

# МИКРО- ЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА

## СВЧ



КИЕВ  
- ТЕХНИКА -  
1984

# Микро- электронные устройства СВЧ

---

КИЕВ  
«ТЕХНИКА»  
1984

32.844

М59

Микроэлектронные устройства СВЧ / [Н. Т. Бова], Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин и др. К.: Техніка, 1984. — 184с., ил. — Библиогр.: с. 177—182.

В пер.: 1р. 10к. 6000 экз.

Рассмотрены методы проектирования и расчета новых пассивных и активных схем: сумматоров мощности, направленных ответвителей, избирательных устройств, диодных смесителей, малошумящих усилителей, ограничителей мощности, управляемых аттенуаторов и фазовращателей, которые выполнены на перспективных активных элементах и линиях передачи (микроросковой, щелевой, копланарной и с полупроводниковой подложкой).

Предназначена для инженерно-технических работников, занимающихся проектированием, разработкой и эксплуатацией микроэлектронной аппаратуры, а также может быть полезна студентам вузов соответствующих специальностей.

М 2403000000-028  
М202(04)-84 42.84

32.844

Рецензенты канд. техн. наук В. Т. Лис, д-р физ.-мат. наук [В. М. Седых].  
Редакция литературы по энергетике, электронике, кибернетике и связи  
З в. редакцией З. В. Божко  
Авторы: [Н. Т. Бова], Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин, А. Ф. Невгасимый, Б. Д. Солганик

В настоящее время микроэлектронные устройства сверхвысоких частот (СВЧ) определяют в большой степени техническую и экономическую эффективность систем радиосвязи, радиолокации и радионавигации. Внедрение в технику СВЧ новых приборов и аппаратуры, основанных на применении микроэлектроники и имеющих малые габаритные размеры и массу, повышает надежность в условиях различных дестабилизирующих факторов.

Решениями XXVI съезда КПСС по экономическому и социальному развитию СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года предусматривается дальнейшее широкое использование искусственных спутников Земли для организации многопрограммного телевидения и радиовещания. Будут и далее широко внедряться в воздушный транспорт страны бортовые и наземные системы навигационного и радиотехнического оборудования. Успешное решение поставленных задач в значительной степени определяется использованием в промышленности и народном хозяйстве, в частности в радиотехнических системах, микроэлектронных устройств СВЧ.

Внедрение микроэлектроники в технику СВЧ совместно с разработкой технологии изготовления гибридных интегральных схем (ГИС) СВЧ повышает точность изготовления при очень малых размерах. В СВЧ диапазоне применяют элементы с распределенными постоянными, которые на более низких частотах используют лишь в качестве линий передач сигналов. Представление элементов с распределенными постоянными в виде соединения конечного числа элементов с сосредоточенными постоянными весьма приближенно. Поэтому в настоящее время техника СВЧ устройств сформировалась в особую область радиоэлектроники со своими специфическими методами анализа, оптимизации и конструирования.

При анализе любого устройства важно выбрать его математическую модель, т. е. формы математического описания элементов, входящих в состав устройства. Математическое моделирование имеет особое значение при разработке микроэлектронных устройств, поскольку экспериментальная отработка отдельных элементов устройства затруднена, а подстройка и дополнительная регулировка часто невозможны. В общем случае анализ системы, содержащей элементы с распределенными постоянными, сводится к решению электродинамических уравнений Максвелла. Однако на практике, ввиду сложности граничных условий, эти уравнения можно решить лишь для ограниченного круга элементов с распределенными постоянными. Для расчета используют методы теории цепей, позволяющие при выполнении определенных условий в качестве математической модели элемента с распределенными постоянными применять многополюсник. Характеристики линейных и параметрических многополюсников определяют из системы уравнений и, следовательно, соответствующих матриц, связывающих величины напряжений и токов или падающих и отраженных волн на выходах многополюсника.

В технике СВЧ непосредственными объектами измерения являются не проводимости и сопротивления, а комплексные коэффициенты отражения и передачи, которые используют как наиболее удобные внешние параметры СВЧ многополюсника. Поэтому методика анализа параметров и характеристик микроволновых устройств СВЧ основывается на применении волновых матриц рассеяния [S] или передачи [T]. Хорошо разработанный математический аппарат волновых матриц позволяет эффективно использовать ЭВМ при анализе микроволновых устройств СВЧ.

Для расчета многоэлементных устройств СВЧ предложены алгоритмы, реализующие циклические или итерационные методы, т. е. по рекуррентным формулам можно вычислять искомые характеристики за определенное число шагов (циклов, итераций). При этом уменьшается объем памяти ЭВМ и можно использовать для расчетов малые ЭВМ и программируемые калькуляторы.

Авторы выражают глубокую благодарность д-ру физ.-мат. наук В. М. Седых, канд. техн. наук В. Т. Лису, инж. И. И. Сапрыкину за внимательный просмотр рукописи и ценные замечания и предложения по улучшению книги.

Отзывы и пожелания просим направлять по адресу: 252601, Киев, 1, Крещатик, 5, издательство «Техніка».

## 1. ПОНЯТИЕ ГИБРИДНОЙ ИНТЕГРАЛЬНОЙ СХЕМЫ СВЧ

Микроволновое изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов, которое с точки зрения эксплуатации рассматривается как единое целое, называется интегральной микросхемой [26, 76]. Интегральная микросхема отличается от интегральной схемы (ИС) эквивалентной плотностью монтажа (не менее пяти элементов в одном кубическом сантиметре объема), занимаемого микросхемой. ИС бывают двух видов — полупроводниковые и гибридные. В полупроводниковой ИС все элементы и межэлементные соединения выполнены в объеме и (или) на поверхности полупроводника. Гибридная (ГИС) — это схема, содержащая, кроме элементов, компоненты и (или) кристаллы [26], часть которых имеет самостоятельное конструктивное оформление. Таким образом, под ГИС СВЧ понимают микроволновое изделие, выполняющее определенную функцию преобразования и обработки сигнала СВЧ, имеющее нераздельно связанные и (или) электрически соединенные элементы, компоненты и кристаллы, которые (все перечисленные или их часть) имеют самостоятельное конструктивное оформление. ГИС СВЧ, с точки зрения эксплуатации, рассматривается как единое целое. Элементом ГИС СВЧ называют часть схемы. Обычно ГИС состоит из корпуса, в котором размещено диэлектрическое основание. На диэлектрическом основании расположены пассивные (микрополосковые отрезки линий, мост, фильтр, перемычки) и активные компоненты (диоды, транзисторы).

