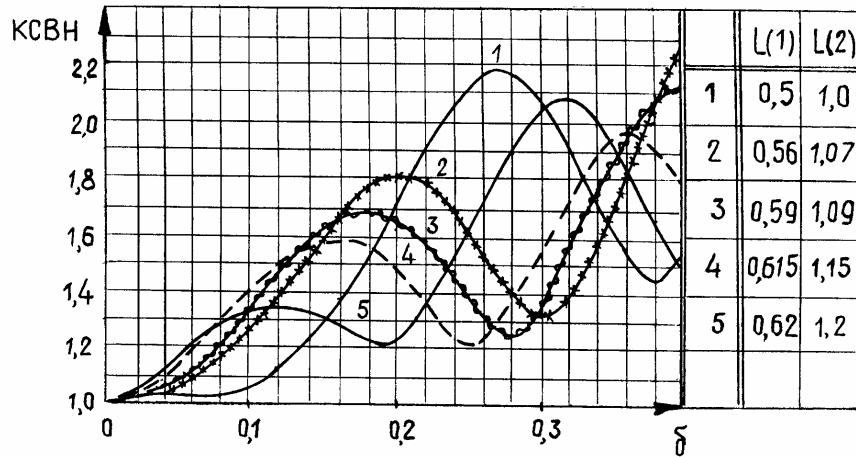


Рис.6.9. Частотные характеристики КСВН входа восьмиканальных делителей при различных длинах соединительных линий

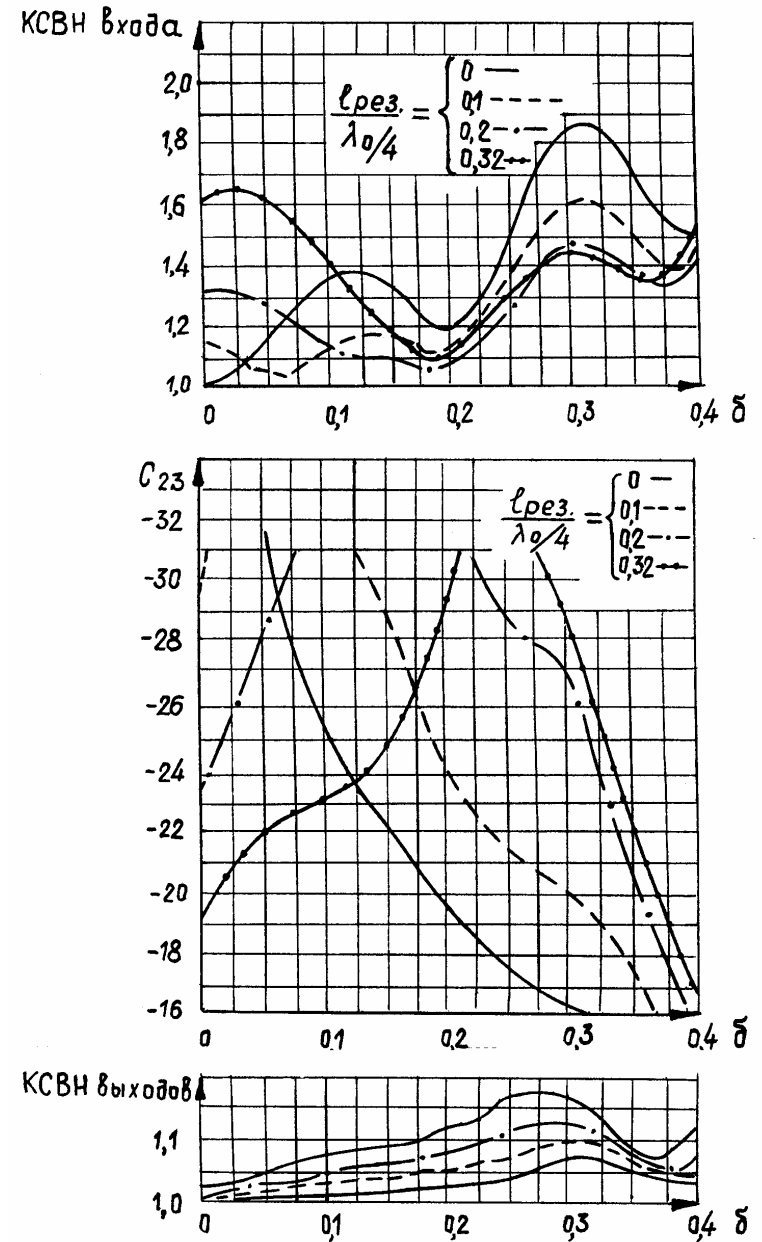


Рис.6.10. Начало

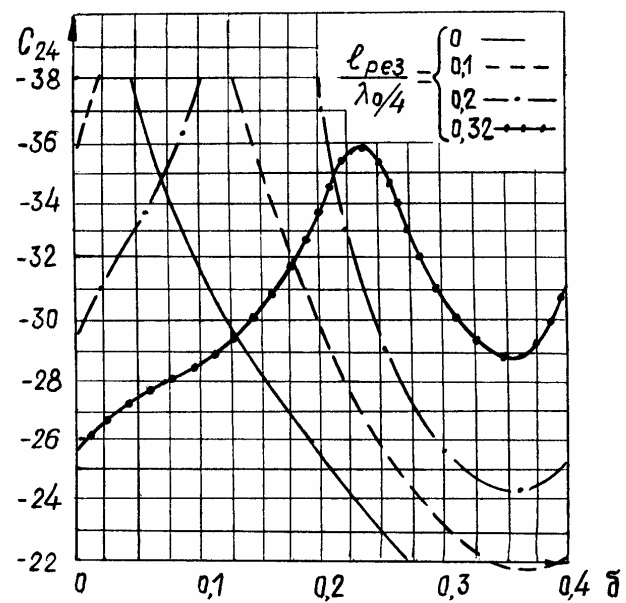
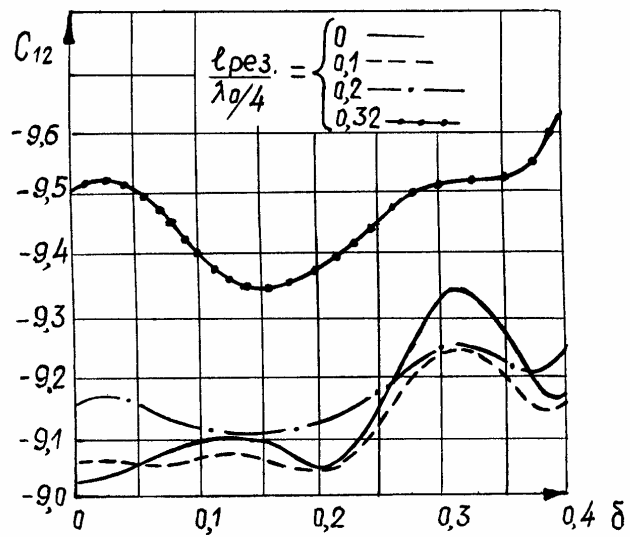


Рис.6.10. Частотные характеристики восьмиканальных делителей при различных длинах развязывающих делителей

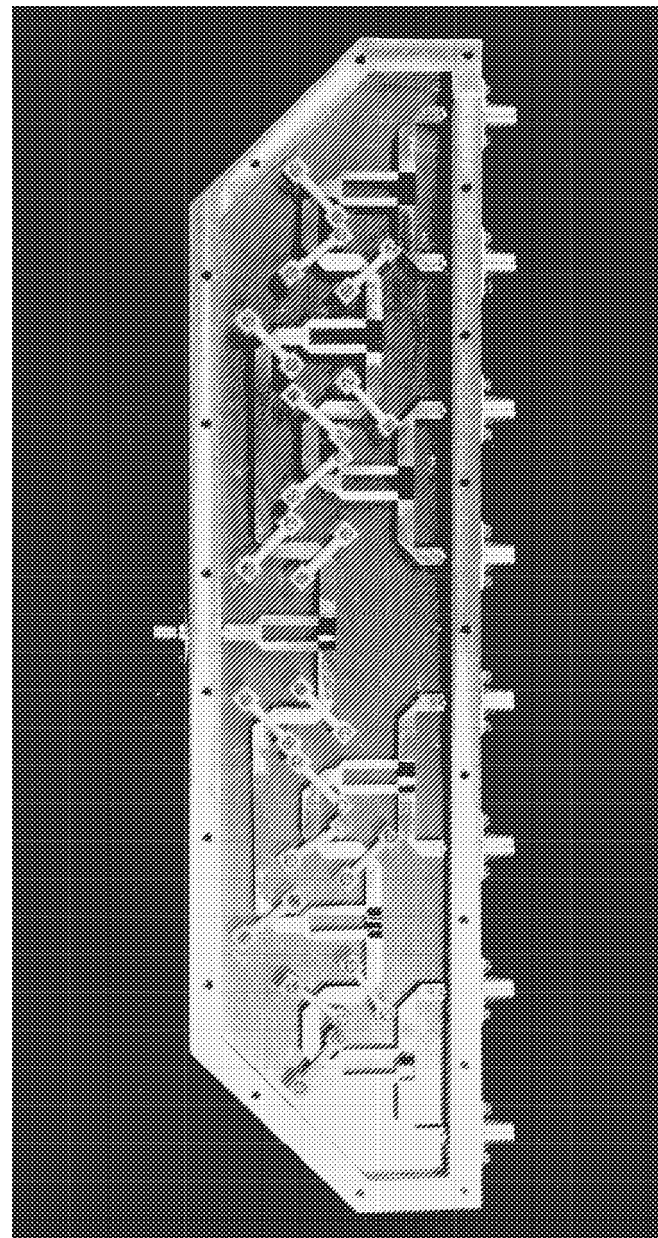


Рис.6.10. Продолжение. Конструкция делителя на 8 каналов

Проведенные исследования дают основания сделать вывод о том, что учет длины резистора при проектировании многоканальных систем является обязательным условием. Область частотных расстройек, в которой система будет иметь приемлемые развязки между выходными каналами, с достаточной точностью определяется с помощью графиков рис.5.3.

Таким образом, мы проиллюстрировали влияние длин соединительных линий и длин балластных резисторов на параметры ВД в заданной полосе частот. На рис.6.11 приведены характеристики одного из вариантов оптимизированного делителя. Параметры были достигнуты следующим образом. В практической конструкции делителя длина балластного резистора оказалась равной $0,25\lambda_0$ минимальные длины соединительных линий были $0,5\lambda_0$ и λ_0 соответственно. Изменением длин соединительных линий до значений $0,593\lambda_0$ и $1,06\lambda_0$ в диапазоне относительных частотных расстройек $\delta = -0,2 \dots +0,3$ был получен КСВН входа меньше 1,3 и развязка между выходными каналами больше 20 дБ. После этого были рассчитаны остальные параметры ВД. В частности, в спроектированном ВД отклонение ФЧХ от линейного закона не превы-

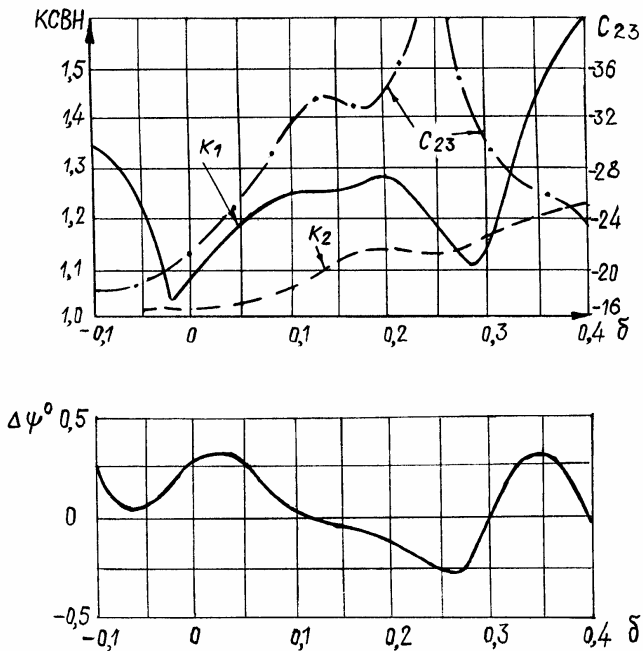


Рис.6.11. Частотные характеристики восьмиканального делителя с оптимизированными длинами соединительных линий

шает $\pm 0,5^\circ$ (рис.6.11,а,б). Описанная процедура оптимизации характеристик ВД применялась для многих других практических конструкций и всегда давала положительные результаты. Одна из таких конструкций показана на рис.6.10.

6.3. Исследование делителей мощности на 16 каналов

Исследование частотных характеристик делителей на 16 каналов проводилось с помощью алгоритма (1.52) с различными типами элементов деления. Результаты исследования делителя из кольцевых мостов приведены на рис.6.12. Характерными особенностями делителя является сильная неравномерность амплитуд коэффициентов передачи каналов и разброс электрических длин каналов. Отметим, что разброс электрических длин каналов имеет не случайный, а вполне закономерный характер, обусловленный характеристиками кольцевого моста. На рис.6.12,в,г показано, каким образом разброс фаз и амплитуд распределен между каналами делителя. Так при $\delta = \pm 0,2$ в интервале $0 - 10^\circ$ лежит 1 канал, $-10 - 20^\circ$ – 4 канала, $20 - 30^\circ$ – 6 каналов, $30 - 40^\circ$ – 4 канала и $40 - 50^\circ$ – 1 канал. При этом амплитуды коэффициентов передачи каналов лежат в пределах $-9 \dots -10,5$ дБ; $-10,5 \dots -12$ дБ; $-12 \dots -13,5$ дБ; $-13,5 \dots -15$ дБ; $-15 \dots -16,5$ дБ соответственно. При $\delta = \pm 0,1$ эти разбросы меньше (см. рис.6.12,г). Из характеристик, изображенных на рис.6.12 следует, что при приемлемых КСВН плеч и развязок между выходными каналами в 40 % полосе частот разброс амплитуд достигает 6 дБ, фаз – 50° . Указанные недостатки устраняются в делителе, построенном из модифицированных кольцевых мостов. В этом устройстве, в силу симметрии элемента деления, отсутствуют разброс амплитуд и фаз коэффициентов передачи каналов. Однако, амплитуды коэффициентов передачи каналов в диапазоне частот неравномерны. Неравномерность обусловлена тем, что при отстройке от резонансной частоты часть поступающей на вход мощности рассеивается в балластных нагрузках. Частотные характеристики одного из вариантов делителя изображены на рис.6.13.

Результаты моделирования делителя на 16 каналов, построенного из мостов на сочлененных квадратах, показаны на рис.6.14. Серьезным недостатком этого делителя является резкое нарастание потерь в каналах за пределами полосы частот $\pm 10\%$. Потери обусловлены рассеиванием мощности в балластных нагрузках элементов деления. Другим недостатком является большая неравномерность фазы коэффициента передачи.

Для всех рассмотренных выше типов делителей характерно влияние на параметры длин соединительных линий. В сильной степени они влияют на КСВН входа и более слабо на развязку и КСВН выходов.

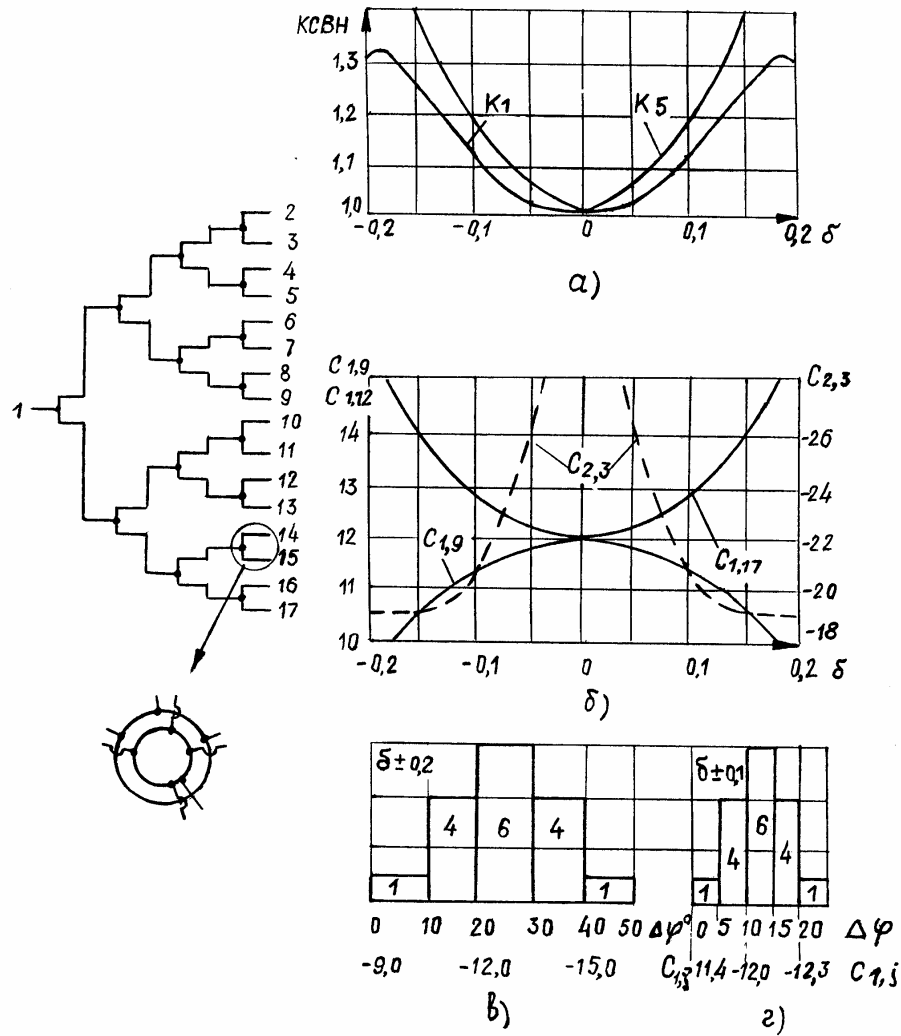


Рис.6.12. Частотные характеристики делителя на16 каналов

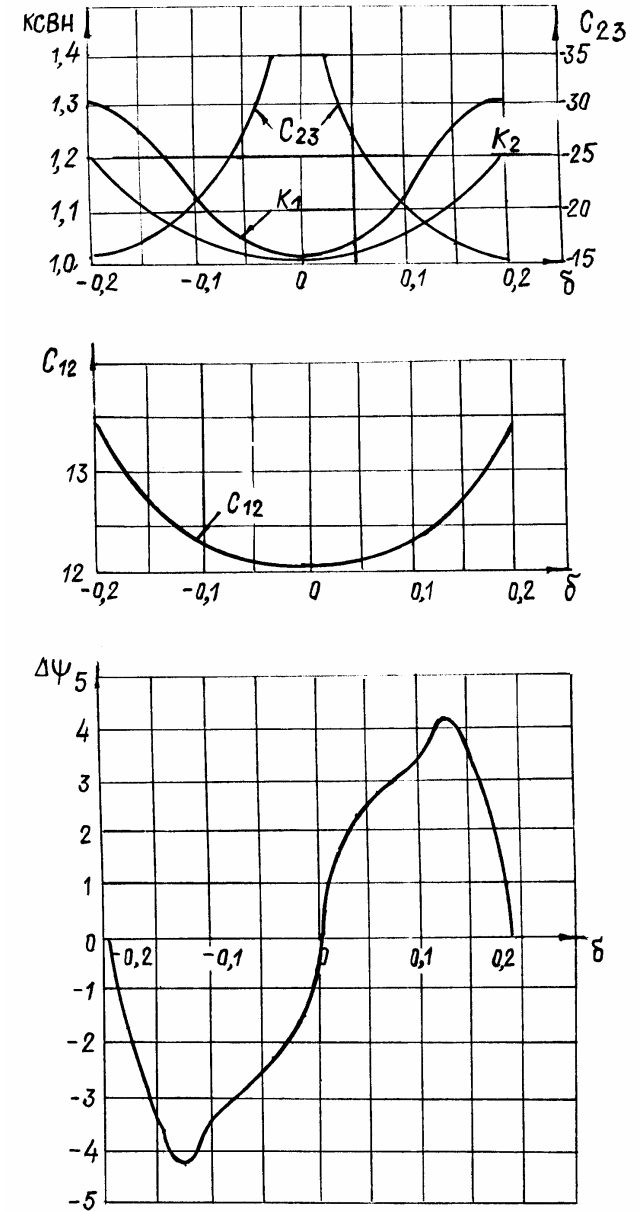


Рис.6.13. Частотные характеристики делителя на16 каналов, выполненного из модифицированных кольцевых мостов