Таким образом, ГИС представляет собой соединение большого количества элементов, функционально связанных и взаимодействующих друг с другом. Элементы ГИС выполняют и соединяют между собой с помощью микроволновых линий передачи.

## 2. ОСНОВНЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧ ГИС СВЧ

ГИС СВЧ выполняют на линиях передачи, имеющих малые габаритные размеры и удобных для монтажа активных элементов, технологию изготовления которых можно автоматизировать. К линиям передачи, используемым как элементы радиотехнических конструкций, предъявляются следующие требования: малые диссипативные потери; передача сигналов с малыми искажениями в определенной полосе частот; обеспечение электрогерметичности; малые габаритные размеры и масса, технологичность в изготовлении и хорошая повторяемость параметров в условиях серийного производства. К линиям некоторых устройств предъявляются особые требования, например,

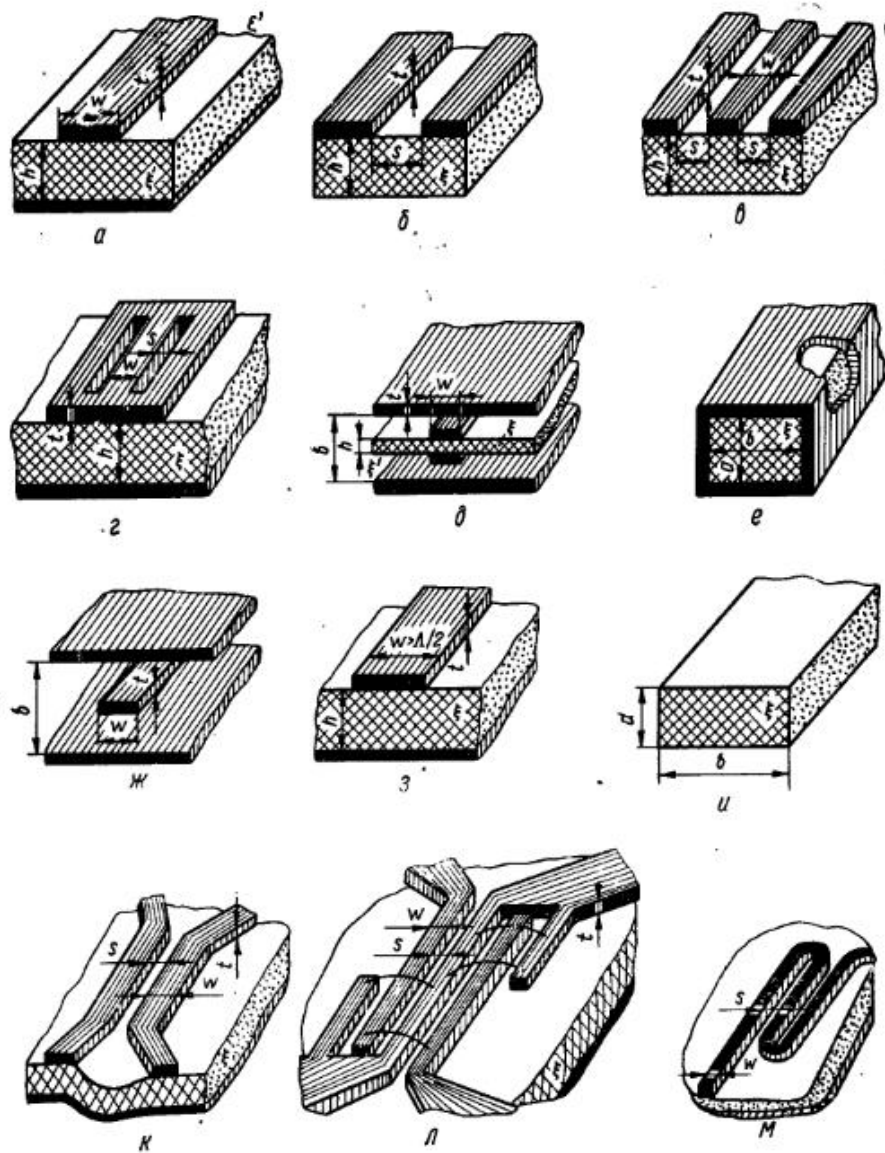


Рис. 1.1. Внешний вид микроволновых линий:

а — микрополосковая; б — щелевая; в — копланарная; г — микрополосковая с «окнами»; д — высокодобротная; е — волновод, заполненный диэлектриком; ж — симметричная; з — открытый микроволновод; и — диэлектрический волновод; к — связанные МПЛ; л — сложные связанные МПЛ; м — меандровая МПЛ

светочувствительность подложки для светопроводимых аттенуаторов. Подложки линий обычно имеют высокую диэлектрическую проницаемость.

Наиболее перспективными для построения гибридно-интегральной миниатюрной широкополосной радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) являются микрополосковые, щелевые, копланарные линии передач и их комбинации. На рис. 1.1 показаны основные типы микроволновых линий. Токонесущими проводниками этих линий являются полоски металла, нанесенные на подложку, представляющую собой диэлектрик или полупроводник.

Щелевая (ЩЛ) и копланарная (КЛ) линии удобны для подключения активных элементов и образования невязанных устройств. Используя ЩЛ, можно легко реализовать линии с высокими волновыми сопротивлениями. Для получения низких волновых сопротив-

Таблица 1

Тип линии	Минимизация		Способность		Технологичность с использованием метода фотоэтикетирования	Простота			Возможность использования с ферритами	Рекомендуется применять с линиями
	объема ИС	СВЧ лотерь	СВЧ интеграция	передачи большой мощности		монтажа активных элементов	совместимость с другими типами линий	перехода на коаксиальную линию		
МПЛ	4	2	3	3	5	4	5	5	3	ЩЛ, КЛ, МВ
ЩЛ	3	2	2	3	5	5	5	5	4	МПЛ, КЛ
КЛ	3	2	3	3	5	5	4	5	3	МПЛ, ЩЛ
ВСЛ	1	3	4	5	1	3	2	5	2	—
ВДЛ	1	4	4	4	4	3	3	2	2	—
МВ	3	3	4	3	5	4	4	3	6	МПЛ
Волновод, заполненный диэлектриком (ЗДВ)	4	5	5	5	1	2	2	2	5	ДВ
Диэлектрический волновод (ДВ)	4	5	2	5	1	2	4	2	5	ЗДВ

Примечания: 1. Лучшие свойства оцениваются пятеркой.  
2. Данные приведены для частоты ниже 10 ГГц.

лений технологичней использовать микрополосковую линию передачи (МПЛ), в которой с увеличением ширины центрального проводника  $w$  уменьшается волновое сопротивление. Сравнительный анализ различных типов линий передач, используемых при разработке миниатюрных элементов и устройств СВЧ, дан в табл. 1.