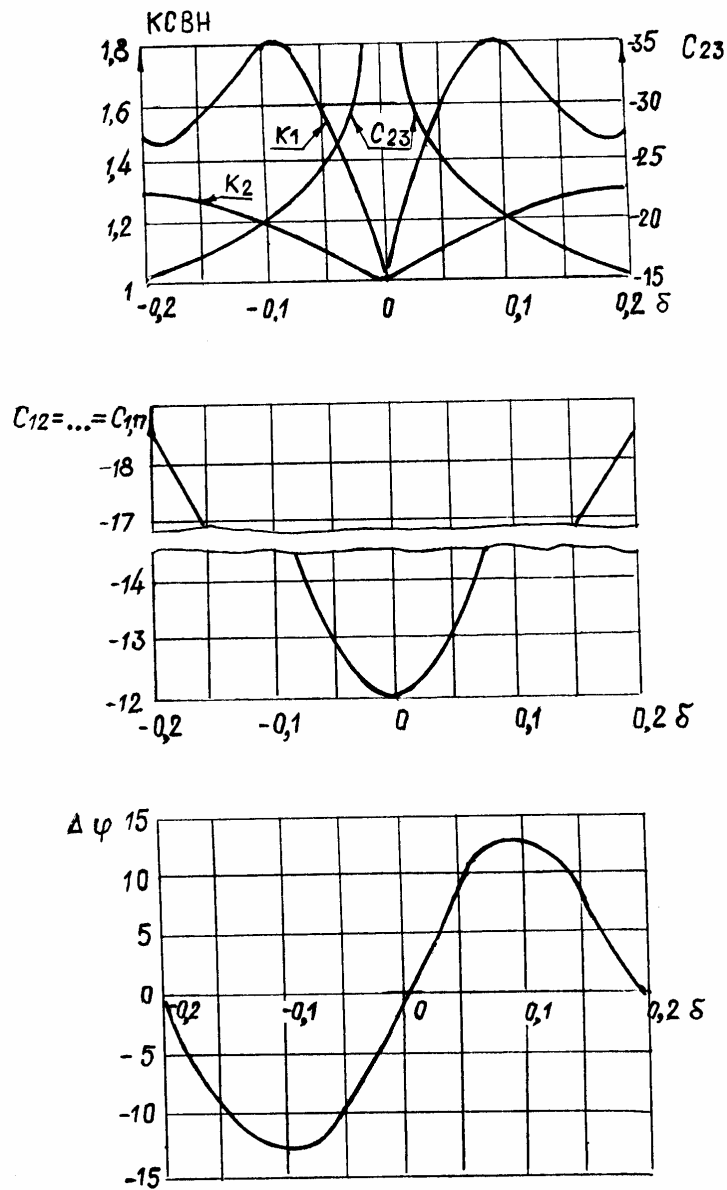


Рис.6.14. Частотные характеристики делителя на 16 каналов, выполненного из мостов на сочлененных квадратах

6.4. Исследование делителей мощности на 64 канала

Делители на 64 канала исследовались в работах [24, 128, 153]. Структура делителя на 64 канала изображена на рис.6.15. Делитель представлен в виде n рядов. В каждом ряду расположены одинаковые элементы деления. Ряды элементов деления соединяются линиями передачи $L(i)$, где i указывает на расположение соединительных линий между i -м и $i-1$ -м рядами. Если СВЧ цепь рис.6.15 ограничить шестью рядами, то получится делитель мощности на 64 канала, содержащий 63 двухканальных элемента деления и 62 соединительных линии передачи. Выберем в качестве двухканального элемента деления кольцевой делитель, модель которого получена в разделе 2. С помощью алгоритма (1.54) выполним расчет частотных характеристик нескольких вариантов делителя, представляющих как теоретический, так и практический интерес. Исходные данные для расчета различных вариантов делителей приведены в таблице 6.1. Результаты моделирования нулевого варианта делителя представлены на рис.6.16 и 6.17, где использованы следующие обозначения: $|S_{11}|$, φ_{11} – модуль и аргумент коэффициента отражения входа делителя, $|S_{21}|$, φ_{21} – модуль и аргумент коэффициента передачи канала делителя; на рис.6.16, $|S_{21}|$ изменяется от $1/64$ в центре до $0,0095$ на периферии, $|S_{11}|$ изменяется от нуля в центре до $\approx 0,97$ на периферии. Результаты моделирования нулевого варианта делителя изображены в полярной (рис.6.16) и декартовой (рис.6.17) системах координат, что наглядно иллюстрирует соответствие между модулями и фазами коэффициентов в широкой полосе частот. Изучение частотных характеристик нулевого варианта показало следующее: между квадратами модулей $|S_{11}|$ и $|S_{21}|$ имеет место соответствие

$$|S_{21}|^2 + 64|S_{11}|^2 = 1. \quad (6.17)$$

Аргументы коэффициентов S_{11} и S_{21} на участках 1,3,5 рис.6.16,а,б отличаются на $(2n+1)\pi$, а на участках 2, 4, 6 аргументы совпадают или отличаются на $(2n+1)\pi$, ($n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$). Аргумент S_{21} непрерывен. В диапазоне относительных частотных расстройк $\delta = \pm 0,5$ (полоса частот 100%) нелинейность ФЧХ составляет единицы градусов, неравномерность АЧХ – 0,6 дБ. При неравномерности АЧХ 3 дБ, нелинейность ФЧХ достигает десятков градусов в диапазоне относительных расстройк $\delta = \pm 0,72$. Исследованный нулевой вариант представляет теоретический интерес, как идеальная модель, поскольку между элементами деления длины соединительных линий равны нулю. Как было показано, выше длины соединительных линий влияют на частотные характеристики делителя. Для получения малого коэффициента отражения входа делителя в широкой полосе частот известно два способа.

Первый способ состоит в представлении делителя в виде трансформатора сопротивлений между одним

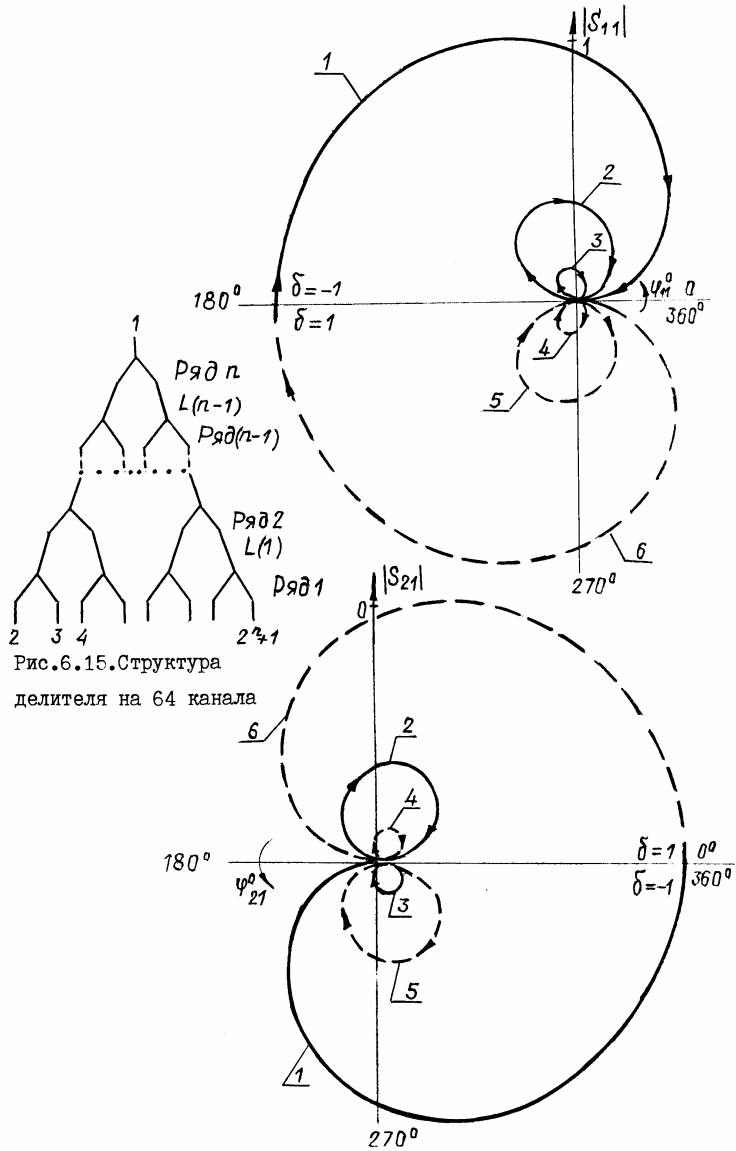


Рис.6.15. Структура делителя на 64 канала

Рис.6.16. Частотные характеристики делителя на 64 канала

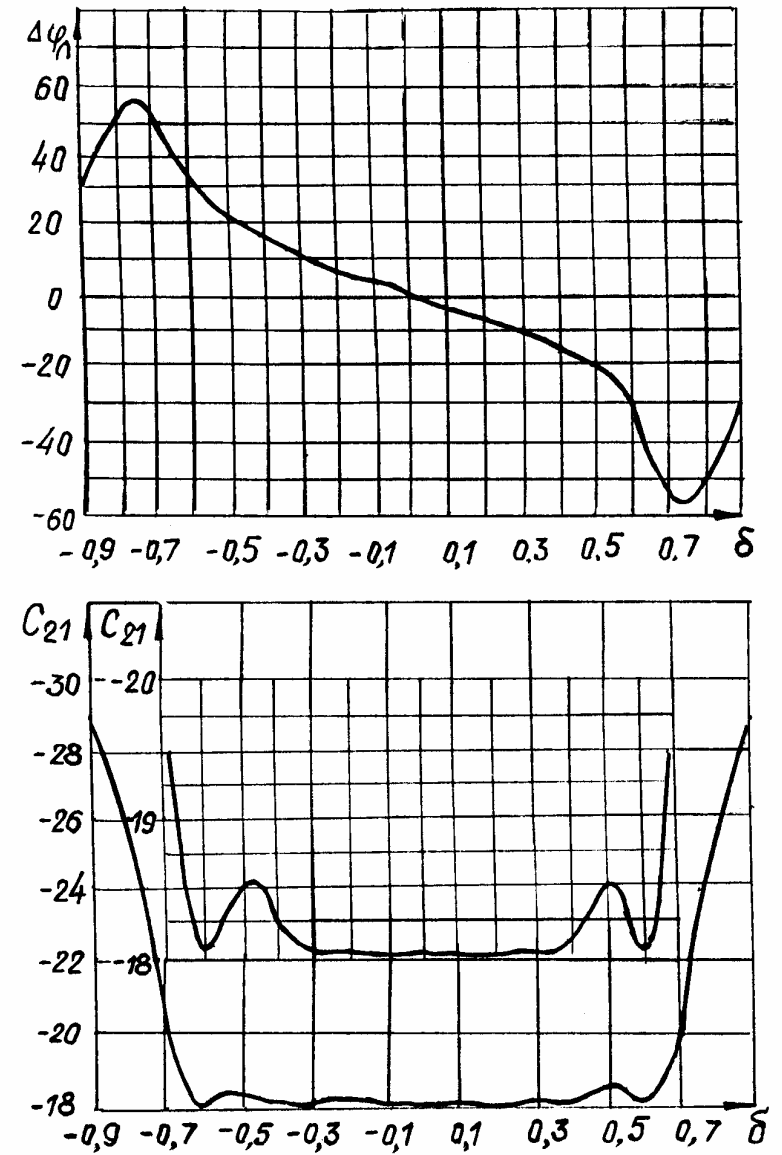


Рис.6.17. Частотные характеристики делителя на 64 канала с нулевыми длинами соединительных линий

Таблица 6.1

	Вариант									
$L(i)$	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$L(1)$	0	0,25	0,5	0,75	0,25	0,5	0,25	0,59	0,59	0,6
$L(2)$	0	0,25	0,5	0,75	0,50	0,25	0,75	1,06	1,06	1,0
$L(3)$	0	0,25	0,5	0,75	0,25	0,5	0,25	0,24	0,24	0,6
$L(4)$	0	0,25	0,5	0,75	0,5	0,25	0,75	0,59	0,59	0,6
$L(5)$	0	0,25	0,5	0,75	0,25	0,5	0,25	1,06	1,06	1,0
N	0	0	0	0	0	0	0,25	0,25	0,25	0,25

входом и несколькими выходами [17, 18, 118, 125]. В таком делителе в каждом из рядов элементарные двухканальные элементы разные. Ряды элементов соединяются одно- и многоступенчатыми трансформаторами. Второй способ [118, 125] заключается в подборе длин соединительных линий между рядами элементов деления, т.е. в многоканальном делителе все элементы деления выбираются одинаковыми, а подбором длин соединительных линий добиваются максимальной широкополосности при заданном коэффициенте отражения входа. Поскольку формулами (1.69) установлено, что расчет параметров канала делителя можно вести через параметры рассеяния эквивалентных четырехполюсников, то естественно распространить принципы получения широкополосных цепочек четырех-полюсников на многоканальные делители. В частности, в работе [203] неоднородности типа "шайба в коаксиальной линии" рекомендуют располагать на расстояниях четверть длины волны для протяженных трактов и на чередующихся расстояниях, равных четверти и половине длины волны для коротких трактов. В работе [26] $p-i-n$ диоды, включенные в линию передачи, рекомендуется располагать также на чередующихся расстояниях, равных четверти и половине длины волны. В работе [150] сделан вывод, что оптимальные длины соединительных линий в четырехканальном делителе равны половине длины волны. Исходя из этих рекомендаций и были выбраны длины соединительных линий, приведенные в таблице 6.1. Результаты расчета параметров приведены на

рис.6.18. Поскольку модуль $|S_{11}|$ имеет осциллирующий характер, а обычно интерес представляет максимальное значение $|S_{11}|$, то на рис.6.18,а,в

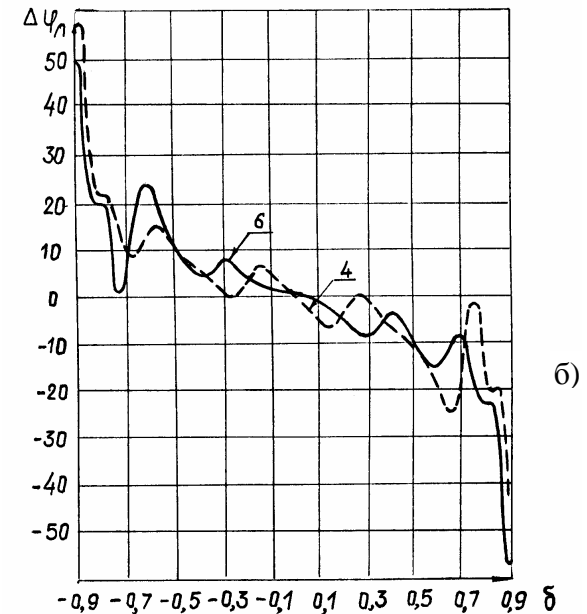
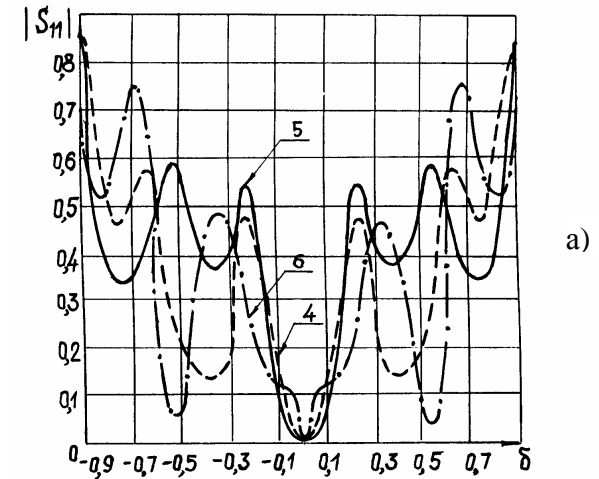
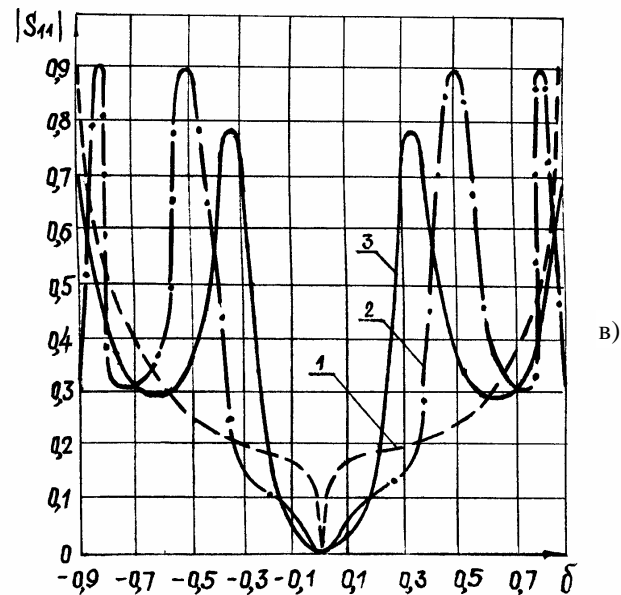
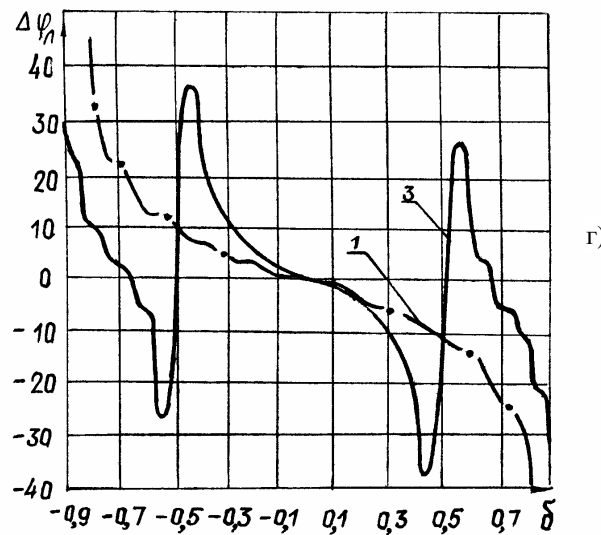


Рис.6.18. Частотные характеристики делителя на 64 канала (номера кривых соответствуют номерам вариантов табл. 6.1)



в)



г)

Рис.6.18. Продолжение

изображены огибающие максимумов модуля $|S_{11}|$. Неравномерность амплитуды коэффициента передачи делителя определяется по формуле

$$\Delta C_{21} = 101 \lg \left[\frac{1 - |S_{11}|_{\max}^2}{64} \right] + 18,06 \quad [\text{дБ}],$$

где $-18,06$ – амплитуда коэффициента передачи делителя на 64 канала при $\delta = 0$. Параметр $\Delta\varphi_n$ на рис.6.18,б,г характеризует линейность фазо-частотной характеристики коэффициента передачи делителя [24]. Приведенные на рис.6.18 зависимости и полученные расчеты позволили заключить следующее:

1. Широкополосность делителя можно оценивать как по уровню коэффициента отражения в полосе частот, так и по линейности аргумента коэффициента передачи. Более жесткой является оценка по второму параметру.

2. По уровню коэффициента отражения $0,1$ ($\Delta C_{21} = -0,045$ дБ) наиболее широкополосными являются делители, выполненные по вариантам 2 и 3. Модуль $|S_{11}| = 0,1$ сохраняется в диапазоне относительных расстройок $\delta = \pm 0,16$ (полоса частот 32%). Нелинейность аргумента коэффициента передачи при этом составляет $\pm 0,1^\circ$.

3. По уровню коэффициента отражения $0,2$ ($\Delta C_{21} = -0,18$ дБ) наиболее широкополосными являются делители, выполненные по вариантам 1 и 3. Модуль $|S_{11}| = 0,2$ сохраняется в диапазоне относительных расстройок $\delta = \pm 0,36$ (полоса частот 72%). В этом диапазоне отклонение аргумента коэффициента передачи от линейного закона для первого варианта составляет $\pm 0,7^\circ$, для третьего – $\pm 2^\circ$.

4. Максимальную широкополосность имеет делитель, выполненный по варианту 1. В диапазоне относительных расстройок $\delta = \pm 0,63$ (полоса частот 126%) модуль $|S_{11}| = 0,3$ ($\Delta C_{21} = -0,41$ дБ), нелинейность аргумента коэффициента передачи составляет $\pm 1,5^\circ$.

5. Делители, выполненные по вариантам 4, 5, 6, узкополоснее делителей рассмотренных выше. В широкой полосе частот (более 50%) коэффициенты отражения их входов достигают $0,5$ ($\Delta C_{21} = -1,25$ дБ), нелинейности аргумента коэффициента передачи достигают $\pm 10^\circ$.