Строгий анализ полей в линиях передач является сложной задачей. Определение электромагнитного поля в микроэлектронных линиях связано с решением уравнений Максвелла при сложных граничных условиях. Для расчета микроэлектронных линий необходимо знать упрощенные алгоритмы, и моделирование сложных устройств СВЧ можно выполнять с помощью миниЭВМ. В формулах для расчета все поперечные размеры линий намного меньше длины волны. При этом в линиях могут существовать и распространяться колебания основного типа (квази Т-волны), характеризующиеся отсутствием продольных составляющих векторов электромагнитного поля. Квази Т-волна в микроэлектронных линиях передачи имеет фазовую скорость, зависящую от частоты, т. е. наблюдается частотная дисперсия фазовой скорости. В МПЛ эта зависимость менее выражена, а в ШЛ и КЛ существует большая дисперсия. Дисперсионные свойства линий выражаются тем резче, чем выше диэлектрическая проницаемость подложки.

### 3. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЛИНИЙ

МПЛ представляет собой несимметричную полосковую линию, токонесущий проводник которой нанесен на диэлектрик с большой относительной диэлектрической проницаемостью. Структура поля МПЛ близка к структуре поля поперечной электромагнитной Т-волны. Однако наличие диэлектриков с разными диэлектрическими проницаемостями усложняет структуру поля. Скорость распространения волны в МПЛ зависит от частоты. Ранее рассматривали эту линию, как будто заполненную однородным диэлектриком с эффективной диэлектрической постоянной. Выражение для волнового сопротивления  $z_0$  МПЛ с однородным заполнением и полоской нулевой толщины [23]

при  $w/h < 2$

$$z_0 \sqrt{\epsilon} = 376,7 \{ (1/2\pi) \ln(8h/w) + (1/16\pi) (w/2h)^2 + \dots \}; \quad (1.1)$$

при  $w/h > 2$

$$z_0 \sqrt{\epsilon} = 376,7 / (w/4h) + (1/2\pi) \ln \{ 17,08 (0,92 + w/2h) \}, \quad (1.2)$$

где  $w$  — ширина полоски;  $h$  — толщина подложки;  $\epsilon$  — диэлектрическая постоянная среды, если МПЛ расположена в воздухе, т. е.  $\epsilon = \epsilon'$  (рис. 1.1, а).

Такие линии применяют редко, поэтому интерес представляет случай, когда  $\epsilon' \neq \epsilon$  и толщина полоски  $t \neq 0$ . Тогда волновое сопротивление МПЛ с точностью 5% (для  $w/h < 1,25$  и  $0,1 < t/w < 0,8$ ) определяют по следующей формуле [4]:

$$z_0 = 59,95 \ln(4h/d) / \sqrt{\epsilon_t},$$

где пересчитанная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_t = 0,475\epsilon + 0,67$ ;  $d = 0,536w + 0,67t$ ;  $\epsilon = 2,5 \dots 6$ .

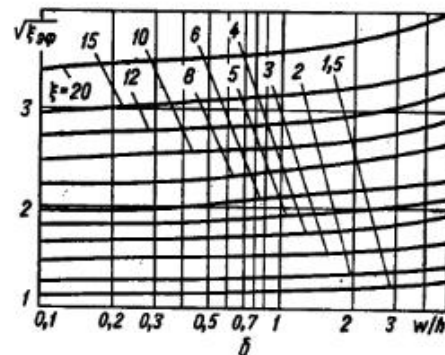
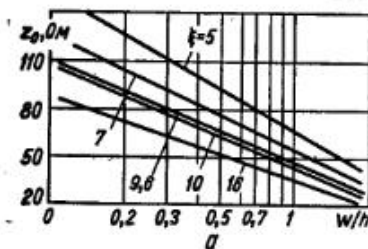
Для расчета наиболее пригодны выражения, предложенные Уилером,

при  $t \neq 0$ ;  $w_1/h < 1$

$$z_0 = [376,687 / (\pi \sqrt{2} \sqrt{\epsilon + 1})] \{ \ln(8h/w_1) + (w_1/h)^2 / 32 - 0,5 [(\epsilon - 1) / (\epsilon + 1)] [\ln(\pi/2) + \ln(4/\pi) / \epsilon] \};$$

$$w_1 = w + t [1 + \ln(2x/t)] / \pi,$$

Рис. 1.2. Зависимость волнового сопротивления МПЛ (а) и зависимость  $\sqrt{\epsilon_{эф}}$  (б) от геометрии МПЛ для различных  $\epsilon$



причем  $x = h$  для  $w > (h/2\pi) > 2t$ ;  $x = 2\pi w$  для  $(h/2\pi) > w > 2t$ ; при  $w_1/h > 1$

$$z_0 = [376,687 / (2 \sqrt{\epsilon})] \{ w_1 / (2h) + 0,44 + 0,082 (\epsilon - 1) / \epsilon^2 + 1 / (\epsilon + 1) / (2\pi\epsilon) [1,451 + \ln(w_1/2h + 0,94)] \}^{-1}$$

При  $t/h \leq 0,005$ ;  $2 < \epsilon < 10$ ;  $0,1 < w/h < 5$  получается хорошее совпадение с экспериментом [23]. Если экран МПЛ расположен над подложкой на расстоянии  $nh$ , то при  $\epsilon = 9,8$  и  $n > 5$  он не оказывает влияния на структуру поля. При расстояниях между полосками, больших  $2h$ , и  $\epsilon \geq 9,8$  влияние их друг на друга практически отсутствует. На рис. 1.2, а показан график зависимости волнового сопротивления МПЛ от  $w/h$  [66]. Коэффициент укорочения длины волны в МПЛ

$$K_y = \sqrt{\epsilon_{эф}} = 3 \cdot 10^{10} / v_{ф},$$

где  $v_{ф}$  — фазовая скорость;  $\epsilon_{эф}$  — эффективная диэлектрическая проницаемость.

Точные формулы для расчета  $\epsilon_{эф}$  приведены в работе [68]:

$$K_y = \sqrt{\epsilon_{эф}},$$

$$\epsilon_{эф} = (\epsilon + 1) / 2 + (\epsilon - 1) 0,5 [1 + (10h/w)]^{-1/2}, \quad (1.3)$$

при этом точность  $\sqrt{\epsilon_{эф}}$  не менее  $\pm 1\%$ . На рис. 1.2, б показаны зависимости  $K_y$  от  $w/h$  при различных  $\epsilon$ .

Потери в МПЛ состоят из потерь в диэлектрике  $\alpha_d$ , в проводнике  $\alpha_n$  и на излучение  $\alpha_n$ :  $\alpha = \alpha_d + \alpha_n + \alpha_n$ . Потери на излучение уменьшаются с ростом  $\epsilon$  и при  $\epsilon \geq 10$  ими можно пренебречь по сравнению с потерями в проводнике и диэлектрике. Для МПЛ на диэлектрической подложке с  $\text{tg } \delta \leq 10^{-3}$  потерями в диэлектрике можно пренебречь по сравнению с потерями в проводнике. Толщина напыления проводника должна быть не менее 3 скин-слоев (для меди  $t \geq 3\delta_c \approx 2,1$  мкм на частоте 10 ГГц и 6 мкм на частоте 1 ГГц) [66]. При  $t \geq 3$  скин-слоя потери в проводнике в дБ/см можно определить из выражений [66]:

при  $\omega/h \leq 1/2\pi$

$$\alpha_n = \left\{ \begin{aligned} & [\rho_s / (z_0 h)] (8,68/2\pi) [1 - (\omega_s/4h)^2] [1 + h/\omega_s + \\ & + h/(\pi\omega_s) (\ln(4\pi\omega/t) + t/\omega)] \\ & \omega_s = \omega + t [\ln(4\pi\omega/t) + 1]/\pi; \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

при  $1/2\pi < \omega/h \leq 2$

$$\alpha_n = \left\{ \begin{aligned} & [\rho_s / (z_0 h)] (8,68/2\pi) [1 - (\omega_s/4h)^2] [1 + h/\omega_s + \\ & + h/(\pi\omega_s)] [\ln(2h/t - t/h)]; \\ & \omega_s = \omega + [\ln((2h/t) + 1)] t/\pi, \end{aligned} \right\}$$

где для меди на частоте 10 ГГц поверхностное сопротивление  $\rho_s = \frac{1}{\sigma\delta_c} = 0,024$  Ом [66];  $\sigma = 5,8 \cdot 10^7$  См/м — удельная линейная проводимость;  $\delta_c = 0,7$  мкм — толщина скин-слоя на частоте 10 ГГц. При этом  $\alpha_n = 0,05$  дБ/см для  $z_0 = 50$  Ом. Добротность МПЛ целесообразно определять через добротность резонатора. Добротность МПЛ четвертьволнового резонатора, определяемая потерями в проводнике [66],

$$Q_n = \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} \omega z_0 \sqrt{f\sigma}/6.$$

Добротность, определяемая потерями в диэлектрике,

$$Q_d \approx 1/\text{tg } \delta.$$

Результирующая добротность четвертьволнового резонатора

$$Q_z = Q_d Q_n / (Q_d + Q_n).$$

Она колеблется в пределах 20—400 [66], например, при  $\epsilon = 9,8$ ;  $h = 0,5$  мм;  $z_0 = 50$  Ом;  $f = 10$  ГГц и медном проводнике  $Q_n = 240$ ;  $Q_d = 3700$ ;  $Q_z = 230$ .

Рабочая частота МПЛ должна быть ниже определенной критической частоты, при которой возникают паразитные колебания двух типов. Первый тип паразитных колебаний — поверхностные волны, которые распространяются на поверхности диэлектрической подложки на ее границе с заземленной плоскостью вдоль последней. Если фазовая скорость поверхностной волны равна фазовой скорости ра-

бочей квази Т-волны, возникает их взаимодействие. Критическая (максимальная) частота поверхностных волн [66]

$$f_{п.в} = 75/(h\sqrt{\epsilon-1}),$$

где  $f_{п.в}$  — в гигагерцах;  $h$  — в миллиметрах.

Второй тип паразитных колебаний для МПЛ с широким центральным проводником — поперечные резонансные колебания, которые распространяются между полоской и заземленным основанием. Максимальная частота этих колебаний при  $\omega = h$  выше, чем для поверхности волн

$$f_{п.р.к} = 107,5/(h\sqrt{\epsilon}),$$

где  $f_{п.р.к}$  — в гигагерцах.

Второй тип паразитных колебаний можно подавить, прорезав продольные щели в металлической полоске МПЛ [21]. Однако при этом изменится волновое сопротивление этой линии.

На рис. 1.3, а показана система из  $m$  соединенных на концах связанных линий, которая эквивалентна линии с «окнами». Для такой

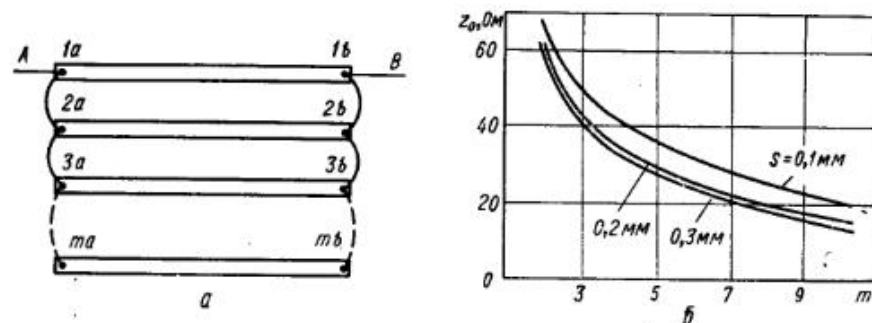


Рис. 1.3. Линия с параллельными связанными проводниками (а) и зависимость волнового сопротивления от числа соединенных проводников для  $\omega = 0,1$  мм (б)

системы справедливы следующие соотношения для токов и напряжений:

$$\left. \begin{aligned} J_A &= i_{1a} + i_{2a} + \dots + i_{ma}; \\ J_B &= i_{1b} + i_{2b} + \dots + i_{mb}; \\ U_A &= u_{1a} = u_{2a} = \dots = u_{ma}; \\ U_B &= u_{1b} = u_{2b} = \dots = u_{mb}. \end{aligned} \right\} \quad (1.5)$$

С помощью системы уравнений (1.5) можно получить выражение для волновой проводимости линии из гальванически соединенных связанных МПЛ:

$$y_0 = mg_{11} + 2(m-1)g_{12} + \frac{(m-2)g_{12}^2}{g_{11}}.$$

Проводимости  $g_{11}$  и  $g_{12}$  определяют из работы [32]

$$g_{11} = (g_{++} + g_{+-})/2; \quad g_{12} = -(g_{+-} - g_{++})/2,$$

где  $g_{++}$  и  $g_{+-}$  — волновые проводимости четного и нечетного типов колебаний пары связанных линий. Эти проводимости можно вычислить, зная конструкцию линии [118].