Для исследованных делителей КСВН выходов и развязки между выходными каналами показаны на рис.6.19. Эти данные приведены для случаев неблагоприятного сочетания длин соединительных линий. Приведенные для вариантов 0 – 6 сочетания длин соединительных линий не исчерпывают всех значений, при которых делители имеют малые амплитудные и фазовые искажения в заданной полосе частот. В полосе частот несколько десятков процентов слабоискаженные коэффициенты

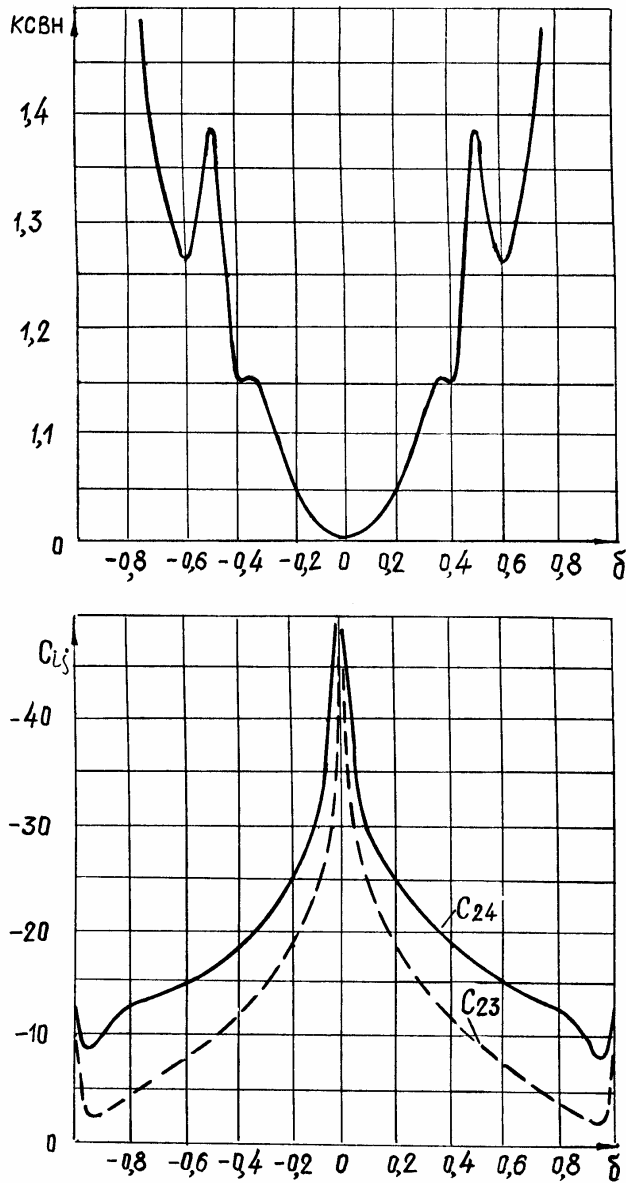


Рис.6.19. Частотные характеристики делителей на 64 канала при неблагоприятных сочетаниях длин соединительных линий

передачи можно получить и при длинах соединительных линий, не кратных $\lambda/4$. Кроме того, на частотные характеристики делителя влияет длина балластных резисторов в элементах деления. На рис.6.20 изображены характеристики делителя, у которого длины балластных резисторов равны $0,25 \lambda/4$, а соединительные линии соответствуют варианту 7 табл.6.1. Амплитудно- и фазочастотные характеристики этого делителя изрезаны, а участки равномерной АЧХ и линейной ФЧХ смещены в область высоких частот. Изрезанность характеристик, а также их смещение, обусловлены увеличенной длиной соединительных линий и конечной длиной балластных резисторов. Тем не менее, в диапазоне относительных расстройк $\delta = -0,2 - 0,5$ (полоса частот 60 %) нелинейность ФЧХ составляет единицы градусов, неравномерность АЧХ – 1 дБ. При неравномерности АЧХ, равной 3 дБ, нелинейность ФЧХ составляет десятки градусов в диапазоне относительных расстройк $\delta = -0,46 - 0,55$.

Как уже отмечалось, изменением длин соединительных линий между рядами элементов деления можно изменять АФЧХ делителей. На рис.6.21 приведены результаты моделирования делителей на 64 канала, у которых соединительные линии выбраны таким образом, что максимумы КСВН входов разнесены. Данные о длинах соединительных линий и балластных резисторов приведены в табл.6.1 (варианты 8,9). Результаты моделирования показали, что основное влияние соединительные линии оказывают на КСВН входов и в меньшей мере влияют на развязки, линейность ФЧХ, КСВН выходов.

Рассмотрим частотные характеристики делителя на 64 канала, построенного из элементов деления рис.3.6,в. Соединительные линии выбраны такими же, как и в варианте 6. Характеристики делителя изображены на рис.6.22. Из сравнения приведенных характеристик с параметрами делителей, выполненных по вариантам табл.6.1, можно заключить, что делитель имеет более узкую полосу пропускания по низкому уровню КСВН входов и выходов и равномерности коэффициента передачи.

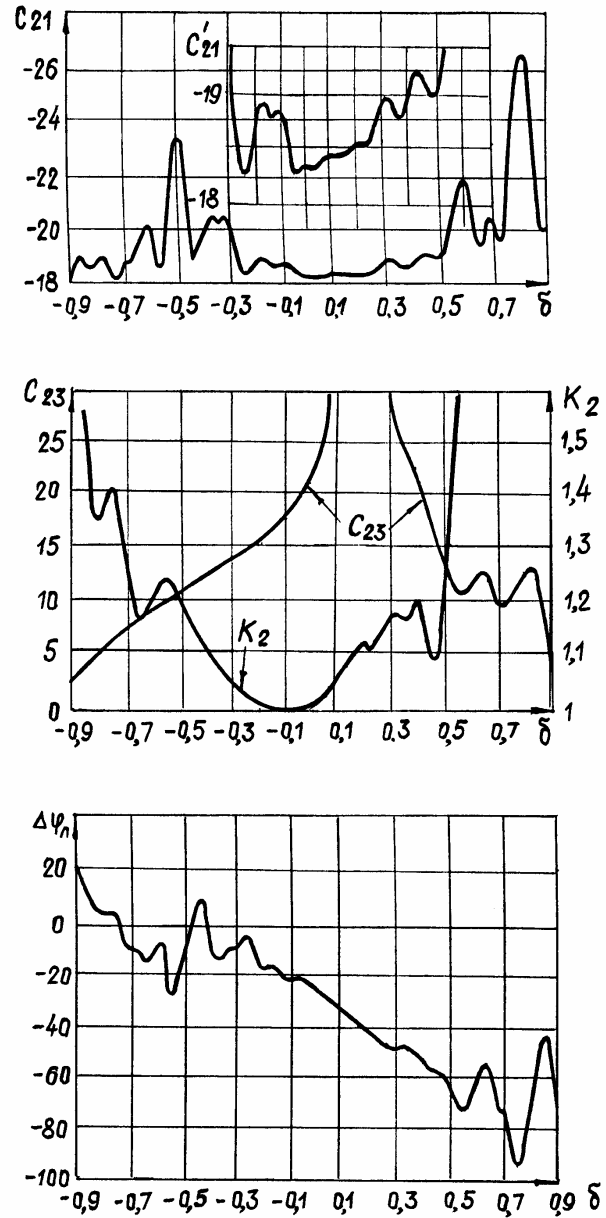


Рис.6.20. Частотные характеристики делителя на 64 канала с реальными длинами развязывающих резисторов

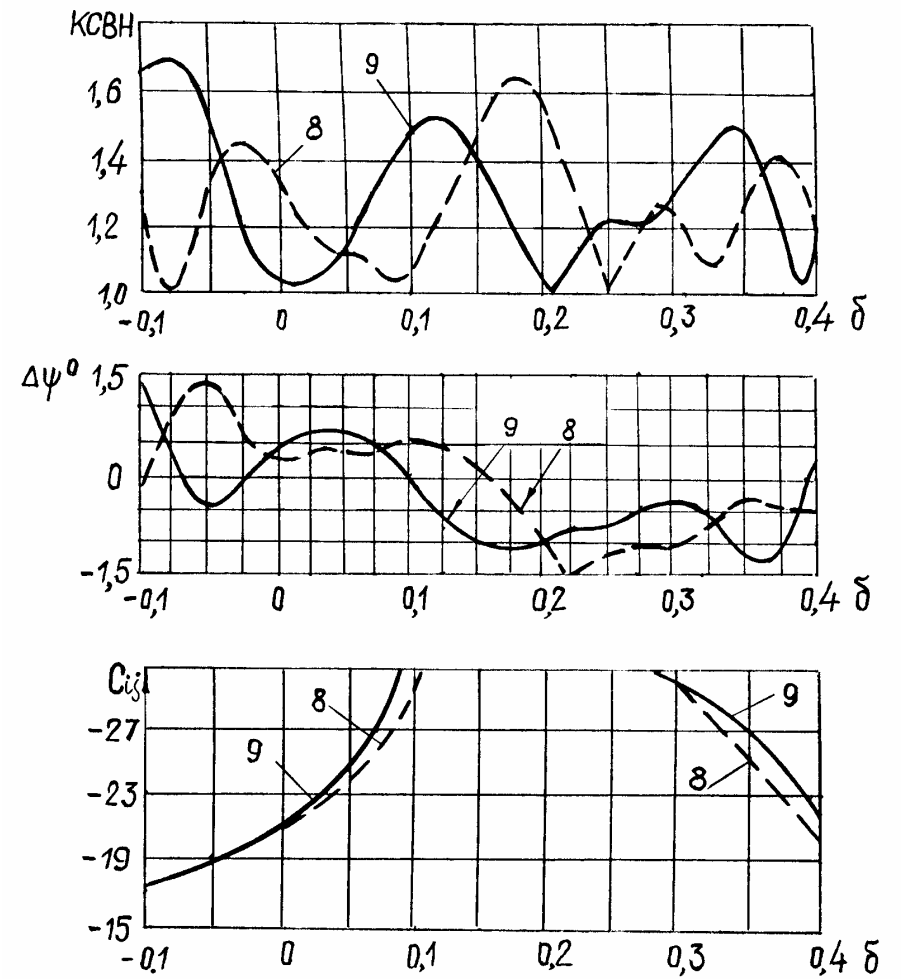


Рис.6.21. Частотные характеристики делителей на 64 канала с синтезированными КСВН входов (номера кривых соответствуют вариантам табл. 6.1)

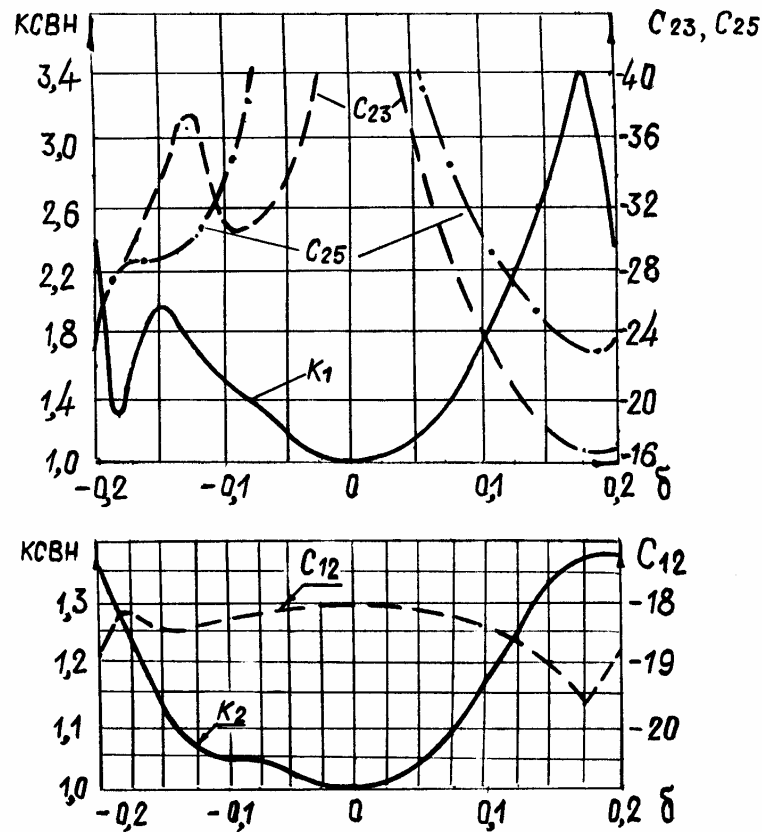


Рис.6.22. Частотные характеристики делителя на 64 канала

6.5. Синтез и исследование пятиканального делителя мощности

В этом подразделе исследуется математическая модель пятиканального делителя с требуемым законом распределения мощности между выходными каналами [118]. Исследуемая модель синтезируется в соответствии с методом, рассмотренным в разделе 4. Помимо практического значения изложенный ниже материал иллюстрирует применение метода раздела 4 к решению конкретных задач.

Синтезируется пятиканальный делитель с распределением мощности между выходными каналами, соответствующим закону $\cos^2(\pi x/2)$.

1. Закону распределения $\cos^2(\pi x/2)$ удовлетворяют следующие относительные значения мощностей в выходных каналах: 0,25, 0,75, 1,00, 0,75, 0,25 [118]. С учетом этих данных выбираем M в выражении (4.7) равное 12, $a_2=1$, $a_3=3$, $a_4=4$, $a_5=3$, $a_6=1$. Выражение (4.7) принимает вид

$$1=1/12+3/12+4/12+3/12+1/12.$$

2. Выбираем $a_{imin}=a_2=a_6=1$, $a_{imax}=a_4=4$. Из конструктивных соображений зададимся $R_{max}=120$ Ом, $R_{min}=20$ Ом.

3. Зададимся в выражении (4.8) сопротивлением $R_M=100$ Ом и проверим выполнение условий (4.8)

$$100 < 120; \quad 100/4 > 20.$$

4. По формуле (4.9) определим коэффициент трансформации $R=6$, R_0 примем равным 50 Ом.

5. Зададимся рассогласованием $|S_{11}|_{max}=0,05$, максимальным количеством ступеней $n_{min}=5$.

6. Определим нормированные волновые сопротивления ступеней канала делителя по табл.6.5 работы [288] при $|S_{11}|_{max}=0,05$, $n=5$, $R=6$

$$Z_1=1,178; \quad Z_2=1,603; \quad Z_3=2,452; \quad Z_4=3,742; \quad Z_5=5,095.$$

7. Создадим топологическую схему пятиканального делителя. На рис.6.23,а условно показан равноканальный делитель ($M=12$). На рис. 6.23,б показан пятиканальный делитель, полученный путем объединения части каналов двенадцатиканального делителя. Количество объединенных каналов указано цифрами. Этот делитель имеет заданное в п.1 распределение мощности между каналами. На рис.6.23,в изображен пятиканальный делитель, выполненный из двухканальных разветвлений путем объединения ветвей разветвлений в каждой ступени. Количество объединяемых ветвей показано цифрами. На рис.6.23,г показана топологическая схема делителя на пять каналов с требуемым делением и балластными резисторами.

8. По топологической схеме рис.6.23, с использованием формулы (4.10) рассчитываем сопротивления ветвей с учетом значений Z_i , полученных в п.6. Рассчитанные значения сопротивлений ветвей нанесены на рис. 6.23,г цифрами.

9. В рассчитанном устройстве все выходные линии имеют разные сопротивления. Очень часто возникает вопрос согласования этих сопротивлений с нагрузками, имеющими одинаковые входные сопротивления (в нашем случае равные 50 Ом). Для согласования используются трехступенчатые трансформаторы, обеспечивающие $|S_{11}|_{max}=0,05$ для всех каналов и

коэффициенты трансформации 2 для каналов 2, 4, 6 и 1,5 для каналов 3,5. Величины сопротивлений нанесены на рис.6.23.

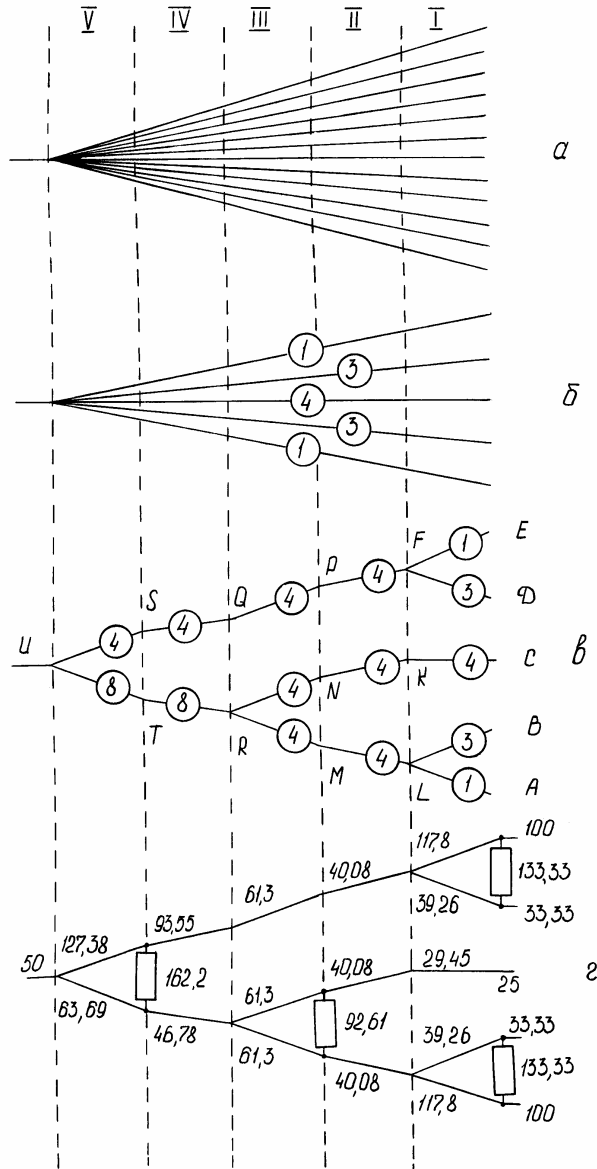


Рис.6.23. Схема синтеза пятиканального делителя

10. Определяем сопротивления балластных резисторов по формуле (4.11). Их значения показаны на рис.6.23,г.

Исследуем математическую модель спроектированного делителя. Для расчета частотных характеристик представим делитель в виде соединения элементов (рис.6.24), на котором обозначено: 1, 3, 28, 9, 11, 20, 31, 33, 45, 48, 50, 58 – разветвления трех линий; 29, 19, 46, 59 – резисторы; 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 21, 23, 25, 27, 30, 32, 34, 36, 38, 40, 42, 44, 47, 49, 51, 53, 55, 57, 60, 62, 64 – линии передачи; 5, 7, 13, 15, 17, 22, 24, 26, 35, 37, 39, 41, 43, 52, 54, 56, 61, 63, 65 – "скачки" волновых сопротивлений. Результаты моделирования параметров делителя изображены на рис.6.25. Моделирование параметров проведено для случаев: точечных балластных резисторов $l_{рез} = 0$, балластных резисторов с относительной длиной равной 0,3 (рис.6.25,а,б,в,ж,з,и,к) и для случая, когда на выходе делителя включены трехступенчатые трансформаторы, трансформирующие величины сопротивлений в 50-омные (рис.6.25,г,д,е), а длины балластных резисторов равны нулю. Из представленных результатов следует:

1. В полосе частот $\pm 60\%$ ($\delta = \pm 0,6$) $K_1 < 1,2$ при $l_{рез} = 0$; $K_1 < 1,4$ при $l_{рез} = 0,3$; $K_2 < 2,6$ при $l_{рез} = 0$; $K_2 < 1,5$ при $l_{рез} = 0,3$; $K_3 < 3$ при $l_{рез} = 0$ и $l_{рез} = 0,3$ (рис.6.25,а,б,г,и).
 2. Деление мощности в указанной полосе частот отличается от требуемого не более чем на 1 дБ (рис.6.25,ж,к).
 3. Отклонение фазы коэффициента передачи от линейного закона в полосе частот $\pm 60\%$ не более $\pm 5^\circ$ (рис.6.25,в).
 4. КСВН входа и выхода 5 меньше 1,3 в полосе $\pm 60\%$ (рис.6.25,г).
 5. Развязка между выходными каналами в полосе частот 60% больше 10 дБ (рис.6.25,д,з).
 6. Разброс фаз между выходными каналами не превышает $\pm 5^\circ$ (рис.6.25,е).
 7. Длина резистора существенным образом влияет на характеристики делителя вблизи средней частоты. Основное влияние длины резистора проявляется на КСВН входа и развязке между выходными каналами.
- Полученные в результате моделирования выводы справедливы и для делителей с другим количеством выходных каналов. Улучшение таких характеристик делителей, как КСВН выходов и развязок между выходными каналами, может быть достигнуто путем введения большего количества развязывающих резисторов (см. раздел 5).
- Изложенные результаты расчета и моделирования реализованы в практической конструкции пятиканального делителя приведенной на рис.6.25.