Зависимость волнового сопротивления от числа соединенных линий показана на рис. 1.3, б при следующих параметрах МПЛ:  $m = 2 \dots 10$ ; расстояние между соседними полосками  $s = 0,1; 0,2; 0,3$  мм; ширина полоски  $w = 0,1$  мм; толщина диэлектрика  $h = 1$  мм;  $\epsilon = 9,8$ ; толщина напыленного слоя металла  $t = 10^{-3}$  мм.



Коэффициент укорочения длины волны в такой линии

$$K_y = \left\{ \left[ \left( 5,35 + \frac{s}{h} \right) + \frac{w}{h} \left( 0,4 + \frac{s}{h} \right) 0,04 \right] \eta \right\}^{1/2},$$

$$\text{где } \eta = \frac{\epsilon}{9,6} - \left[ \left( 4 - \frac{w}{h} \right) 0,0123 + \frac{w}{h} 0,0031 \right]; \quad \epsilon = 6 \dots 20; \quad w/h = 0,1 \dots 2; \quad s/h = 0,1 \dots 1.$$

Выражение, получено для пары связанных линий, однако справедливо и для большего их числа, если учитывать связи только между соседними проводниками. Потери в проводнике для такой линии определяются аналогично потерям в проводнике одиночной МПЛ. При этом в формулы подставляется значение волнового сопротивления не всей линии, а только одного из параллельных связанных проводников. Две связанные МПЛ описываются характеристическими сопротивлениями четного и нечетного колебаний [118]. При этом каждая из этих связанных линий расщеплена на  $n$  частей, причем части линий как бы «переплетены» между собой (рис. 1.4, а, где  $n = 2$ ). Такое «переплетение» использовано Лэнжем [140] для построения трехдецибелного ответвителя (см. рис. 1.1, л). Характеристические сопротивления для четного и нечетного типов колебаний:

$$z_{++} = \frac{376,8/\sqrt{\epsilon}}{\frac{nw}{h} + \frac{w}{3h\sqrt{\epsilon}} + \lg \frac{4h}{t} + \frac{1,35}{3h\sqrt{\epsilon}} \frac{ws}{(\mu w + s)} + \frac{1,35(2n-1)s}{\lg \frac{4h}{t} (\mu w + s)}}; \quad (1.6)$$

$$z_{+-} = \frac{376,8/\sqrt{\epsilon}}{\frac{nw}{h} + \frac{w}{3h\sqrt{\epsilon}} + \lg \frac{4h}{t} + \frac{4(2n-1)\mu w}{3\sqrt{\epsilon}(s + \mu w)} + \frac{1,35(2n-1)}{\lg \left[ \frac{4s}{\pi t} \frac{4h}{s} \right]}}; \quad (1.7)$$

где  $\mu = 3,4$ ;  $n$  — число частей, на которые делят каждую из двух полосковых линий.

Формулы получены из выражений для параллельного соединения погонных емкостей [118] и введения эмпирического поправочного коэффициента. Микрополосковые меандровые линии широко применяют в ИС для получения заданного набега фазы сигнала [1].

На рис. 1.4, б показана линия передачи, свернутая в меандр. Между параллельными линиями имеется электромагнитная связь. Для такой линии справедливы следующие соотношения токов и напряжений:

$$\left. \begin{aligned} J_A &= i_{1a}; \quad i_{nb} = -i_{(n+1)b} - Y u_{nb}; \\ J_B &= i_{mb}; \quad i_{(n+1)a} = -i_{(n+2)a} - Y u_{(n+1)a}, \end{aligned} \right\}$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots, m$ ;  $m$  — число связанных линий;  $Y$  — параллельная проводимость соединительного поворота;

$$\left. \begin{aligned} U_A &= u_{1a}; \quad u_{nb} = u_{(n+1)b}; \\ U_B &= u_{mb}; \quad u_{(n+1)a} = u_{(n+2)a}. \end{aligned} \right\}$$

Если длина соединительного поворота между смежными линиями в несколько раз меньше длины волны в системе, линия описывается следующей системой уравнений [31]:

$$\left. \begin{aligned} i_{na} &= -j \operatorname{ctg} \Theta \sum_{l=n-1}^{n+1} g_{nl} u_{la} + j \operatorname{cosec} \Theta \sum_{l=n-1}^{n+1} g_{nl} u_{lb}; \\ i_{nb} &= j \operatorname{cosec} \Theta \sum_{l=n-1}^{n+1} g_{nl} u_{la} - j \operatorname{ctg} \Theta \sum_{l=n-1}^{n+1} g_{nl} u_{lb}, \end{aligned} \right\}$$

где  $j$  — признак мнимого числа;  $\Theta$  — длина области связи;  $g_{ni}$  — собственная проводимость при  $i = n$  и проводимость связи двух соседних линий при  $i \neq n$ .

Электромагнитная связь через линии при расчете не учитывается, а влияние соединений между параллельными линиями определяется как  $Y = 2\pi f C_n$ , где  $C_n$  — параллельная емкость поворота. Если линии имеют равные между собой волновые сопротивления и расположены на равных расстояниях друг от друга, то можно получить матрицу проводимости линии, представленной в виде четырехполюсника,

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

где  $Y_{11} = Y_{22}$ ;  $Y_{12} = Y_{21}$ .

Элементы матрицы  $[Y]$  системы меандровой линии для  $C_n = 0$  определяются по следующим формулам:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \operatorname{ctg} \Theta (g_{11} + g_{12}) \frac{g_{\Delta_{12}} + c_{\Delta_{22}}}{\Delta} + \operatorname{cosec} \Theta (g_{11} + g_{12}) \frac{g_{\Delta_{11}} + c_{\Delta_{21}}}{\Delta}; \\ Y_{12} &= -\operatorname{ctg} \Theta g_{12} \frac{c_{\Delta_{(k-1)2}} + g_{\Delta_{k2}}}{\Delta} + \operatorname{cosec} \Theta (g_{11} + g_{12}) \frac{c_{\Delta_{(k-1)1}} + g_{\Delta_{k1}}}{\Delta}, \end{aligned}$$

где  $g = \operatorname{cosec} \Theta (g_{11} + g_{12})$ ;  $k = (m - 1)$  — порядок матрицы коэффициентов;  $\Delta$ ,  $\Delta_{i,j}$  — определитель и алгебраическое дополнение матрицы коэффициентов.





где  $\rho_s$  — поверхностное сопротивление проводников;  $\delta z_0$  — бесконечно малое приращение волнового сопротивления, обусловленное бесконечно малым равномерным уменьшением размера  $\delta l$  всех проводников в направлении, перпендикулярном к их поверхностям;  $\epsilon_{эф}$  — эффективная диэлектрическая проницаемость.

Учитывая приращение волнового сопротивления ЩЛ  $\delta z_{щ}$  и используя выражение (1.8), получаем

$$\alpha_{п. щ} = \frac{\rho_s \sqrt{\epsilon_{эф}}}{87,7 z_{щ}} \left( 2 \frac{\partial z_{щ}}{\partial s_{щ}} - \frac{\partial z_{щ}}{\partial h} \right), \quad (1.9)$$

где  $s_{щ}$  и  $h$  — ширина щели и толщина диэлектрической подложки ЩЛ.

С помощью соотношений (1.8) и (1.9) запишем аналитические выражения для вычисления потерь в проводниках ЩЛ:

при  $0,02 \leq s/h < 0,2$

$$\alpha_{п. щ} = \rho_s (\sqrt{\epsilon_{эф}/z_{щ}}) [1/h (-2,9 + 1,3 \lg \epsilon + 2,2 \lg^2 \epsilon - 0,9 \lg^3 \epsilon) + (s_{щ}/h^2) (-1,6 + 0,7 \lg \epsilon + 1,1 \lg^2 \epsilon - 0,45 \lg^3 \epsilon) + (1/\lambda_0) (78,8 + 6,1 \lg \epsilon - 25,5 \lg^2 \epsilon) - d/\lambda_0^2 (358,4 + 173,4 \lg \epsilon) + (s_{щ}/\lambda_0^2) (123,7 \lg \epsilon + 166,5) - 0,002h/s_{щ}^2 + 1/s_{щ} (0,45 - 0,19 \lg \epsilon)];$$

при  $0,2 \leq s/h \leq 1$

$$\alpha_{п. щ} = \rho_s (\sqrt{\epsilon_{эф}/z_{щ}}) [1/h (5,7 - 8,5 \lg \epsilon + 5,7 \lg^2 \epsilon - 1,3 \lg^3 \epsilon - s_{щ}/h^2 (-3,4 + 10,2 \lg \epsilon - 8,2 \lg^2 \epsilon + 2 \lg^3 \epsilon) - s_{щ}^2/h^3 (-0,6 + 4 \lg \epsilon - 3,7 \lg^2 \epsilon + \lg^3 \epsilon) + 1/\lambda_0 (-39,5 + 113,8 \lg \epsilon + 46,7 \lg^2 \epsilon) + s_{щ}/h\lambda_0 (-15,3 + 50,5 \lg \epsilon - 27,1 \lg^2 \epsilon) - h/\lambda_0^2 (-217,4 + 425,4 \lg \epsilon) + s_{щ}^2/h^2\lambda_0 (-3,8 + 12,7 \lg \epsilon - 6 \lg^2 \epsilon) + s_{щ}/\lambda_0^2 (-91,4 + 239 \lg \epsilon) - s_{щ}^3/h^4 (-0,13 + 0,48 \lg \epsilon - 0,48 \lg^2 \epsilon + 0,14 \lg^3 \epsilon)].$$

При расчете потерь поверхностное сопротивление для меди  $\rho_s = 8,25 \cdot 10^{-3} \sqrt{f}$ , где  $f = 10$  ГГц;  $h = 1$  мм;  $\epsilon = 9,8$ . Зависимость потерь в проводниках от толщины диэлектрической подложки показана на рис. 1.6, а. Наибольшее влияние на потери оказывает ширина щели: при уменьшении ширины щели потери возрастают; величина потерь в проводниках ЩЛ слабо зависит от толщины подложки.

Для определения диэлектрических потерь в ЩЛ используют понятие эффективной диэлектрической проницаемости [66, 125]. Это характерно для исследования квази Т-волны в микроволновых линиях с неоднородным заполнением:  $\epsilon_{эф} = v_c/v_\phi$ , где  $v_c$  — скорость света;  $v_\phi$  — фазовая скорость волны в данной линии. Тангенс эффективных диэлектрических потерь

$$(\lg \delta)_{эф} = \frac{\epsilon}{\epsilon_{эф}} \frac{\partial \epsilon_{эф}}{\partial \epsilon} \lg \delta.$$

Затухание в диэлектрике

$$\alpha_d = \frac{27,3 \sqrt{\epsilon_{эф}}}{\lambda_0} \lg \delta_{эф}.$$

Для щелевой линии при  $0,02 \leq s/h < 0,2$

$$\alpha_{д. щ} = 10,56 \lg \delta / \lambda_0 \{ (0,923 - 0,448 \lg \epsilon + 0,2s/h - (0,29s/h + 0,047) \lg (h/\lambda_0 \cdot 10^2) )^2 \};$$

при  $0,2 \leq s/h \leq 1$

$$\alpha_{д. щ} = 11,38 \lg \delta / \lambda_0 [0,987 - 0,483 \lg \epsilon + s/h (0,111 - 0,0022\epsilon) - (0,121 + 0,094\omega/h - 0,0032\epsilon) \lg (h/\lambda_0 \cdot 100)]^2.$$

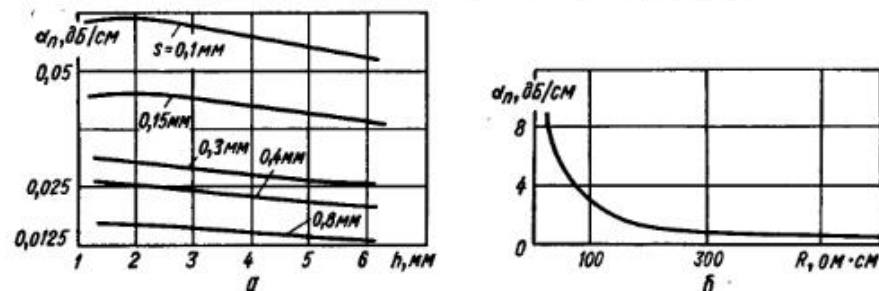


Рис. 1.6. Зависимость потерь в проводниках ЩЛ от толщины диэлектрической подложки для различной ширины щели (а) и зависимости потерь ЩЛ от удельного сопротивления подложки (б)

Зависимость диэлектрических потерь в ЩЛ от удельного сопротивления подложки на частоте 4 ГГц показана на рис. 1.6, б. Щелевая линия имеет небольшое излучение. Для  $\epsilon = 16$  при частоте 3 ГГц поле на расстоянии 2,54 см от центра щели ослаблено на 28,4 дБ. Ранее предполагалось, что толщина металлических проводников нулевая. Однако коэффициент укорочения длины волны в ЩЛ уменьшается при увеличении  $t$ . Например, относительная фазовая постоянная на частоте  $t = 3$  ГГц при  $t/\omega = 0$  равна 2,53; при  $t/\omega = 0,04$  равна 2,49; при  $t/\omega = 0,1$  равна 2,44.