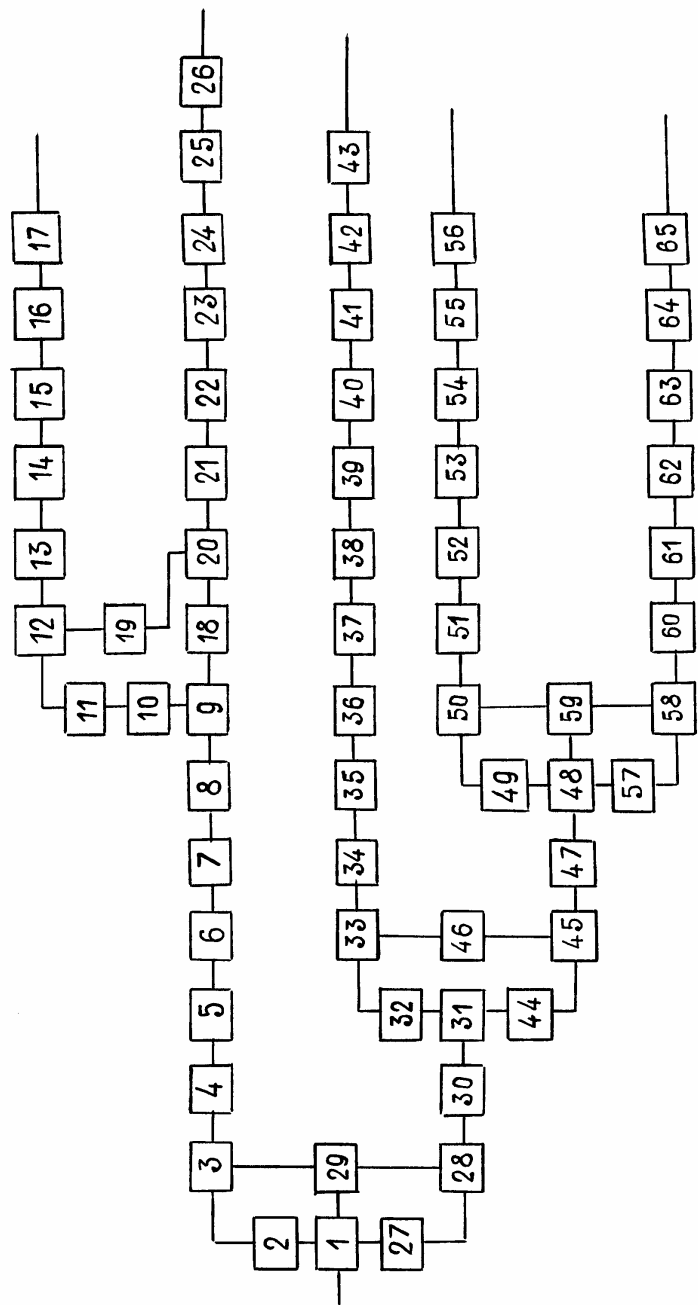


Рис.6.24. Структура модели пятиканального делителя

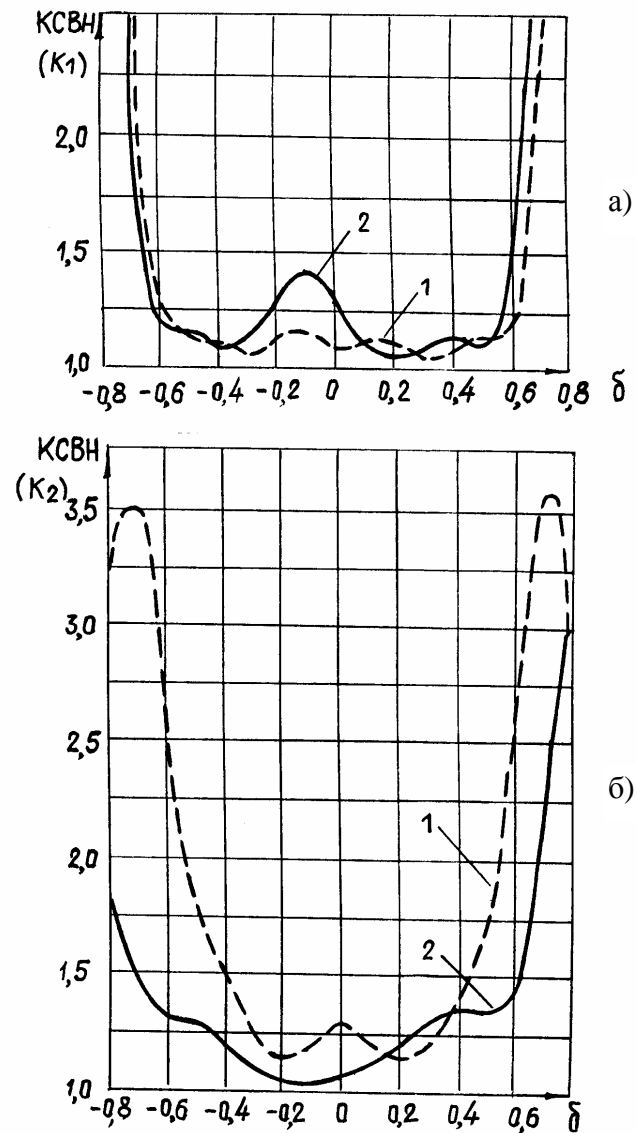


Рис.6.25. Частотные характеристики пятиканального делителя :

$$1 - \frac{l_{рез}}{\lambda_0/4} = 0; \quad 2 - \frac{l_{рез}}{\lambda_0/4} = 0,3$$

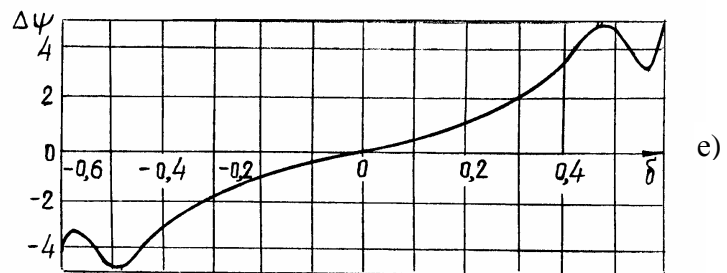
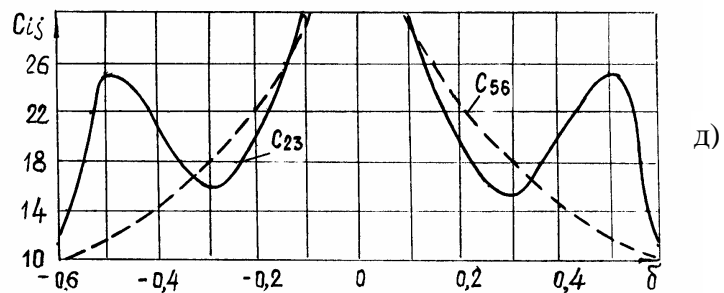
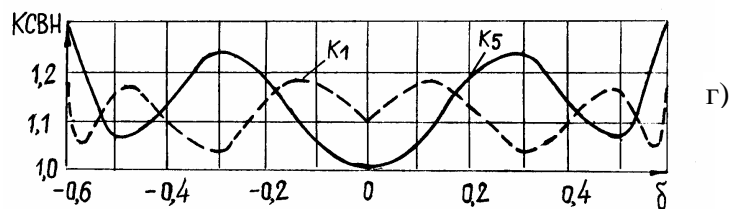
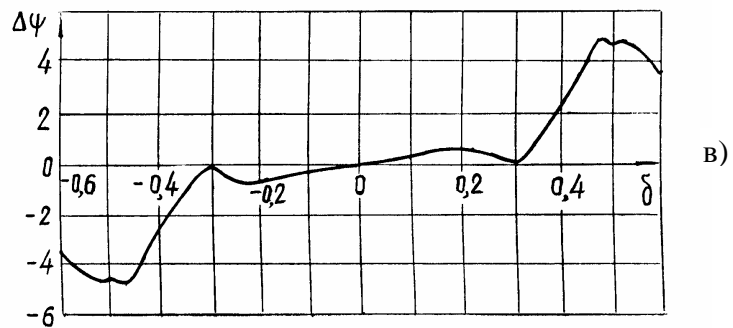


Рис.6.25. Продолжение

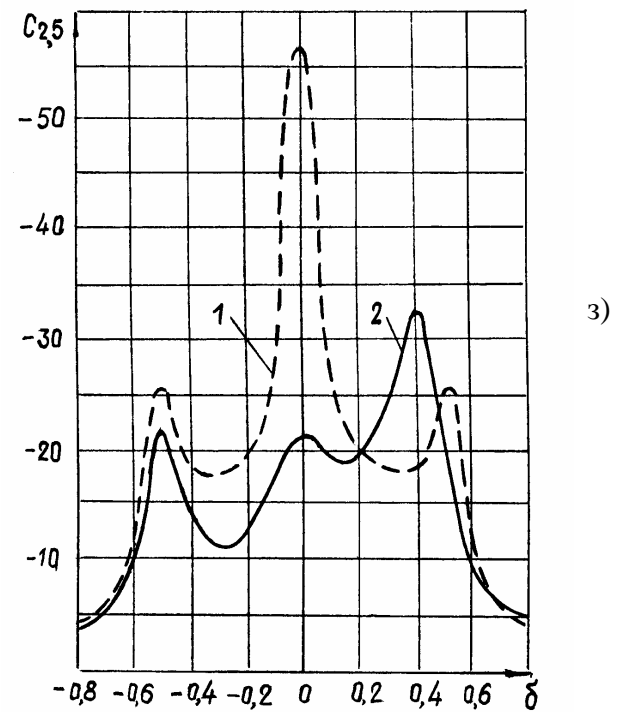
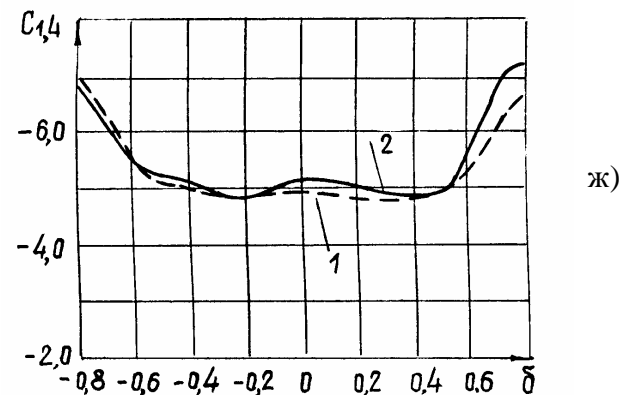


Рис.6.25. Продолжение

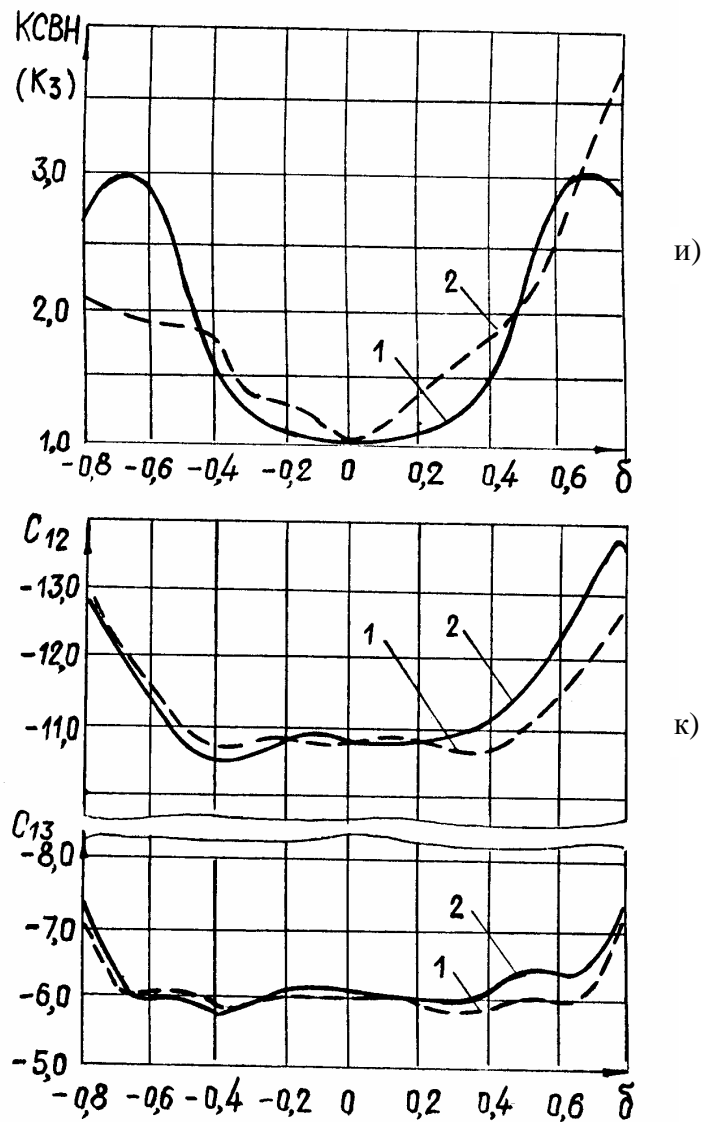


Рис.6.25. Продолжение

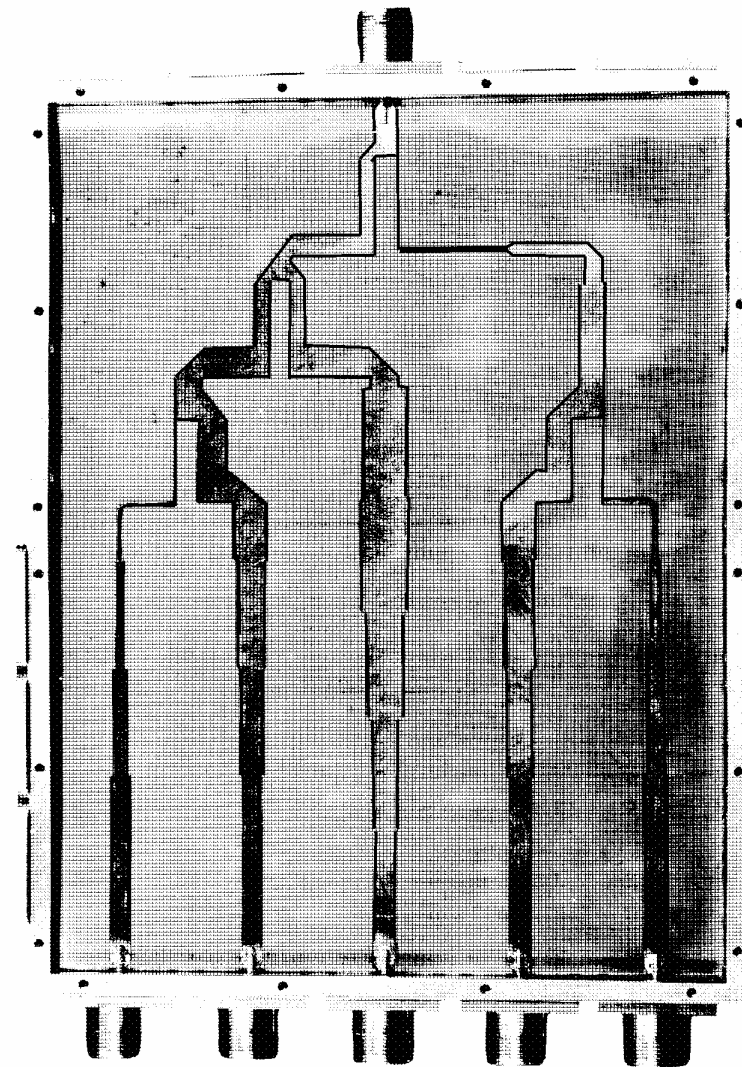


Рис.6.25. Продолжение. Пятиканальный делитель с требуемым распределением мощности между выходными каналами

6.6. Исследование многоканальных систем распределения мощности

В настоящем подразделе исследуются СРМ с количеством выходов 2^n и равномерным распределением мощности между выходными каналами. В качестве элемента деления в системах используется, как правило, двухканальный кольцевой делитель. Основная цель настоящего подраздела заключается в выработке практических рекомендаций для проектирования многоканальных СРМ на основании моделирования частотных характеристик. Вначале мы покажем на примере СРМ на 2048 каналов, как влияют диссипативные потери на частотные параметры системы, затем рассмотрим СРМ на 512 каналов и исследуем взаимосвязь характеристик системы с параметрами ее функциональных узлов и сформулируем принципы улучшения параметров СРМ с большим количеством выходов, далее применим сформулированные принципы к проектированию системы на 4096 каналов. В заключение проведем сопоставление частотных характеристик СРМ на 512 и 8192 каналов, выполненных из двухканальных элементов деления с полуволновым включением резисторов и из элементов деления с двумя ступенями трансформации соответственно. Некоторые результаты по данному вопросу публиковались и докладывались в работах [8, 29, 87, 118].

Исследование влияния диссипативных потерь на частотные характеристики СРМ проводилось с помощью алгоритма (1.52). Моделировались параметры системы на 2048 каналов. Погонные потери были приняты 0,001 и 0,01 непера на четверть длины волны. Такие потери обычно имеют место в воздушно- и микрополосковых линиях [54, 100, 103, 130, 170]. Результаты моделирования приведены на рис.6.26. На этом же рисунке показаны параметры системы без диссипативных потерь в соединительных линиях и элементах деления. Основное влияние потери оказывают на коэффициент передачи канала C_{12} . С увеличением погонных потерь затухание в каналах увеличивается, а пульсации коэффициента передачи сглаживаются. Так, в исследуемой системе коэффициенты передачи каналов в 40% полосе частот при погонных потерях 0, 0,001, 0,01 Нп/(\(\lambda/4\)) лежат в пределах – 33,1 – – 34,0; – 34,2 – – 35,0; – 44,0 – – 44,5 дБ соответственно. Нетрудно убедиться, что среднее значение дополнительных потерь в коэффициенте передачи незначительно отличается от величины потерь в линии передачи, длина которой равна длине канала СРМ. Определенное влияние потери оказывают и на КСВН входа. С увеличением погонных потерь КСВН входа уменьшается. При потерях 0,001 Нп/(\(\lambda/4\)) сохраняется качественная зависимость КСВН входа от частоты. С дальнейшим увеличением потерь происходит "сглаживание" максимумов и минимумов КСВН входа, что обусловлено более

сильным затуханием волн при многократных переотражениях. Диссипативные потери практически мало влияют на развязки между выходными каналами и КСВН выходов. В исследуемой системе в полосе частот 40 % КСВН выходов не превышает величины 1,04.

Таким образом, проведенные исследования показали, что диссипативные потери в соединительных линиях и элементах деления не приводят к принципиальным изменениям частотных характеристик многоканальных СРМ. Проектирование СРМ на начальном этапе, когда проводится выбор и сопоставление различных вариантов, может проводиться без учета потерь. Учет потерь можно проводить на заключительном этапе проектирования, когда выбрана схема, структура и конструкция СРМ. С достаточной для практики точностью потери в канале СРМ могут быть рассчитаны также, как и потери в линии передачи, длина которой равна длине канала СРМ.

Исследование характеристик СРМ на 512 каналов преследовало две цели: определение количественных значений параметров в полосе частот и выявление влияния параметров функциональных узлов системы на ее результирующие характеристики. Исследуемая система имела следующее функциональное построение. Восемь делителей на 8 каналов первого слоя объединены восьмиканальным делителем второго слоя в делитель на 64 канала. Восемь делителей на 64 канала объединены восьмиканальным делителем третьего слоя в систему на 512 каналов. Волновые сопротивления в элементах деления были выбраны из соотношений $z_1/z_4 = 0,707$; $z / z_z = 1,67$; $z_1 / z_z = 0,835$, а относительная длина балластного резистора была принята равной 0,25. Эти значения характерны для реальных конструкций 10-сантиметрового диапазона. Характеристики системы моделировались в диапазоне относительных частотных расстроек, выбранном в соответствии с графиком рис.5.3 для относительной длины балластного резистора, равной 0,25 и рекомендациями главы 5. Результаты моделирования характеристик СРМ приведены на рис.6.27. В диапазоне относительных расстроек $\delta = (-0,1 - 0,4)$ система имеет: максимальный КСВН входа – 2,6; максимальный КСВН выходов – 1,2; минимальную развязку между выходными каналами – 17,5 дБ; неравномерность коэффициента передачи канала в диапазоне частот – 1,35 дБ; минимальные и максимальные потери в канале – 27,45 дБ и – 28,8 дБ соответственно. В 30-процентной полосе частот $[\delta = (-0,06 - +0,28)]$ КСВН входа системы $< 1,8$, КСВН выходов $< 1,14$, минимальная развязка между выходными каналами – 19,0 дБ, неравномерность коэффициента передачи по диапозону 0,5 дБ, минимальные и максимальные потери в канале – 27,45 дБ и 27,95 дБ соответственно. Исследования и расчеты параметров системы показали, что неравномерность коэффициента передачи канала системы имеет две составляющие: первую – за счет КСВН входа, ее величина достигает 0,86 дБ и вторую – за счет переотражений между рядами элементов

деления и поглощения мощности в балластных резисторах, ее величина – 0,49 дБ.

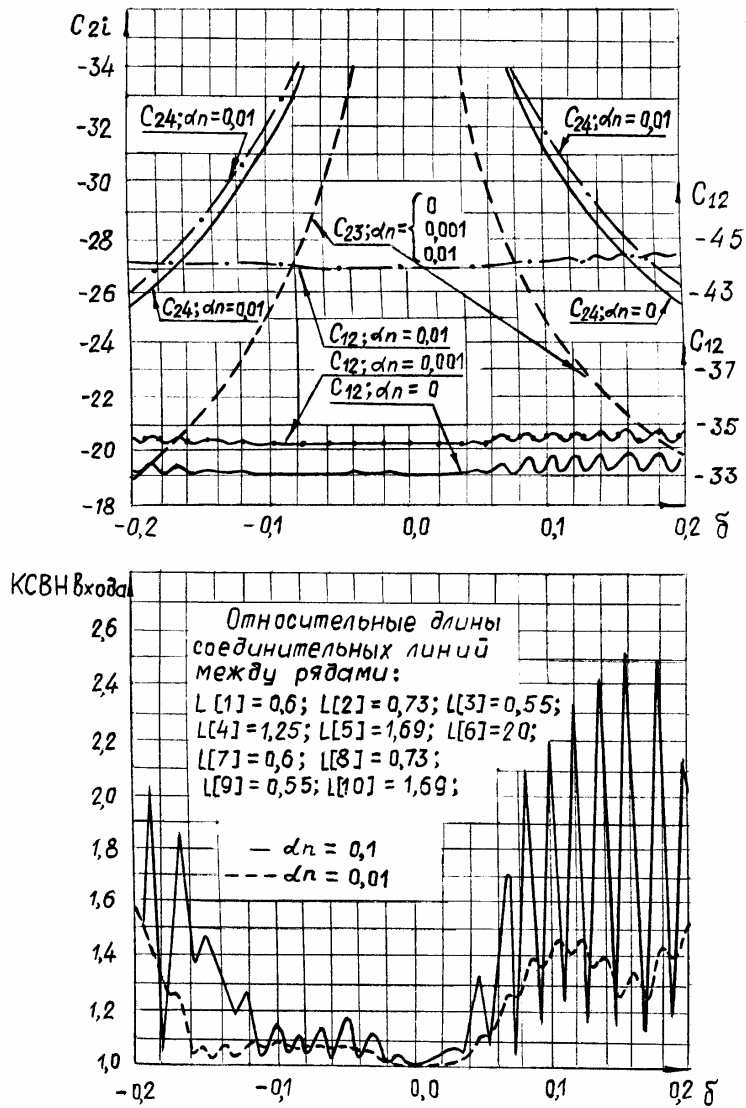


Рис.6.26. Влияние диссипативных потерь на частотные характеристики системы распределения мощности на 2048 каналов

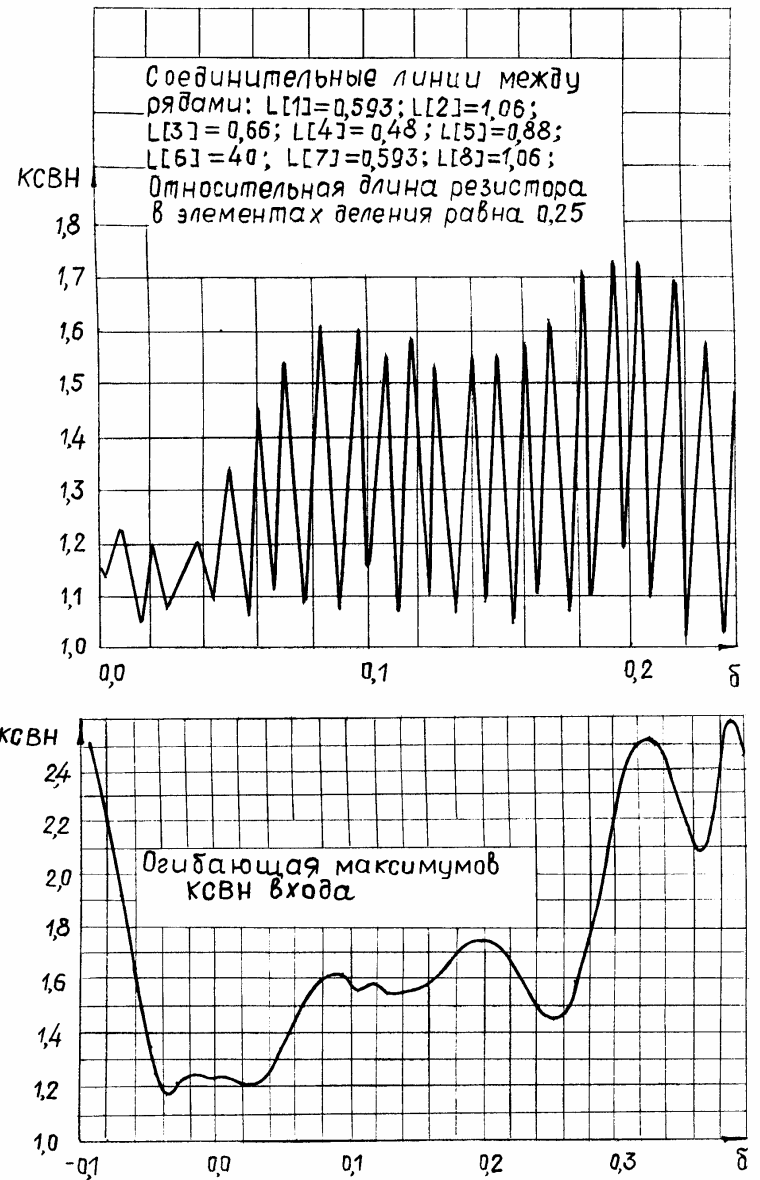


Рис.6.27. Частотные характеристики системы распределения мощности на 512 каналов

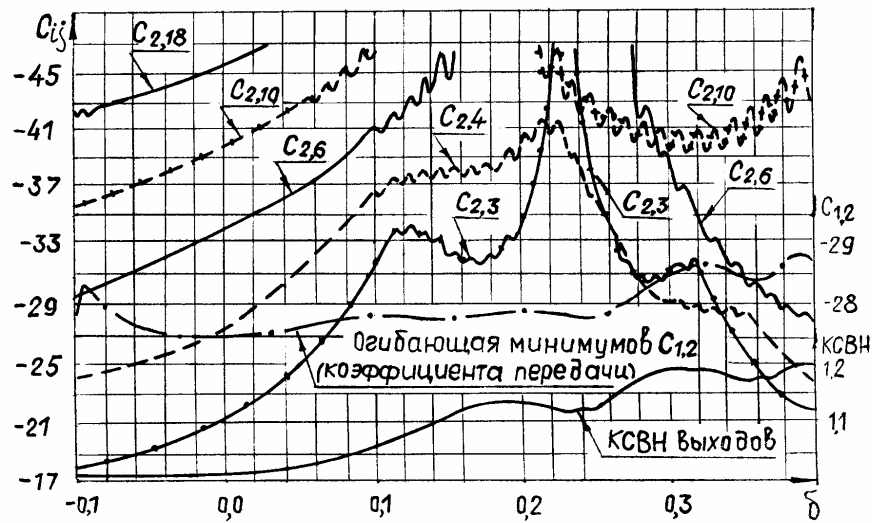


Рис.6.27. Продолжение

На рис.6.28, 6.29, 6.30 приведены результаты моделирования параметров составных функциональных узлов системы на 512 каналов – делителей на 8 первого и второго слоев, делителя на 64 канала. Сопоставление параметров функциональных узлов с результирующими характеристиками системы на 512 каналов, составленной из этих узлов показывает, что и для параллельных систем, составленных из элементов деления с реальным резистором, положение, доказанное в работе [125] о том, что максимально возможный КСВН входа системы равен K_1^n (K – КСВН элемента деления, n – число рядов) выполняется. Причем это положение выполняется и при разбиении системы на функциональные узлы. А именно, если система состоит из слоев делителей на 2^{X_i} каналов, делитель i -го слоя имеет КСВН K_i , то максимально возможный КСВН системы не превосходит значения $\prod_{i=1}^i K_i$.

Изложенное хорошо иллюстрируется результатами моделирования, приведенными на рис.6.28 – 6.30. Так, КСВН входа делителя на 64 канала рис.6.30 в любой частотной точке не превосходит произведения входных КСВН делителей на 8 первого и второго слоев рис.6.30. Значения близкие к произведению входных КСВН делителей на 8 имеют место в областях частотных расстройк: $-0,1$; $+0,1$; $+0,175$; $+0,3$. С увеличением длин соединительных линий между функцио-

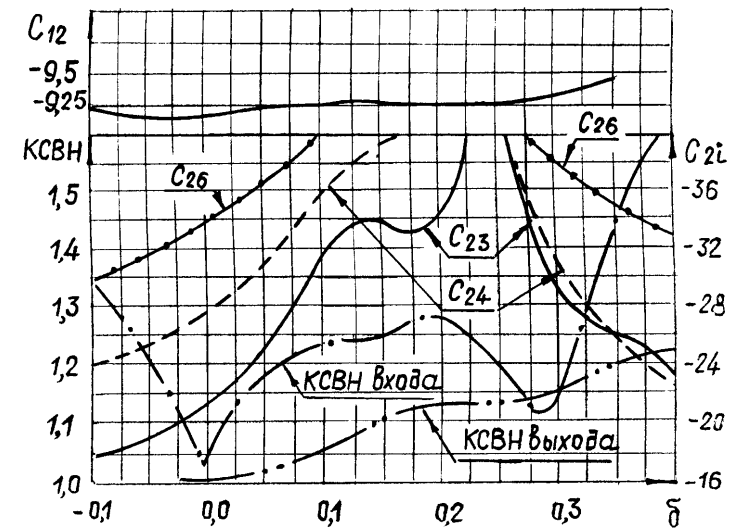


Рис.6.28. Частотные характеристики восьмиканального делителя первого слоя СРМ на 512 каналов

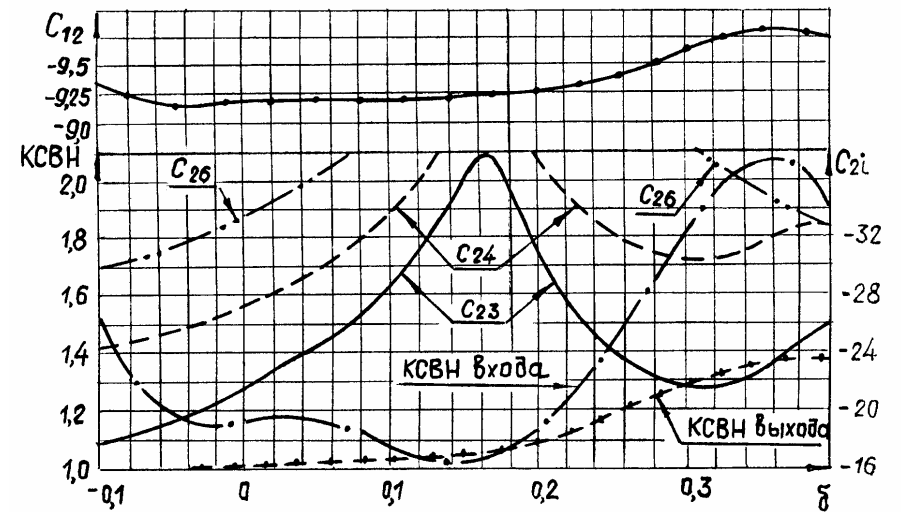


Рис.6.29. Частотные характеристики восьмиканального делителя второго слоя СРМ на 512 каналов

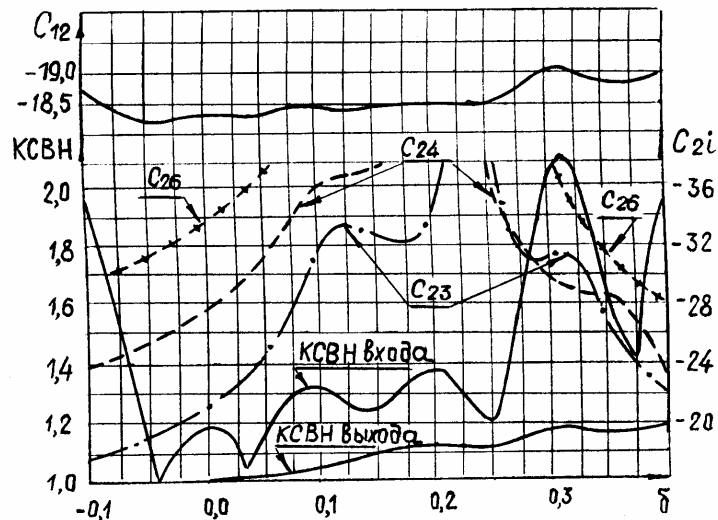


Рис.6.30. Частотные характеристики делителя на 64 СРМ на 512 каналов

нальными узлами происходит и увеличение частотных точек, в которых результирующее КСВН входа системы имеет значение, близкое к произведению КСВН функциональных узлов. Ярким подтверждением этого положения является КСВН входа системы на 512 каналов рис.6.27. В системе восемь делителей на 64 канала через соединительные линии длиной 40λ объединены восьмиканальным делителем. КСВН входа системы имеет большое количество экстремумов. Причем любой максимум имеет величину равную (близкую) произведению входных КСВН делителя на 64 канала рис.6.30 и делителя на 8 каналов рис.6.29.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности уменьшения КСВН входа СРМ с большим количеством выходов, а, следовательно, и улучшения основного показателя системы – неравномерности коэффициента передачи. Уменьшение КСВН возможно как за счет снижения уровня рассогласования входов функциональных узлов системы (делителей с меньшим количеством выходов), так и за счет формирования у функциональных узлов КСВН входа со специальной частотной зависимостью. Формирование требуемого КСВН, как впрочем и его уменьшение, может быть осуществлено выбором длин соединительных линий между элементами деления. Сущность формирования КСВН со специальной частотной зависимостью заключается в минимизации произведения КСВН функциональных узлов СРМ в соответствующих частотных точках.

Рассмотрим результаты исследования частотных характеристик СРМ на 4096 каналов с функциональным построением в виде двух слоев – 64 делителя на 64 канала первого слоя объединялись в систему делителем на 64 канала второго слоя. СРМ на 64 канала были построены из делителей на 8 каналов. В системах был применен двухканальный кольцевой делитель рис.2.9 с характеристиками: $l_{\text{рез}} / (\lambda / 4) = 0,25$; $z_1 / z_4 = 0,707$; $z / z_z = 1,67$; $z_1 / z_z = 0,635$. Задача минимизации КСВН входа системы была сформулирована следующим образом: изменением длин соединительных линий между рядами элементов деления минимизировать КСВН входа делителей на 8 и сформировать КСВН входа СРМ на 64 канала, удовлетворяющие требованиям:

1. КСВН должны быть минимизированы.

2. Расположение максимумов (минимумов) КСВН делителей на 64 канала первого слоя на оси частот, по возможности, должны соответствовать расположению максимумов (минимумов) КСВН делителя второго слоя в тех же частотных точках.

Минимизация КСВН входа восьмиканальных делителей была выполнена путем перебора относительных длин соединительных линий между рядами элементов деления и выбором длин соединительных линий, при которых максимальный КСВН в диапазоне относительных частотных расстроек $\delta = -0,1 - +0,44$ был меньше максимально возможного примерно в 1,5 раза. При относительных длинах $L(1)=0,6$, $L(2)=1$, $L(1)=0,593$, $L(2)=1,0$ максимальные КСВН входов делителей на 8 каналов в указанном диапазоне не превосходили 1,6. Аналогично решалась и задача формирования КСВН входа делителей на 64 канала. На рис.6.31 приведены КСВН делителей на 64 первого и второго слоев. Максимальная величина КСВН в указанном диапазоне не превосходит 1,8, положения минимумов и максимумов КСВН, в основном, соответствуют сформулированным выше требованиям. На этом же рисунке показан КСВН СРМ на 4096 каналов. КСВН системы в диапазоне относительных частотных расстроек $\delta = -0,1 - +0,44$ (полоса частот 46%) не более 2,15. На рис.6.32 показаны остальные характеристики системы на 4096 каналов. Развязки между выходными каналами, не показанные на рисунке, более 29 дБ. Из представленных результатов видно, что в полосе частот 46% неравномерность амплитуды коэффициента передачи канала составляет 1,5 дБ, КСВН выходов не более 1,2, минимальная развязка между выходными каналами – 17,5 дБ. На рис.6.32,б совмещены два графика частотной зависимости КСВН входа СРМ и отклонение фазы коэффициента передачи от линейного закона (пунктирная кривая) для частотной расстройки, лежащей в пределах $-0,1 - +0,2$. В указанном диапазоне отклонение фазы коэффициента передачи от линейного закона не превосходит $3,5^\circ$. Тенденция поведения параметра $\Delta\psi$ вплоть до $\delta = 0,4$ аналогична показанной на рис. 6.32,б. При больших значениях δ величина $\Delta\psi$ медленно возрастает.

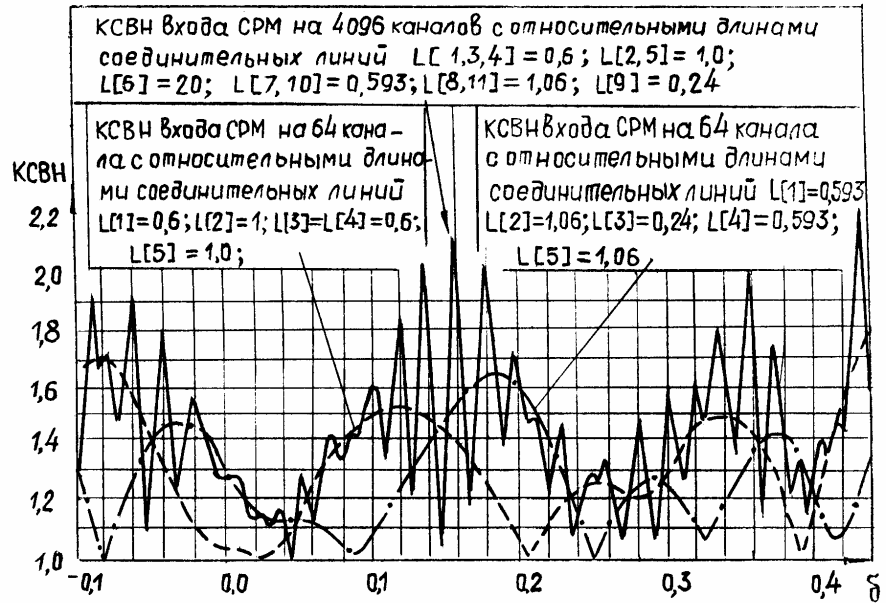


Рис.6.31. Частотные характеристики КСВН входов СРМ на 4096 каналов и делителей на 64 канала, составляющих систему

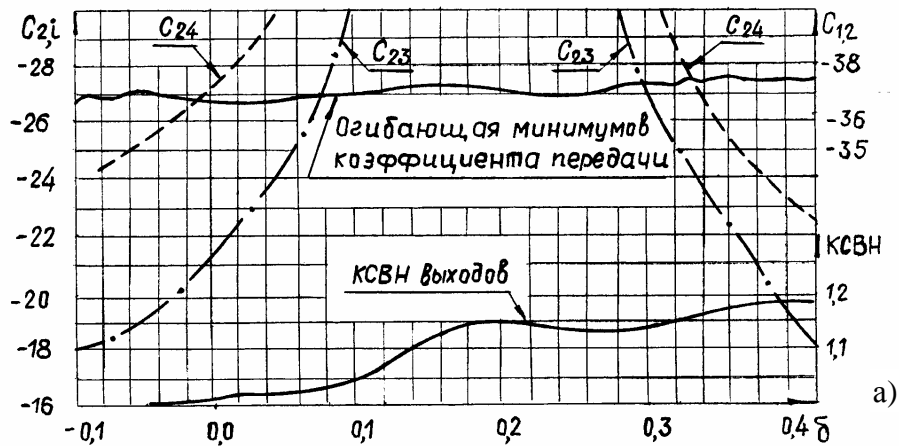


Рис.6.32. Частотные характеристики СРМ на 4096 каналов

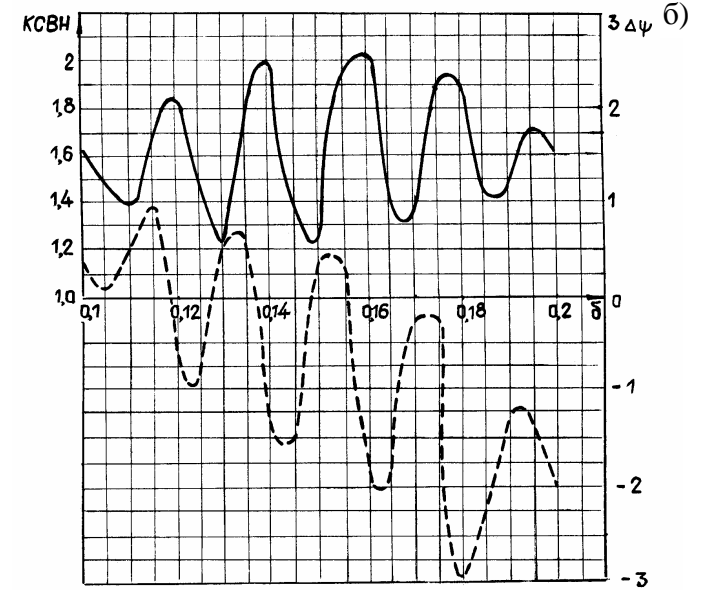
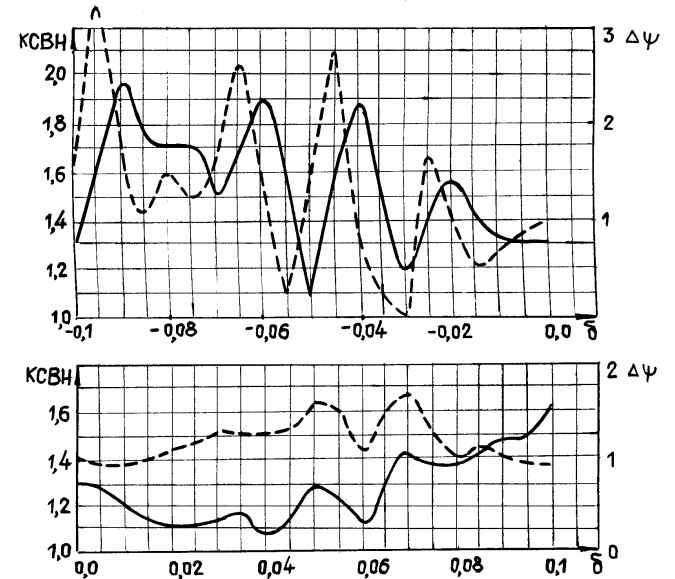


Рис.6.32. Продолжение

Кривая $\Delta\psi$ качественно соответствует смещенной кривой КСВН. Однако, количественного соответствия нет.