Копланарная линия экранированного типа изображена на рис. 1.1, в. Волновое сопротивление КЛ зависит от толщины  $h$ , если  $h \leq 2s$ . В отличие от ЩЛ КЛ характеризуется квази Т-волной, поэтому для анализа справедливо квазистатическое приближение, которое используется для определения волнового сопротивления [23]:

$$z_0 = 1/(v_\phi C),$$

где емкость на единицу длины

$$C = (\epsilon + 1) \epsilon_0 [2\omega/(2s + \omega)].$$

В работе [22] дано следующее выражение:

$$z_0 \sqrt{\epsilon + 1} = 133,2 K'(k)/K(k),$$

где  $k = (1 + 2s/\omega)^{-1}$ .

На рис. 1.7, а показана зависимость  $z_0$  от  $a/b = [w/(2s + w)]$  при различных  $\epsilon$ . КЛ не имеет нижнего частотного предела и может работать вплоть до постоянного тока. СВЧ электрическое поле между центральным проводником и заземленными пластинами является тангенциальным к границе воздух — диэлектрик и создает разрывы в распределении тока на поверхности, а это приводит к росту осевой и поперечной составляющих СВЧ магнитного поля. Появление осевой составляющей обуславливает эллиптическую поляризацию поля ТЕ на поверхности подложки, что используется для создания взаимных устройств. Для подложек с большой относительной диэлектрической проницаемостью поляризация поля ТЕ близка к кру-

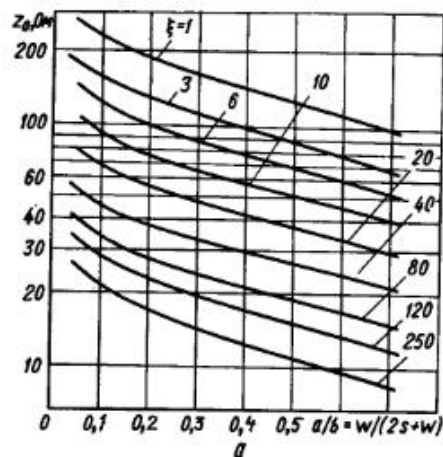
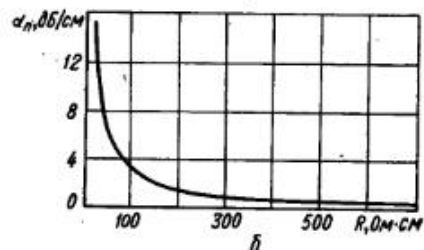


Рис. 1.7. Зависимость волнового сопротивления КЛ от  $a/b$  (или  $s$  и  $w$ ) (а) и зависимость затухания КЛ от удельного сопротивления подложки (б)



говой, а плоскость поляризации перпендикулярна к поверхности подложки [66].

Коэффициент укорочения длины волны в КЛ

$$K_y = \sqrt{\epsilon_{эф}} = [(e + 1)/2 (0,5b/a)^{1/2}]^{1/2}.$$

Для расчетов с помощью ЭВМ целесообразнее пользоваться более точным аналитическим выражением для волнового сопротивления КЛ:

$$z_0 = 0,5 \sqrt{2} v_c \epsilon_0 [(0,5b/a)^{1/2} (1 + e)]^{1/2} K'(m)/K(m),$$

где  $a/b = w/(2s + w)$ ;  $m = (a/b)^2$ .

Для  $e \approx 10,4$  при  $a/b = 0,55$   $z_0 = 50$  Ом и совпадает со значением, полученным в работе [22], и экспериментом при  $a/b = 0,7$ . Рассчитанное значение  $z_0$  на 5 Ом выше, чем в работе [22], но совпадает с экспериментом, а при  $a/b = 0,4$  значение  $z_0$  на 5 Ом ниже, чем в работе [22], и также совпадает с экспериментом.

Потери в диэлектрике для КЛ [18]

$$\alpha_{д.к} = 27,3e \operatorname{tg} \delta / \lambda_0 [2 (0,5b/a)^{1/2}]^{1/2} (e + 1)^{1/2}.$$

Зависимость диэлектрических потерь в КЛ от удельного сопротивления подложки показана на рис. 1.7, б.

**Высокодобротная линия (ВДЛ).** Можно с достаточной для инженерной практики точностью считать, что в ВДЛ распространяется квазипоперечная Т-волна. Потери в ВДЛ (см. рис. 1.1, д) больше, чем в воздушной симметричной линии (ВСЛ) (см. рис. 1.1, ж) вследствие того, что примыкающая к полоскам область диэлектрика имеет высокую напряженность поля. Волновое сопротивление ВДЛ [23]

$$z_0 = v_{29,976\pi} (1 - h/b) / [v_c w/b + 0,44 (1 - h/b) - a/\pi],$$

где  $a = (1 - h/b) \ln (1 - h/b) + (h/b) \ln (h/b)$ ;  $v$  — скорость распространения волны в линии. Это выражение справедливо при ограничениях  $w/h > 0,35$ ;  $(w/b) / (1 - h/b) \geq 0,35$ . Коэффициент укорочения длины волны  $K_y = v/v_c$  уменьшается с увеличением отношения  $w/b$  и почти не зависит от величины относительной диэлектрической проницаемости подложки [23].

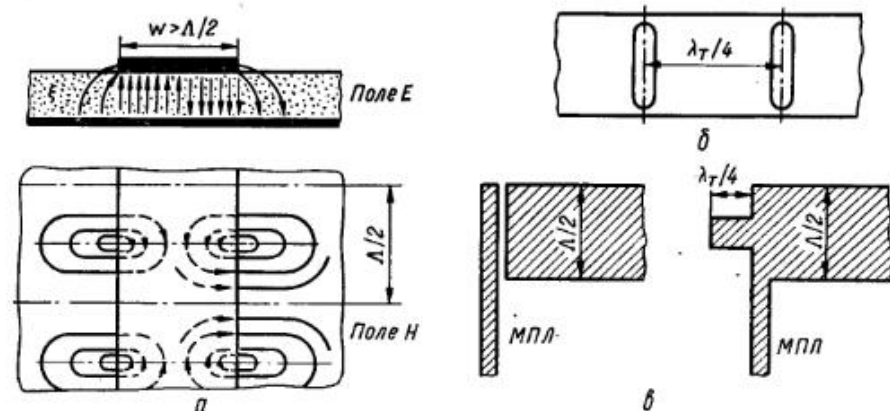


Рис. 1.8. Структура поля волны ТЕ<sub>10</sub> открытого микроволновода (а), «окна» в полосковом проводнике для подавления квази Т-волны в открытом микроволноводе (б) и топология переходов от МПЛ к открытому микроволноводу (в)