Изложенное выше показывает, что предложенный принцип минимизации КСВН входа позволил значительно улучшить характеристики системы (в частности, в рассмотренной системе максимально возможный КСВН входа может достигать 15 – 18). Отметим, что выбор длин соединительных линий не является однозначным. Имеется большое количество сочетаний длин, при которых характеристики системы будут не хуже полученных выше. При выборе длин руководствовались, в основном, возможностью их реализации в реальной конструкции системы.

Полученные результаты также позволяют заключить о возможности резкого сокращения объема макетирования при разработке систем с большим количеством выходов. Так, для рассмотренной выше системы объем макетирования можно уменьшить в 32 раза. Для исследования и отработки достаточно изготовить два делителя на 64 канала первого и второго слоев вместо 65.

Покажем как влияет применение того или иного элемента деления на параметры СРМ с большим количеством выходных каналов. На рис. 6.33 приведены результаты расчета частотных характеристик СРМ на 512 каналов, построенной из элементов деления с полуволновым включением балластных резисторов. Структура СРМ такая же, как и у системы, параметры которой приведены на рис.6.27. Из сопоставления характеристик обеих систем видно, что система из элементов с полуволновым включением балластных резисторов имеет значительно худшие параметры за пределами полосы частот 20%.

СРМ на 8192 канала выполнена из двух систем на 4096 каналов, объединенных делителем на 2. Система на 4096 каналов по построению аналогична СРМ, рассмотренной выше. Соединительные линии между рядами элементов деления выбраны из соображений конструктивной реализуемости и максимальной унификации делителей на 8 каналов во всех слоях. Волновые сопротивления элементов деления определены из условий обеспечения максимально плоской частотной характеристики КСВН входа ($\alpha_4 = 1,1892$; $\beta = 1,00$ см.раздел 2), а относительная длина резистора принята равной 0,1. Результаты моделирования частотных характеристик СРМ приведены на рис.6.34. В диапазоне относительных частотных расстройок $\delta = -0,15 - +0,25$ (полоса частот 38%) КСВН входа системы $< 2,3$; амплитуды коэффициентов передачи каналов лежат в пределах $-39,2 - -40,0$ дБ; неравномерность коэффициента передачи по диапазону составляет 0,8 дБ; минимальная развязка между выходными каналами равна -20 дБ; КСВН выходов не превышает 1,26. Развязки, не указанные на рис.6.34, в исследуемой полосе частот больше 34 дБ.

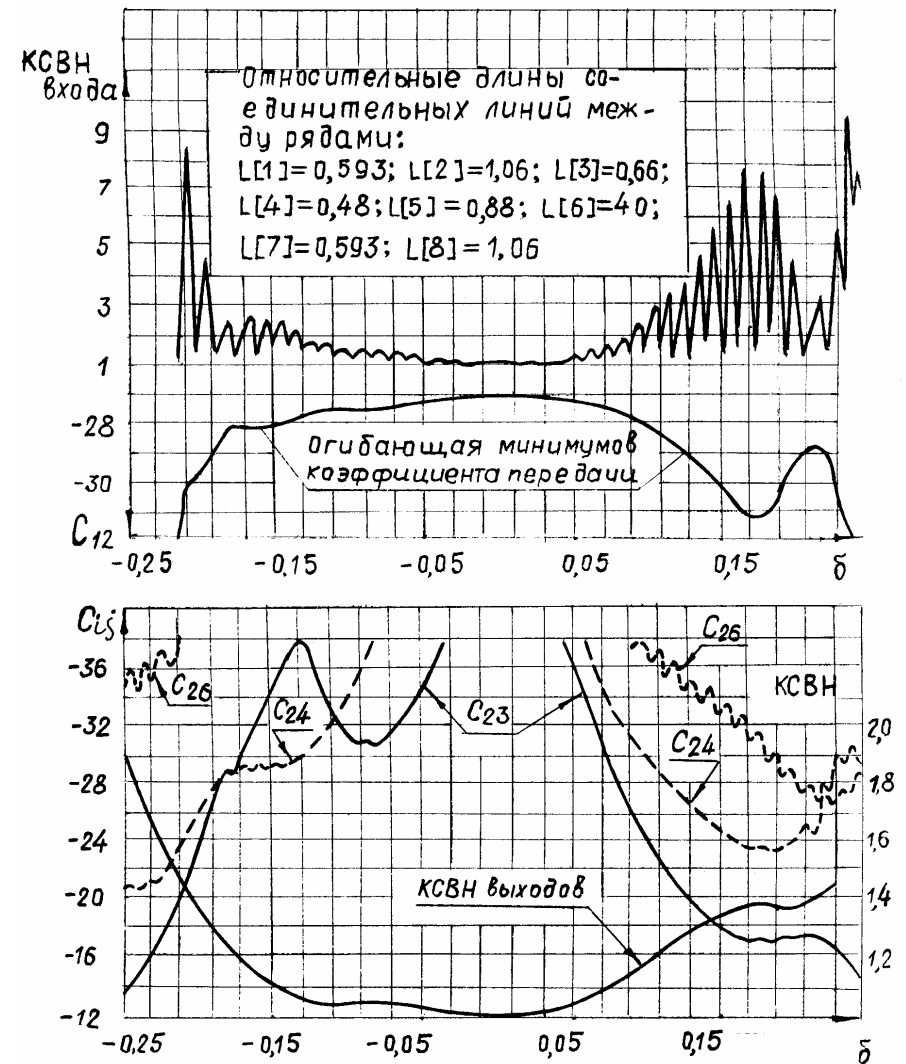


Рис.6.33. Частотные характеристики СРМ на 512 каналов, выполненной из двухканальных делителей с полуволновым включением балластных резисторов

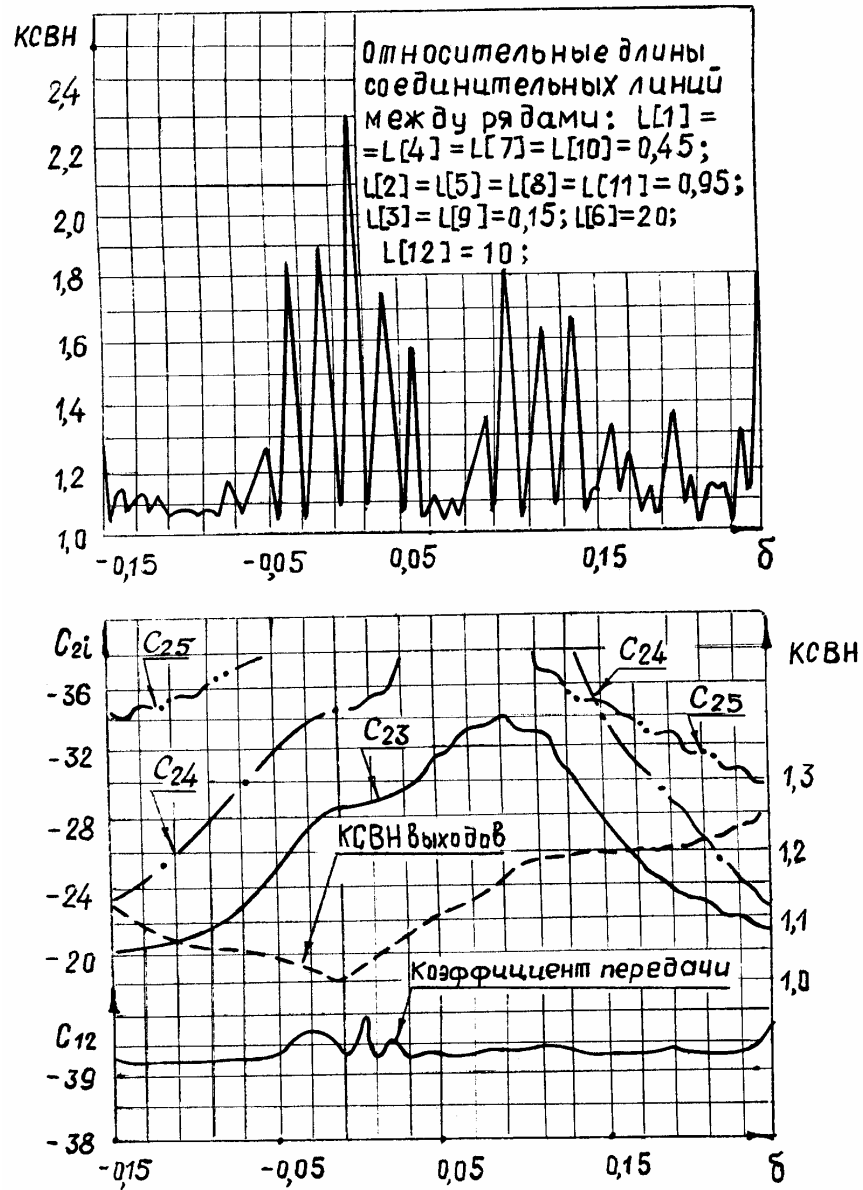


Рис.6.34. Частотные характеристики СРМ на 8192 канала, выполненной из двухступенчатых двухканальных делителей

Полученные результаты показывают, что СРМ на 8192 канала, выполненная из двухступенчатых элементов деления, имеет лучшие характеристики, чем системы с меньшим количеством выходов, рассмотренные выше. Параметры СРМ могут быть улучшены, если минимизировать КСВН входа рассмотренным выше способом. Однако, моделирование параметров СРМ показало, что при относительных длинах балластных резисторов больших 0,1 – 0,15, применение в СРМ двухступенчатых элементов деления нецелесообразно, поскольку заметного выигрыша в улучшении параметров систем по сравнению с СРМ, выполненных из одноступенчатых элементов деления, нет.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Автоматизированная** система комплексного машинного проектирования изделий СВЧ электронной техники / И.М.Блейвас, И.И.Голеницкий, С.А.Зайцев, А.Н.Захарова, А.Н.Королев, Я.И.Местечкин, А.С.Победоносцев, А.В.Потапов, Ю.И.Рудин, В.П.Сазонов, Р.А.Силин, А.С. Тагер // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1978. – Вып. 1. Ч.1. – С. 93–117.
2. **Автоматизированная** система комплексного машинного проектирования изделий СВЧ электронной техники / И.М.Блейвас, И.И.Голеницкий, С.А.Зайцев, А.Н.Захарова, А.Н.Королев, Я.И.Местечкин, А.С.Победоносцев, А.В.Потапов, Ю.И.Рудин, В.П.Сазонов, Р.А.Силин, А.С. Тагер // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1978. – Вып. 2. Ч.2. – С. 71–121.
3. **Автоматизированное** проектирование устройств СВЧ / Под ред. В.В.Никольского. – М.: Радио и связь. – 1982. – 272 с.
4. **А.с. 1187676 СССР, МКИ НО 1Р.** Микрополосковый делитель / В.В.Конин. – 1985, приорит. от 27.12.1982.
5. **Агинский А.Л., Дахно В.Н., Кайданова В.М.** Статистические характеристики волнового сопротивления прямоугольного волновода и скачка волнового сопротивления в линии передачи // Радиотехника. – Харьков: Вища школа, – 1977. – Вып. 43. – С. 89–94.
6. **Агинский А.Л., Ломан В.И.** Исследование статистических характеристик СВЧ устройств // Радиотехника. – Харьков: Вища школа, – 1983. – Вып. 64. – С. 68–73.
7. **Айзенберг Э.В., Гусейнов Р.В., Юнусов С.К.** Расчет схем СВЧ с микрополосковыми Т-соединениями, учитывающими конструкторско-технологические погрешности // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – Вып. 5. – С. 15–20.
8. **Алгоритмы** и программы расчета сложных СВЧ-устройств на ЭЦВМ "Мир" / Б.М.Зайкин, В.В.Конин, В.П.Нарбут, Ж.К.Платонова // Машинные методы проектирования СВЧ-устройств. – М.: МГУ, – 1976. – Ч.1. – С. 73–106.
9. **Альтман Дж.** Устройства СВЧ / Пер.с англ. Под ред. И.В.Лебедева. – М.: Мир, – 1968. – 487 с.
10. **Андреев В.А., Хижа Г.С.** Метод расчета шлейфных направленных ответвителей // Радиотехника и электроника. – 1982. – № 7. – С. 1362–1365.
11. **Антенны** и устройства СВЧ / Под.ред. Д.И.Воскресенского. – М.: Сов.радио, – 1972. – 318 с.

12. **Антенны** и устройства СВЧ / Под.ред. Д.И.Воскресенского. – М.: Сов.радио, – 1981. – 431 с.
13. **Афромеев В.И., Привалов В.Н., Яшин А.А.** Согласующие устройства гибридных и полупроводниковых интегральных СВЧ схем. – Киев: Наукова думка. – 1989. – 192 с.
14. **Бальсевич А.С., Гвоздев В.И.** Синфазные и противофазные балансные делители мощности // Радиотехника. – 1984. – № 2. – С. 67–70.
15. **Бальсевич А.С. и др.** Делители мощности СВЧ в объемных интегральных схемах СВЧ // Радиотехника и электроника. – 1987. – № 7. – С. 1505–1511.
16. **Белобрагина Л.С., Елисеев К.** О методах линеаризации нелинейных зависимостей при решении задач точности и надежности // Точность и надежность кибернетических систем. – К.: Наукова думка. – 1970. – 175с.
17. **Белов А.С.** Делители мощности СВЧ с фильтрующими свойствами // Электросвязь. – 1984, – № 3. – С. 38–41.
18. **Белов А.С., Хомяков В.А.** Синтез оптимальных бинарных делителей мощности // Радиотехника. – 1975, – № 3. – С. 47–51.
19. **Белов Б.И., Норенков И.П.** Расчет электронных схем на ЭЦВМ. – М.: Машиностроение, – 1971. – 143 с.
20. **Белянина Е.К.** Многоканальный синфазный разветвитель СВЧ-мощности с равномерным распределением амплитуд на микрополосковой линии передачи // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая. – 1974. – Вып. 1. – С. 16–19.
21. **Белянина Е.К., Вешникова И.Е.** Расчет и анализ частотных характеристик многоканальных систем разветвления мощности методом численных импедансных преобразований // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая. – 1977. – Вып.6. – С. 28–35.
22. **Белянина Е.К., Синьков Ю.А.** Равноамплитудные и равнофазные двух- и четырехканальные делители мощности на микрополосковых линиях передачи // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетехническая. – 1973. – Вып.1. – С. 28–40.
23. **Беспалов В.И.** О статистических характеристиках коэффициента отражения волн в случайно неоднородных линиях передачи // Изв. вузов Радиофизика. – 1959. – № 5. – С. 711–719.
24. **Бова Н.Т., Конин В.В.** Анализ АЧХ и ФЧХ делителей мощности СВЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – № 2. – С. 80–85.
25. **Бова Н.Т., Толстик Ю.В.** Методы анализа устройств СВЧ. К.: Техніка, – 1976. – 104 с.
26. **Бова Н.Т., Стукало П.А., Храмов В.А.** Управляющие устройства СВЧ. – К.: Техніка, – 1973. – 164 с.

27. **Бруевич Н.Г.** Точность механизмов. – М. – Л.: Гостехиздат, – 1946, –332 с.
28. **Бусленко Н.П., Шрейдер Ю.А.** Метод статистических испытаний. – М.: Физматгиз, – 1961. – 226 с.
29. **Бутырина Л.А., Заикин Б.М., Конин В.В.** Моделирование на ЭЦВМ параметров делителей мощности с требуемым амплитудным распределением // Машинное проектирование устройств и систем СВЧ. – К.: О-во "Знание" УССР, – 1974, – Вып.1. – С. 12.
30. **Бутырина Л.А., Заикин Б.М., Конин В.В.** Разработка метода и моделирование характеристик прогрессивного делителя СВЧ // Автоматизация проектирования в электронике. К.: Техніка, – 1975, – Вып.11. – С. 113 – 119.
31. **Бутырина Л.А., Конин В.В., Сыч Н.С.** Двухканальный делитель с произвольным делением мощности СВЧ. (Рукопись депонирована в ВИНТИ 3.ЧШ.81 г. Т 5073-81 Деп.)
32. **Бушминский И.П.** Изготовление элементов конструкций СВЧ. – М.: Высш. школа, – 1974. – 304 с.
33. **Бушминский И.П., Морозов Г.В.** Технология гибридных интегральных схем СВЧ. – М.: Высшая школа. – 1980, – 285 с.
34. **Быков В.В.** Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Сов. радио, – 1971. – 328 с.
35. **Вамберский М.В., Усачев В.М., Шелухин А.** Инженерный расчет двухканальных невзаимных делителей-сумматоров на микрополосковых линиях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1984. – № 12. – С. 22–25.
36. **Влах., Сингхал К.** Машинные методы анализа и проектирования электронных схем. – М.: Радио и связь, 1988. – 560 с.
37. **Воеводин В.В.** Вычислительные основы линейной алгебры. – М.: Наука, 1977. – 303 с.
38. **Воробьевский Е.М., Калина В.Г., Светличный Ю.Н.** Системное проектирование интегральных СВЧ-схем на основе цепей-прототипов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1977. – Вып.10. – С. 47 – 55.
39. **Воронин В.М., Катюшкина В.М., Лосев В.Л.** Применение мостовых устройств для разветвления и сочленения выводов энергии: Науч. труды ЛЭТИ. – 1967. – Т 290. – С. 8 – 14.
40. **Гантмахер Ф.Р.** Теория матриц. – М.: Наука. – 1967. – 576 с.
41. **Гвоздев В.И.** Миниатюрные гибридные устройства СВЧ // Зарубежная радиоэлектроника. – 1981. – № 11. – С. 35 – 47.
42. **Гвоздев В.И., Буданов В.Н., Литвиненко М.Ю.** Миниатюрные гибридные кольцевые устройства // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1981. – Вып.2. – С. 10 – 13.

43. **Гвоздев В.И., Ключев А.И., Чернушенко А.М.** Широкополосный микрополосковый гибридный кольцевой мост // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1980. – Вып.6. – С. 97 – 99.
44. **Гвоздев В.И., Литвиненко М.Ю., Нефедов Е.И.** Кольцевые мосты на миниатюрных линиях передачи // Радиотехника. – 1982. – № 7. – С. 83 – 86.
45. **Гвоздев В.И., Нефедов Е.И.** Объемные интегральные схемы СВЧ. – М.: Наука, – 1985. – 256 с.
46. **Гвоздев В.И., Юрьев Б.С., Канониди К.Х.** Мостовые полосковые устройства // Радиотехника. – 1983. – № 8. – С. 76 – 78.
47. **Герценштейн А.А.** Диффузионное уравнение для статистически неоднородного волновода // Радиотехника и электроника. – 1975. – № 6. – С. 1146 – 1154.
48. **Герценштейн А.А., Васильев В.Б.** Волноводы со случайными неоднородностями и броуновское движение в плоскости Лобачевского // Теория вероятностей и ее применение. – 1959. – № 4. – С. 424 – 432.
49. **Гладович Л.П.** Расчет резисторов в многоканальных синфазных бинарных делителях мощности СВЧ // Радиотехника и электроника. – 1988. – № 9. – С. 1981 – 1985.
50. **Гойжевский В.А., Левина А.Р., Головчченко В.Г.** Влияние допусков на параметры печатных направленных ответвителей // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1973. – № 3. – С. 89 – 92.
51. **Гололобов В.М., Малорацкий Л.Г.** Расчет цепочечного соединения СВЧ многополосников // Радиотехника. – 1985. – № 4. – С. 70 – 71.
52. **Горбачев А.П., Романов А.Н.** Широкополосные разделитель-но-суммирующие устройства на неоднородных линиях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1977. – № 2. – С. 123 – 125.
53. **Горбачев А.П., Романов А.Н.** Широкополосные делители мощности на неоднородных линиях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1977. – № 2. – С. 123 – 125.
54. **Гупта К., Гардж Р., Чадха Р.** Машинное проектирование СВЧ устройств. – М.: Радио и связь, – 1987. – 429 с.
55. **Гусев В.П.** Расчет электрических допусков в электронной аппаратуре. – М.: Сов. радио, – 1963, – 215 с.
56. **Гусева Е.В., Найдено В.И.** Расчет линейного делителя мощности на полосковых линиях // Вест. Киев. политехн. ин-та. Радиотехника. – 1983. – № 20. – С. 11 – 14.
57. **Данилин В.Н., Кушниренко А.И., Петров Г.В.** Аналоговые полупроводниковые интегральные схемы СВЧ. – М.: Радио и связь, – 1985. – 192 с.

58. Данилова В.М., Сестрорецкий Б.В., Вешникова И.В., Расчет восьмиполосных устройств методом численных импедансных преобразований // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 1978. – Вып. 6. – С. 50 – 61.

59. Дахно В.Н. Оптимальный синтез допусков на параметры элементов фидерных устройств СВЧ // Радиотехника. – Харьков: Вища школа, – 1983. – Вып. 65. – С. 33 – 40.

60. Дахно В.Н., Агинский А.Л., Кайданова В.М. Вероятностный анализ волнового сопротивления коаксиальной линии // Радиотехника. – Харьков: Вища школа, – 1976. – Вып. 38. – С. .

61. Дробышев И.И. К расчету широкополосных делителей мощно-сти СВЧ // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 10. – С. 21 – 22.

62. Дробышев И.И. Расчет оптимальных параметров делителей мощности СВЧ-диапазона // Техника средств связи. Сер. Радиоизмери-тельная техника. – 1979. – Вып. 2. – С. 106 – 107.

63. Дробышев И.И., Тищенко В.И. Синтез широкополосных делителей мощности с оптимальной частотной характеристикой согласования // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – Вып. 3. – С. 79 – 81.

64. Дудковский Э.А. Диапазонные свойства коаксиальных делите-лей с большим числом выходов // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Тех-ника радиосвязи. – 1970. – Вып. 5. – С. 132 – 148.

65. Дудковский Э.А. Коэффициенты матрицы рассеяния коакси-альных делителей мощности с большим числом выходов // Вопросы ра-диоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи. – 1971. – Вып.8. – С. 130 – 143.

66. Дудковский Э.А., Длиннов А.А. Коаксиальные делители мощ-ности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи. – 1967. – Вып. 7. – С. 34 – 39.

67. Дудковский Э.А., Харечкин Н.А. Коаксиальные делители мощности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Техника радиосвязи. – 1972. – Вып. 2. – С. 31 – 38.

68. Ефремов Ю.Г., Невгасимый А.Ф., Шермаревич В.Г. Расчет направленного ответвителя на четырех связанных линиях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1976. – № 2. – С. 108 – 109.

69. Заграно Г.Ф., Ляпин В.П., Михалевский В.С., Синельников Ю.М., Синявский Г.П., Чекрыгина И.М. Волноводы сложных сечений. – М.: Радио и связь, 1986. – 124 с.

70. Заенцев В.В., Белоглазов В.А., Бельчинский В.В. Матрица рас-сеяния совокупности СВЧ многополюсников с параллельным соединени-ем группы каналов // Изв.вузов. Радиотехника. – 1974. – № 12. – С.67 – 71.

71. Заенцев В.В., Бельчинский В.В. Анализ характеристик гибрид-ного кольца с секцией на связанных линиях // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1974. – № 1. – С. 49 – 55.

72. Заенцев В.В., Бельчинский В.В. Многоканальный делитель мощности на полосковых линиях с емкостными разветвителями // Радио-техника. – 1982. – № 11. – С. 51 – 53.

73. Заенцев В.В., Бельчинский В.В. Синфазный СВЧ делитель мощности на четвертьволновых линиях с потерями // Вопросы радио-электроники. Сер.Техника радиосвязи. – 1973. – Вып. 1. – С. 105 – 112.

74. Заенцев В.В., Виноградов Г.А. Статистические характеристики-ки входного коэффициента отражения многоканального СВЧ делителя мощности на связанных линиях передачи // Изв. вузов Радиоэлектроника. – 1975. – № 8. – С. 122 – 124.

75. Заенцев В.В., Виноградов Г.А. Цепочечные СВЧ делители мощности на несвязанных линиях передачи // Радиотехника и электрони-ка. – 1977. – № 4. – С. 87 – 831.

76. Заенцев В.В., Минкин М.А. Инварианты чувствительности па-раметров рассеяния СВЧ многополюсников // Радиотехника и электрони-ка. – 1977. – № 7. – С. 1504 – 1507.

77. Заенцев В.В., Минкин М.А. Многоканальный делитель мощ-ности на укороченных отрезках линий // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1976. – № 2. – С. 69 – 73

78. Заенцев В.В., Минкин М.А. Расчет параметров рассеяния соединения произвольных СВЧ многополюсников // Радиотехника и электроника. – 1975. – № 3. – С. 655 – 657.

79. Заикин Б.М. Алгоритмы вычисления матрицы рассеяния про-извольного соединения $2n$ -полюсников СВЧ // Автоматизация проектиро-вания в электронике: Сб. статей / Под ред. В.П. Сигорского. – К.: Техніка, 1971. – 3. – С. 173 – 199.

80. Заикин Б.М. Матричные методы анализа систем СВЧ // Авто-матизация проектирования в электронике: Сб. статей / Под ред. В.П.Си-горского. – К.: Техніка, 1968. – 2. – С. 163 – 187.

81. Заикин Б.М. Усовершенствованный алгоритм анализа соеди-нения $2n$ -полюсников СВЧ // Радиотехника. – 1976. – № 4. – С. 31 – 35.

82. Заикин Б.М., Глушенко С.С. Об эффективности алгоритмов анализа произвольного соединения СВЧ $2n$ -полюсников // Кибернетика и вычислительная техника. – К.: Наукова думка, 1974. – С. 48 – 53.

83. Заикин Б.М., Конин В.В. Метод определения коэффициента отражения входа и коэффициента передачи с входа на выход многока-нальных

симметричных СВЧ цепей // Опыт разработки СВЧ-устройств. – К.: О-во "Знание" УССР, – 1976. – С. 23 – 28

84. **Заикин Б.М., Конин В.В.** Определение параметров рассеяния разветвлений линий передач // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1974. – № 8. – С. 105 – 108.

85. **Заикин Б.М., Конин В.В., Нарбут В.П.** Новое в разработке СВЧ-устройств. – К.: О-во "Знание" УССР, 1979. – 26 с.

86. **Заикин Б.М., Конин В.В., Платонова Ж.К.** Метод определения параметров рассеяния фазированных антенных решеток // Кибернетика и вычислительная техника. – 1974. – Вып. 26. – С. 53 – 58.

87. **Заикин Б.М., Конин В.В., Платонова Ж.К.** Циклический алгоритм расчета параметров рассеяния произвольного соединения многополюсников СВЧ // Новые разработки приборов СВЧ и их применение в науке и промышленности. – К.: О-во "Знание" УССР. – 1974. – С. 8 – 12.

88. **Золотов Б.П., Сосунов В.А.** Многокальные делители мощности сверхвысоких частот (Обзор). – М.: ЦНИИ "Электроника". – 1972. – 31 с.

89. **Иванников В.А.** Матрицы рассеяния многополюсных соединений СВЧ-схем // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1975. – Вып. 12. – С. 56 – 60.

90. **Илларионова Г.А.** Гибридное кольцевое соединение с пятью плечами // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 1967. – Вып. 24., – С. 19 – 30.

91. **Ильин В.Н.** Основы автоматизации схемотехнического проектирования. – М.: Энергия, 1979. – 392 с.

92. **Ильин В.Н.** Машинное проектирование электронных схем. – М.: Энергия, 1972. – 280 с.

93. **Использование** итерационного алгоритма для расчета волноводов с диафрагмами / Н.Т. Бова, Б.М. Заикин, В.В. Конин, Ю.В. Толстиков // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1974. – № 6. – С. 136 – 138.

94. **Калина В.Г.** Кольцевые четырехполюсники СВЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1985. – № 19. – С. 89 – 91.

95. **Калина В.Г.** Кольцевые симметричные мосты и балансные делители на планарных линиях передачи с Т- и ТЕ-волной. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1981. – Ч.1. – Вып. 10. – С. 7 – 16.

96. **Калина В.Г.** Кольцевые симметричные мосты и балансные делители на планарных линиях передачи с Т- и ТЕ-волной. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1982. – Ч.2. – Вып. 11. – С. 3 – 8.

97. **Калина В.Г.** Кольцевые симметричные мосты и балансные делители на планарных линиях передачи с Т- и ТЕ-волной. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Ч.3. – Вып. 2. – С. 17 – 26.

98. **Калина В.Г.** Компактные Е-мосты и делители с планарным сжатым кольцом // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1984. – Ч.1. – Вып. 5. – С. 19 – 28.

99. **Калина В.Г.** Компактные Е-мосты и делители с планарным сжатым кольцом // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1984. – Ч. 2. – Вып. 10. – С. 8 – 19.

100. **Калина В.Г.** Миниатюризация микрополосковой линии передачи. Параметры миниатюризированной линии. // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1981. – Вып. 2. – С. 13 – 18.

101. **Калина В.Г.** Планарные Е- и Н-мосты и делители с полуволновым несвязанным кольцом // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Ч. 1. – Вып. 12. – С. 23 – 30.

102. **Калина В.Г.** Планарные Е- и Н-мосты и делители с полуволновым несвязанным кольцом // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1984. – Ч. 2. – Вып. 2. – С. 13 – 21.

103. **Калина В.Г.** Расчет ленточной линии передачи // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – Вып. 2. – С. 45 – 54.

104. **Калина В.Г., Гвоздев В.И.** Шлейфные переходы между миниатюрными линиями передачи с пленочными проводниками // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – № 6. – С. 37 – 43.

105. **Карпуков Л.М., Куценко Ж.П.** Моделирование функций чувствительности линейных СВЧ-цепей // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 1977. – Вып. 11. – С. 11 – 17.

106. **Карпуков Л.М., Куценко Ж.П.** Об одном алгоритме анализа линейных волноводных цепей // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 1975. – Вып. 6. – С. 145 – 149.

107. **Катушкина В.М., Модель З.И.** Мостовые методы сложения мощностей любого числа УКВ генераторов // Электросвязь. – 1959. № 7. – С. 17 – 25.

108. **Катушкина В.М., Хацкевич Е.И.** Исследование работы мостовых устройств на несогласованные нагрузки // Труды ЛПИ. – 1968. – № 290. – С.

109. **Кендалл М.Дж., Стюарт А.** Теория распределений. – М.: Наука, 1966. – 588 с.

110. **Клименков А.С.** Модель кольцевого делителя мощности // Радиотехника. – 1988. – № 2. – С. 36 – 39.

111. **Киселев А.З., Храменко Г.Н., Казанков А.Ф.** Статистические характеристики крестообразного направленного ответвителя // Прикладные задачи электродинамики. – Л.: ЛИАП. – 1988. – С. 60 – 64.

112. **Коваленко Н.И., Осипов В.Г.** Расчет многоканальных ответвителей на связанных линиях передачи // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 6. – С. 37 – 39.
113. **Коган Н.Л., Машковцев Б.М., Цибизов К.Н.** Сложные волноводные системы. – Л.: Судпромгиз, – 1963. – 356 с.
114. **Коган Б.Л.** Синтез широкополосных балансных устройств, содержащих гибридное кольцо с обращением фазы // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1978. – № 8. – С. 75 – 80.
115. **Козлов В.И., Юфит Г.А.** Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. – М.: Сов. радио, – 1975. – 177 с.
116. **Козловский В.В., Сошников В.И.** Устройства на неоднородных линиях. – К.: Техника. – 1987. – 191 с.
117. **Кольцов Н.Е.** Технологический разброс параметров микрополоскового делителя мощности СВЧ // Техника средств связи. Сер. Общетеchnическая. – 1983. – Вып. 4. – С. 49 – 53.
118. **Конин В.В.** Анализ амплитудных и фазочастотных характеристик многоканальных делителей мощности СВЧ. – К.: О-во "Знание" УССР, – 1981. – 26 с.
119. **Конин В.В.** Метод расчета мостовых устройств СВЧ кольцевого типа с последовательным включением плеч // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1984. – № 11. – С. 68 – 69.
120. **Конин В.В.** Расчет мостовых устройств СВЧ // Радиотехника. – 1984. – № 2. – С. 92 – 95.
121. **Конин В.В.** Расчет трехзвенных делителей мощности СВЧ // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1987. – № 5. – С. 67 – 69.
122. **Конин В.В.** Синтез многозвенных делителей СВЧ с заданным распределением мощности между каналами // Радиотехника и электроника. – 1987. – Вып. 8. – С. 1760 – 1762.
123. **Конин В.В.** Синтез многозвенных делителей СВЧ с заданным распределением мощности между каналами // Тезисы докладов 42 Всесоюзной научной сессии. – М.: Радио и связь. – 1987. – С. 22 – 23.
124. **Конин В.В.** Синтез структуры и анализ частотных характеристик кольцевых устройств СВЧ на комбинациях линий передачи. Радиоэлектроника. – 1996. – Т.39. – №2. – С.27 – 32. (Изв. высш. учебн. завед.).
125. **Конин В.В.** Сравнение частотных характеристик полосковых систем распределения мощности СВЧ. – Антенны: Сб. статей / Под ред. А.А. Пистолькорса М.: Радио и связь, – 1980. – Вып 28. – С. 131 – 137.
126. **Конин В.В., Бутырина Л.А.** Модели распределенных нагрузок СВЧ с поверхностным сопротивлением // Радиотехника. – 1981. – № 1. – С. 64 – 66.

127. **Конин В.В., Бутырина Л.А., Сыч Н.С.** Влияние длин резисторов и разбросов волновых сопротивлений на параметры двухканального делителя мощности // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 1. – С. 68 – 71.
128. **Конин В.В., Заикин Б.М., Бова Н.Т.** Частотные характеристики коэффициентов передачи каналов систем распределения мощности СВЧ. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1978. – № 6. – С. 157 – 159.
129. **Конструирование** и расчет полосковых устройств / Под ред. И.С.Ковалева. – М.: Сов. радио, – 1974. – 295 с.
130. **Конструкторско-технологические основы проектирования** полосковых микросхем / И.П. Бушминский, А.Г. Гудков, В.Ф. Дергачев, В.П.Усачев. Под ред. И.П. Бушминского. – М.: Радио и связь. – 1987. – 272 с.
131. **Корн Г., Корн Т.** Справочник по математике / Пер. с англ. Под ред. И.Г. Арамановича. – М.: Наука, – 1968. – 720 с.
132. **Котляр М.Я., Беллон О.О.** Широкополосные делители мощности на полосковых линиях с произвольным числом плеч // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1975. – № 2. – С. 61 – 66.
133. **Котляр М.Я., Беллон О.О., Машарский Е.И.** Машинный анализ ветвящихся схем делителей мощности с произвольным числом плеч // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1976. – № 6. – С. 140 – 142.
134. **Котова Л.В., Курдюмов О.А., Пяткина Л.В.** Фазовые характеристики СВЧ мостов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1979. – № 2. – С. 94 – 96.
135. **Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А.** К расчету матрицы частичных емкостей для многополосковых линий // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1980. – № 2. – С. 40 – 49.
136. **Красноперкин В.М., Самохин Г.С., Силин Р.А.** Подвешенные связанные полосковые линии // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1983. – Вып. 6. – № 2. – С. 29 – 33.
137. **Креденцер Б.П.** Прогнозирование надежности систем с временной избыточностью. – К.: Наукова думка, – 1978. – 240 с.
138. **Кривошейкин А.В.** Точность параметров и настройка аналоговых радиоэлектронных цепей. – М.: Радио и связь, – 1983. – 136 с.
139. **Кудрицкий В.Д.** Прогнозирование надежности радиоэлектронных устройств. – К.: Техника, – 1973. – 156 с.
140. **Кузнецов В.Д., Реушкин Н.А.** Диапазонные мостовые устройства для неравного деления мощности // Электросвязь. – 1977. – № 2. – С. 54 – 57.
141. **Ланкастер П.** Теория матриц / Пер. с англ. Под ред. С.П. Демушкина. – М.: Наука, – 1978. – 280 с.

142. **Лебедев И.В.** Техника и приборы СВЧ. – М.: Высшая школа, – 1972. – 375 с.
143. **Лиханов Ю.М., Девятков Г.Н.** Вероятностная оценка согласования реальных комплексных нагрузок // Радиотехника и электроника. – 1985. – № 7. – С. 1438 – 1440.
144. **Лиханов Ю.М., Девятков Г.Н., Серых В.И.** Статистическая оценка предельного согласования комплексных нагрузок, распределенных по нормальному закону // Радиотехника. – 1987. – № 4. – С. 58 – 61.
145. **Львов Л.Е., Пайков А.Н.** Сверхширокополосные делители мощности // Техника средств связи. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1978. – Вып. 2. – С. 58 – 61.
146. **Малорацкий Л.Г.** Анализ шестиполосного кольцевого делителя мощности // Радиотехника. – 1972. – № 9. – С. 58 – 63.
147. **Малорацкий Л.Г.** К анализу гибридного кольца // Радиотехника. – 1967. – № 9. – С. 36 – 41.
148. **Малорацкий Л.Г.** Методика расчета шлейфных НО // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 1967. – Вып. 17. – С.
149. **Малорацкий Л.Г.** Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. – М.: Сов. радио, – 1976. – 216 с.
150. **Малорацкий Л.Г., Черне Х.И.** Анализ схемы соединения кольцевых делителей мощности // Антенны: Сб. статей / Под ред. А.А. Пистолькорса. – М.: Радио и связь, – 1973. – Вып. 17. – С. 119 – 128.
151. **Малорацкий Л.Г., Явич Л.Р.** Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. – М.: Сов. радио, – 1972. – 232 с.
152. **Маркус М., Минк Х.** Обзор по теории матриц и матричных неравенств / Пер. с англ. Под ред. В.Б. Лидского. – М.: Наука, 1972. – 232 с.
153. **Математическое** моделирование параметров рассеяния делителя (сумматора) мощности СВЧ / Н.Т. Бова, Б.М. Заикин, В.В. Конин, Л.А. Коница, Ж.К. Платонова, Ю.В. Толстикова // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1973. – № 10. – С. 137 – 138.
154. **Машковцев Б.М., Цибизов К.Н., Емелин Б.Ф.** Теория волноводов. – М.: Наука, – 1966. – 351 с.
155. **Мейлуks Р.Дж.** Терия и техника фазированных антенных решеток. – ТИИЭР. – 1982. – № 3. – С. 5 – 62.
156. **Мейнке Х., Гундлах Ф.** Радиотехнический справочник, Т 1. – М. – Л.: Госэнергоиздат, – 1961. – 416 с.
157. **Метод** представления связей и алгоритм расчета СВЧ цепей на ЭВМ / Ж.П. Куценко, А.А. Лященко, Л.М. Карпуков, В.П. Дмитренко // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Автоматизированные системы управления. – 1976. – Вып. 2. – С. 59 –

158. **Метод** статистических испытаний (метод Монте-Карло) / Бусиенко Н.П., Голенко Д.И., Соболев И.М. и др. / Под ред. Ю.А. Шрей-дера. – М.: Физматгиз, – 1962. – 331 с.
159. **Микроэлектронные** устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Ю.Г. Ефремов, В.В. Конин, А.Ф. Невгасимый, Б.Д. Солганик. – К.: Техника, – 1984. – 184 с.
160. **Минкин М.А., Заенцев В.В.** Многоканальные делители-сумматоры мощности на отрезках линий со стандартным волновым сопротивлением // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1977. – № 8. – С. 19 – 23.
161. **Михайлов А.В., Савин С.К.** Точность радиоэлектронных устройств. – М.: Машиностроение, – 1976. – 214 с.
162. **Моцоголов А.А., Заикин Б.М.** Алгоритм и программа расчета на ЭЦВМ "Мир-1" тройниковых СВЧ-делителей мощности // Кибернетика и вычислительная техника. – 1972. – Вып. 17. – С. 54 – 58
163. **Мякишев Б.Я., Соловцов П.А.** Многоканальный СВЧ-делитель мощности с произвольным распределением на выходах // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1978. – № 2. – С. 118 – 121.
164. **Наумов В.Ф.** К теории синтеза многоканального делителя мощности // Радиотехника и электрон. – 1985. – № 1. – С. 169 – 171.
165. **Нефедов Е.И., Фялковский А.Т.** Полосковые линии передачи. – М.: Наука, – 1980. – 312 с.
166. **Нечаев Ю.Б., Крюкова Р.В.** Частотные свойства четырехканального широкополосного делителя-сумматора мощности СВЧ-диапазона // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1978. – Вып. 7. – С. 127 – 134.
167. **Норенков И.П.** Введение в автоматизированное проектирование технических устройств и систем. – М.: Высшая школа, 1986. – 304 с.
168. **Норенков И.П., Маничев В.Б.** Система автоматизированного проектирования электронной и вычислительной аппаратуры. – М.: Высшая школа, – 1983. – 272 с.
169. **Перец Р.И.** Статистические характеристики тракта СВЧ / Антенны: Сб. статей / Под ред. А.А. Пистолькорса М.: Радио и связь, – 1973. – Вып 17. – С. 104 – 118.
170. **Печатные** схемы сантиметрового диапазона / Сб. статей под ред. В.И. Сушкевича. – М.: Иностранная литература. – 1956. – 279 с.
171. **Пиотровский А.А.** Статистические характеристики входного сопротивления многоэлементной антенны со случайными входными сопротивлениями отдельных элементов // Вопросы радиоэлектроники. – Сер. Общетеchnическая. – 1971. – № 21. – С. 58 – 63.
172. **Пистолькорс А.А.** Антенны. – М.: Госиздат по вопросам связи и радио, – 1947. – 480 с.

173. **Полищук Н.П.** Матрица рассеяния полосковой линии передачи со случайным изменением ширины внутреннего проводника // Антенны: Сб. статей / Под ред. А.А.Пистолькорса. – М.: Радио и связь, – 1970. – Вып 9. – С. 81 – 89.

174. **Полищук Н.П.** Статистический способ расчета характеристик СВЧ устройств // Антенны: Сб. статей / Под ред. А.А.Пистолькорса. – М.: Радио и связь, – 1972. – Вып 14. – С. 71 – 93.

175. **Полосковые** линии и устройства сверхвысоких частот / Д.С. Денисов, Б.В.Кондратьев, Н.И.Лесик, Н.В.Ляпунов, И.И.Сапрыкин, В.М.Седых. – Харьков: Вища школа, – 1974. – 276 с.

176. **Полосковые** системы сверхвысоких частот / Сб. статей под ред. В.И.Сушкевича. – М.: Иностранная литература. – 1959. – 356 с.

177. **Полляк Ю.Г.** Вероятностное моделирование на электронных вычислительных машинах. – М.: Сов. радио, – 1971. – 400 с.

178. **Применение** комбинаций линий передачи в микроэлектронных входных устройствах / Ю.Г.Ефремов, А.Ф.Невгасимый, Е.Т.Скорик, В.Г.Шермаревич // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1980. – № 9. – С. 92 – 94

179. **Проблемы** антенной техники / Под ред. Л.Д. Бахраха., Д.И. Воскресенского. – М.: Радио и связь, – 1989. – 368 с.

180. **Проектирование** интегральных устройств СВЧ / Ю.Г.Ефремов, В.В.Конин, Б.Д.Солганик, А.А.Липатов, А.Ф.Невгасимый. – К.: Техніка, – 1990. – 183 с.

181. **Прусов А.В.** Потери в многоканальных каскадных кольцевых делителях мощности // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Технология производства и оборудование. – 1980. – Вып. 2. – С. 53 – 58

182. **Прусов А.В., Яковлева К.** О синфазности выходных каналов полосковых делителей мощности // Межвуз. сб. ЛИАП, – 1980. – № 139. – С. 82 – 86.

183. **Пугачев В.С.** Теория случайных функций и ее применение к задачам автоматического управления. – М.: Физматгиз, – 1962. –

184. **Пылакин В.Н.** Расчет делителей мощности с произвольным числом развязанных выходов // Радиотехника. – 1973. – № 9. – С. 60 – 65.

185. **Радиопередающие** устройства РЭТ. Типовые радиопередающие устройства в радиоэлектронной технике. Ч.1 / В.И.Гостев, А.И. Ильницкий, В.А.Харитонов, В.А.Драпий, А.А.Баранов, Е.К.Вервейко. –К.: КВИРТУ ПВО. – 1986. – 180 с.

186. **Райншке К.** Модели надежности и чувствительности систем.–М.: Мир, – 1979. – 452 с.

187. **Решение** задач надежности и эксплуатации на универсальных ЭЦВМ / Б.П.Крецендер, М.М.Ластовченко, С.А.Сеницкий, Н.А. Шишо-нок. – М.: Сов. радио, – 1967. – 400 с.

188. **Романенко Ю.И.** Методика расчет микрополоскового направленного ответвителя Ланге // Микроэлектроника. – 1978. – № 2. – С. 66 – 70.

189. **Рубцов А.Н.** Расчет делителя мощности на элементах с сосредоточенными параметрами // Радиотехника. – 1982. – № 4. – С. 86 – 89.

190. **Ряполов В.В.** Приближенный расчет многоканальных СВЧ-систем распределения мощности последовательного типа // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1984. – Вып. 2. – С. 43 – 48.

191. **Ряполов В.В., Фидоренко В.М.** Программа синтеза делителей мощности СВЧ // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1987. – Вып. 1. – С. 69 – 70.

192. **Сазонов Д.М.** Антенны и устройства СВЧ. –М.: Высшая школа, – 1988. – 432 с.

193. **Сазонов Д.М., Гридин А.Н., Мишустин Б.А.** Устройства СВЧ. – М.: Высшая школа, – 1981. – 295 с.

194. **Свешникова И.А., Жилинская Р. – П.П.** Количественная оценка влияния геометрических допусков в области связи волноводных направленных ответвителей методом Монте-Карло // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Радиоизмерительная техника. – 1971. – № 6. – С. 24 – 28.

195. **Сестрорецкий Б.В., Вешникова И.Е., Белянина Е.К.** Алгоритм расчета многоканального делителя с несимметричной системой разветвления мощности // Антенны: Сб. статей / Под ред. А.А.Пистолькорса. – М.: Радио и связь, – 1976. – Вып. 24. – С. 40 – 52.

196. **Сигорский В.П., Петренко А.И.** Алгоритмы анализа электронных схем. – М.: Сов. радио, – 1979. – 608 с.

197. **Силаев М.А., Брянцев С.Ф.** Приложение матриц и графов к анализу СВЧ-устройств. – М.: Сов. радио, – 1970. – 248 с.

198. **Следков В.А., Чуприн А.Д.** Анализ и оптимизация многоканальных синфазных бинарных делителей мощности СВЧ // Радиотехника и электрон. – 1986. – № 1. – С. 191 – 195.

199. **Соболь И.М.** Численные методы Монте-Карло. –М.: Наука, – 1973. – 311 с.

200. **Справочник** по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / Под ред. В.И.Вольмана. – М.: Радио и связь, – 1982. – 328 с.

201. **Старк.** Теория фазированных анализ антенных решеток СВЧ-диапазона // ТИИЭР. – 1974. – № 12. – С. 55 – 86.

202. Сухова Т.П., Фельдштейн А.Л. Делители мощности на неоднородных линиях // Радиотехника и электроника. – 1977. – № 1. – С.38–44.
203. **Теория** линий передачи сверхвысоких частот: Пер. с англ. / Под ред. А.И.Шпунтова. – М.: Сов. радио. – 1951. – 263 с.
204. **Трохименко Я.К.** Метод обобщенных чисел и анализ линейных цепей. – М.: Сов. радио, – 1972. – 311 с.
205. **Турхельтауб Р.М.** Методы исследования точности и надежности схем аппаратуры. – М. – Л.: Энергия, – 1966. –
206. **Тутубалин В.Н.** К расчету волноводов со случайными неоднородностями // Радиотехника и электроника. – 1971. – № 8. – С. 1352 – 1360.
207. **Украинцев Ю.С.** Резонаторные кольцевые делители мощности // Техника средств связи. Сер. Техника радиосвязи. – 1985. – Вып. 3. – С. 95 – 101.
208. **Устройства** сложения и распределения мощности высокочастотных колебаний / Под ред. З.И.Моделя. – М.: Сов. радио, – 1980. – 295 с.
209. **Феллер В.** Введение в теорию вероятностей и ее приложения. Т. 2: Пер. с англ. – М.: Мир, – 1967. – 752 с.
210. **Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р.** Синтез четырехполюсников и восьмиполусников на СВЧ. – М.: Связь, – 1971. – 388 с.
211. **Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р., Смирнов В.П.** Справочник по элементам волноводной техники. – М.: Сов. радио, – 1967. – 651 с.
212. **Хан Г., Шапиро С.** Статистические модели в инженерных задачах: Пер. с англ. – М.: Мир, – 1969. – 395 с.
213. **Хансен Р.С.** Сканирующие антенные системы СВЧ. – М.: Сов. радио, – 1971. – № 3. – 463 с.
214. **Хелзайн Дж.** Пассивные и активные цепи СВЧ / Пер. с англ. Под ред. А.С.Галина. – М.: Радио и связь, – 1981. – 200 с.
215. **Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А.** СВЧ фазовращатели и переключатели: Особенности создания на 3-ш-т диодах в интегральном исполнении. – М.: Сов. радио, – 1984. – 184 с.
216. **Царенков В.С.** Многоплечие делители (сумматоры) мощности СВЧ на сосредоточенных элементах // Радиотехника и электроника. – 1975. – № 5. – С. 943 – 953.
217. **Черне Х.И.** Матрицы рассеяния соединения 2-н полюсников // Труды НТК ЛЭИС. – 1964. – Вып. 3. – С. 37 – 54.
218. **Шауро Г.С., Глазков Г.Н.** Широкополосность характеристик кольцевых и шлейфных делителей и сумматоров СВЧ-мощности с трансформацией сопротивлений // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1979. – Вып. 2. – С. 19 – 25.

219. **Шпаков А.П.** Характеристики микрополосковых кольцевых делителей (сумматоров) мощности // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1973. – Вып. 3. – С. 116.
220. **Шпаков А.П.** Характеристики микрополосковых "кольцевых" мостов // Электронная техника. Сер. Электроника СВЧ. – 1973. – Вып. 3. – С. 117.
221. **Шестопалов В.П., Кириленко А.А., Рудь Л.А.** Резонансное рассеяние волн. Т. 2. Волноводные неоднородности. – К.: Наукова думка, – 1986. – 216 с.
222. **Эренбург Г.М., Андреева И.И.** СВЧ-делители мощности с последовательно связанными плечами // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Технология производства и оборудование. – 1978. – Вып. 1. – С. 53 – 60
223. **Эренбург Г.М., Лившиц Л.М.** СВЧ делители с заданным распределением мощности сигнала в каналах // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Технология производства и оборудование. 1977. – Вып.2. – С.65 – 71.
224. **Явич Л.Р.** Вопросы синтеза широкополосных делителей мощности // Радиотехника и электроника – 1972. – Т 8. – С. 1580 – 1585
225. **Abele T.A.** Uber die Streumatrix Allgemein Zusammengeschalteter Mehrole // Arch. Elektrisch.Ubertr. – 1960. – Bd. 14, N 6. – S. 161 – 168.
226. **Agrawal A.K., Mikucki G.F.** An Improved Hybrid-Ring Directional Coupled for Higher Power Split Ratios // Microwave J. – 1986. – N 11, P. 87 – 96, 98.
227. **Agrawal A.K., Mikucki G.F.** A Printed-Circuit Hybrid-Ring Directional Coupled for Arbitrary Power Divisions // IEEE Trans. – 1986. – Vol. MTT – 34. – N 6, P. 1401 – 1407.
228. **Aikawa M., Ogawa H.** A new MIC Magic-T Using Coupled Slot Line // IEEE Trans. – 1980. – Vol. MTT – 28. – N 6, P. 523 – 528.
229. **Akhtarzad S., Rowbotham T.R., Johns P.B.** The Design of Coupled Microstrip Lines // IEEE Trans. – 1975. – Vol. MTT – 23. – N 6, P. 486 – 492.
230. **Alstadter D., Houseman E.O.** Strip Transmission Line Corporate Feed Structures for Antenna Arrays // IRE National Convention Record. – 1959. – Par. 3, P. 113 – 116.
231. **A Study of Microstrip Array Antennas With the Feed Network /** Levin E., Malamud G., Shtrikman Sh., Treves D // IEEE Trans. – 1989. Vol. AR – 37. – N 4, P. 426 – 434.
232. **Beckwith W., Staudinger J.** Wide Band Width Monolithic Power Dividers // Microwave J. – 1989. Vol – 32. – N 2, P. 155 – 160.
233. **Chapell H.F.** Binary Power-Divider Design Approach // IEEE Trans. – 1974. – Vol. MTT – 22. – N 5, P. 580 – 581.

234. **Cohn S.B.** A Class of Broadband The-Port TEM-Mod Hybrid // IEEE Trans. – 1968. – Vol. MTT – 16. – N 2, P. 110 – 116.
235. **Collins R., Harwell T.E.** RASSR-Array Comes of Age // Micro-wavess. – 1972. – N 8. – P. 36 – 42.
236. **Ekinge R.B.** A New Metod of synthehering Manched Broad-Band TEM-Mode Three Ports//IEEE Trans.– 1971. – Vol.MTT– 19. – N 1,P.81 – 88.
237. **Hanna V.F., Jumeau J.A** Wide-Band 12 GHz 12-Way Planar Power Divider / Combiner // IEEE Trans. – 1986. – Vol. MTT – 34. – N 8, P. 896 – 897.
238. **Hindin H.J., Lev A.R.** 3-dB Coupler Constacted from Two Tandem Connected 8,34-dB Asymmetric Couplers. IEEE Trans. – 1968. – Vol. MTT – 16. – N 2, P. 125 – 126.
239. **Hindin H.J.** Standing-Wave Ratio of Binari TEM Pover Dividers // IEEE Trans. – 1968. – Vol. MTT – 16. – N 1, P. 123 – 125.
240. **Hirota T., Tarusawa Y.,Ogawa H.** Uniplanar MMIC Hybrid -A Proposed New MMIC Structur // IEEE Trans. – 1987. – Vol. MTT – 35. – N 6, P. 576 – 581.
241. **Ho C.Y.**Transsform Impedance With a Branch-Line Coupler // Microwaves. – 1976. – N 5, P. 47, 50, 52.
242. **Kemp G., Hobdell J., Biggin J.W.** Ultra-Wide Band Quadrature Coupler // Eleqtronics Letters. – 1983. – Vol. 19. – N 6, P. 197 – 199.
243. **Kim D.I., Nalto Y.** Broad-Band Design of Improved Hybrid-Ring 3-dB Directional Coupled // IEEE Trans. – 1982. – Vol. MTT – 30. – N 1, P. 2040 – 2046.
244. **Landry N.R., Kent E.J.** Precision Combine for Phased Array Antennas // Antennas and Propag.int Symp.Dig., Monston., Tex. – 1983. – Vol. 2. – P. 397 – 400.
245. **Lange J.** Interdigitated Striplin Quadrature Hybrid // IEEE Trans. – 1969. – Vol. MTT – 17. – N 12, P. 1150 – 1151.
246. **Leighton W.H., Milnes A.G.** Junction Reactahce and Dimen-sional Tolerance Effects on X-Band 3-dB Directional Coupled // IEEE Trans. – 1971. – Vol. MTT – 19. – N 10, P. 818 – 824.
247. **Mohr R.J.** A Microwave Power Divider // IRE Trans. – 1961. – Vol. MTT – 9. – N 11, P. 573 – 577.
248. **Nakajima M.A.** Proposed Multistag Microwave Power Combiner // Pros. IEEE. – 1973. – Vol. 61, P. 242 – ?.
249. **Nystrom G.L.** Analisis and Syntesis of Broad-Band Symmetric Pover Dividing Trees // IEEE Trans. – 1980. – Vol. MTT– 28. – N 11, P. 1182 – 1187.
250. **Osmaani R.M.** Sintesis of Lange Couplers // IEEE Trans. – 1981. – Vol. MTT – 29. – N 2, P. 168 – 170.

251. **Parad L.T., Moynihan R.L.** Split-Tee Pover Divider // IEEE Trans. – 1965. – Vol. MTT – 13. – N 1, P. 91 – 96.
252. **Pon C.Y.** Hybrid-Ring Directional Coupler for Arbit rary Pover Division // IRE Trans. – 1961. – Vol. MTT – 9. – N 11, P. 529 – 535.
253. **Presser A.** Interdigitated Microstrip Coupler Design // IEEE Trans. – 1978. – Vol. MTT – 26. – N 10, P. 801 – 805.
254. **Reud J., Wheeler G.J.** A Metod of Analysis of Symmetrical for Port Networks // IRE Trans. – 1956. – Vol. MTT – 4. – N 10, P. 246 – 252.
255. **Shamasundara S.D., Gupta K.C.** Sensitevity Analysis of Coupled Microstrip Directional Couplers// IEEE Trans. – 1978. – Vol.MTT–26. – N 10, P.788 – 794.
256. **Tripathi V.K., Lunder H.B., Starki J.P.** Analisis and Design of Branch-Line Hybrids With Coupled Lines // IEEE Trans. – 1984. –Vol. MTT – 32. – N 4, P. 427 – 432.
257. **Tyrrell W.A.** Hybrid Circuites for Microwaves// Pros. IRE.– 1947. – Vol. 35, P. 1294 – 1306.
258. **Wilkinson E.J.** An N-Way Gybrid Pover Divider.IRE Trans. –1960. – Vol. MTT – 8. – N 11, P. 110 – 116.
259. **Vogel R.W.** Effects of the T-Junction Discontinuity on the Design of Microstrip Directional Couplers // IEEE Trans. – 1973. – Vol. MTT. – N 3, P. 145 – 146.
260. **Yau W., Schellenberg J.M.** An N-Way Broadband Planar Power Combine / Divider // Microwave J. – 1986. – N 11, P. 147 – 151.
261. **Yee H.Y., Chang F.C., Audeh N.F.** N-Way TEM-Mod Broad-Band Pover Dividers // IEEE Trans. – 1970. – Vol. MTT – 18. – N 10, P. 682 –688.
262. **Zehentner J.** Analysis and Syntesis of Coupled Microstrip Lines by Polinomials. – Microvave J. – 1980. – Vol. 23. – N 5. – P. 95 – 98, 110.
263. **Bryant T.G., WeissJ.A.** Parameters of Microstrip Transmission Line and of Coupled Pars of Microstrip Lines // IEEE Trans. – 1968. – Vol. MTT–16. – N 12, P. 1021 – 1027.

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Введение	3
Список принятых сокращений	7
Часть первая	
Теория систем распределения мощности сверхвысоких частот	9
Глава 1. Методы анализа и синтеза систем распределения мощности сверхвысоких частот	9
1.1. Общая характеристика систем распределения мощности СВЧ и методов анализа их параметров	9
1.2. Матричные методы анализа СВЧ цепей.....	18
1.3. Специализированные циклические алгоритмы	27
1.4. Методы и алгоритмы анализа влияния дестабилизирующих факторов на параметры систем распределения мощности	53
1.5. Эффективность методов анализа	64
1.6. Синтез структуры системы распределения мощности	71
Глава 2. Трехплечий делитель мощности. Теория, элементы, математические модели	78
2.1. Модель отрезка линии передачи.....	78
2.2. Математическая модель резистора с поверхностным сопротивлением	79
2.3. Разветвления линий передачи.....	83
2.4. Обобщенная схема трехплечевого делителя мощности.....	92

2.5. Математическая модель синфазного делителя, учитывающая длину резистора	93
2.6. Математическая модель синфазного делителя, учитывающая потери	95
2.7. Математическая модель синфазного делителя мощности с неравным делением.....	96
2.8. Многозвенный делитель мощности.....	102
2.9. Двухзвенный делитель мощности	108
2.10. Трехзвенный делитель мощности.....	112
2.11. Синтез многозвенного делителя с заданным распределением мощности.....	114
Глава 3. Устройства распределения мощности кольцевого типа	116
3.1. Физические процессы, протекающие в устройствах распределения мощности кольцевого типа.....	116
3.2. Трансформация плеч в устройствах распределения мощности кольцевого типа	119
3.3. Синтез структур устройств распределения мощности кольцевого типа.....	120
3.4. Расчет волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков кольцевых устройств.....	124
3.5. Математические модели кольцевых устройств	132
3.6. Мост из сочлененных квадратов	134
3.7. Кольцевые устройства без идеального согласования.....	137

3.8. Использование цепей-прототипов для расчета кольцевых устройств с произвольным включением плеч.....	143
Глава 4. Делитель из разветвленных линий. Связанные линии.....	148
4.1. Принцип получения требуемого коэффициента отражения.....	148
4.2. Принцип получения требуемого распределения мощности между выходными каналами.....	150
4.3. Синтез структуры и топология делителя.....	151
4.4. Устройства на связанных линиях передачи.....	155
4.5. Расчетные соотношения для частотных характеристик связанных линий.....	162
4.6. Связь геометрических размеров связанных линий с сопротивлениями четного и нечетного видов колебаний	163
4.7. Математические модели элементов на связанных линиях.....	176

Часть вторая

Исследование устройств и систем распределения мощности сверхвысоких частот.....	179
--	-----

Глава 5. Исследование математических моделей двухканальных делителей и мостовых устройств.....	179
5.1. Исследование двухканального кольцевого делителя с равным делением.....	179
5.2. Исследование двухступенчатого делителя.....	186
5.3. Исследование двухзвенного делителя.....	191

5.4. Исследование трехзвенного делителя.....	191
5.5. Исследование семизвенного делителя.....	201
5.6. Исследование моста из сочлененных квадратов.....	204
5.7. Исследование делителя с полуволновым включением балластного резистора.....	208
5.8. Исследование кольцевых устройств длиной $1,5 \lambda$	212
5.9. Исследование кольцевых устройств длиной λ	223
5.10. Исследование устройств на связанных линиях.....	227
Глава 6. Исследование математических моделей многоканальных делителей и систем распределения мощности.....	233
6.1. Исследование четырехканальных делителей.....	233
6.2. Исследование восьмиканальных делителей.....	247
6.3. Исследование делителей мощности на 16 каналов.....	255
6.4. Исследование делителей мощности на 64 канала.....	259
6.5. Синтез и исследование пятиканального делителя мощности.....	270
6.6. Исследование многоканальных систем распределения мощности.....	280
Список литературы.....	294
Оглавление.....	311