**Воздушная симметричная линия (ВСЛ)** характерна тем, что в качестве диэлектрика в ней используется воздух. Отсутствие твердого диэлектрика значительно повышает добротность линии и позволяет применять ее в СВЧ фильтрах с крутыми скатами, узкой полосой и малыми потерями. Волновое сопротивление такой линии определяется для  $t/b < 0,2$  по следующей формуле, точность которой 2 % при  $w/b > 1,5$  и 6 % при  $w/b \geq 0,75$  [23]:

$$z_0 = 29,97\pi \ln [(1 + w/b) / (w/b + t/b)].$$

Укорочения волны в такой линии не наблюдается.

**Открытый микроволновод (МВ)** по внешнему виду напоминает МПЛ с той лишь разницей, что ширина полоскового проводника

у него должна быть больше, чем половина рабочей длины волны. Структура поля основной волны  $TE_{10}$  открытого микроволнового канала показана на рис. 1.8, а. Электрическое поле является асимметричным по отношению к продольной оси волновода, а магнитное поле — симметричным [127]. Основное поле сосредоточено в области, лежащей под полосковым проводником. Квази Т-волна также может распространяться в этой системе и для ее подавления применяют специальные конструкции, например, в виде поперечных щелей в полоске (рис. 1.8, б). Коэффициент укорочения волны в открытом микроволновом канале на частоте 6 ГГц равен 2,57, а ненагруженная добротность 605. Для МВ на диэлектрике с относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon = 10$ , толщиной 1,59 мм, с шириной полоскового проводника  $w = 12,7$  мм частота отсечки равна 5,085 ГГц, при этом длина резонаторов 38,1 мм. Вследствие больших габаритных размеров полосковых проводников МВ не применяют в СВЧ диапазоне, а только в миллиметровом. На рис. 1.8, в показаны два вида переходов с микрополоски на МВ, основанных на ортогональности волн  $TE_{10}$  и Т-

коэффициент стоячей волны (КСВ)

$$K_{ст.т} = \frac{1 + |S_{ii}|}{1 - |S_{ii}|},$$

где  $S_{ii}$  — коэффициент отражения  $i$ -го плеча делителя; амплитуда коэффициента передачи из плеча  $j$  в плечо  $i$ , в децибелах:  $L_{ij} = 20 \lg |S_{ij}|^{-1}$ , где  $S_{ij}$  — коэффициент передачи из плеча  $j$  в плечо  $i$ . Если индексы  $i, j$  относятся к выходным плечам делителя, то  $L_{ij}$  называют развязкой между плечами  $i, j$ ; аргумент коэффициента передачи (фаза коэффициента передачи)

$$\varphi_{ij} = \arg S_{ij} = \arctg \frac{\text{Im } S_{ij}}{\text{Re } S_{ij}}.$$

Так как длина канала делителя может быть значительной, то для оценки фазочастотной характеристики (ФЧХ) делителя можно пользоваться параметром, определенным как разность между аргументом коэффициента передачи канала делителя и аргументом коэффициента передачи линии, длина которой равна длине канала делителя [56],  $\Delta\varphi = \varphi_{ij} - \varphi_{\text{линии}}$ .

неравномерность амплитуды коэффициента передачи в полосе частот

$$\Delta L = 20 \lg \frac{|S_{ij}|_{\text{мин}}}{|S_{ij}|_{\text{макс}}},$$

где  $|S_{ij}|_{\text{мин}}$ ,  $|S_{ij}|_{\text{макс}}$  — минимальное и максимальное значения амплитуды коэффициента передачи в диапазоне частот; коэффициент деления по напряжению

$$K_{д.н} = |S_{12}| / |S_{13}|;$$

коэффициент деления по мощности  $K_{д.р} = K_{д.н}^2$ ;

распределение мощности между каналами многоканальной СРМ; линейность ФЧХ коэффициента передачи канала делителя. Для количественной оценки линейности ФЧХ используют параметр  $\Delta\psi$ , показывающий абсолютное отклонение ФЧХ от линейной.

При проектировании микроволнового устройства к делителю предъявляют следующие требования: функциональное назначение (в качестве балансного моста, отвлечение части мощности или деление в требуемом отношении, суммирование, распределение мощности между излучателями антенной решетки); полоса частот, в которой сохраняются заданные количественные значения  $K_{ст.т}$ ,  $L_{ij}$ ,  $\varphi_{ij}$ ,  $\Delta\varphi$ ,  $\Delta L$ ,  $\Delta\psi$ ; амплитудно- и фазочастотные характеристики (постоянство разности фаз между выходными каналами, ограничения на разброс амплитуд и фаз между выходными каналами, допустимые изменения амплитудно- и фазочастотных характеристик коэффициентов передачи каналов при механических и климатических воздействиях); мощность, передаваемая по делителю; конструктивные характеристики (расположение входов и выходов, минимальные габаритные размеры и т. д.); количество выходных каналов; распределение мощности между выходными каналами; специальные требования.

Параметры двухканальных элементов деления приведены в табл. 2.

## Глава 2 УСТРОЙСТВА ДЕЛЕНИЯ (СУММИРОВАНИЯ) МОЩНОСТИ СВЧ

### 1. ПРИМЕНЕНИЕ ДЕЛИТЕЛЕЙ (СУММАТОРОВ) МОЩНОСТИ

Делители (сумматоры) мощности СВЧ широко применяют в микроволновых устройствах: электроуправляемых аттенуаторах, дискретных фазовращателях, усилителях мощности, частотно-разделительных устройствах и др. [4, 20, 41, 42]. Делителем мощности называют устройство, предназначенное для разделения (распределения) мощности между двумя или несколькими каналами; сумматором — устройство, сводящее в один канал мощность двух или нескольких источников СВЧ. Поскольку сумматор выполняет функцию, обратную делителю, то делителем и сумматором в большинстве случаев является одно и то же устройство. Простейшим является делитель мощности на два канала. Многоканальные делители, или системы распределения мощности (СРМ), состоят из простейших двухканальных элементов деления. СРМ бывают параллельного (рис. 2.1, а), последовательного (рис. 2.1, б) и смешанного (рис. 2.1, в) типов.

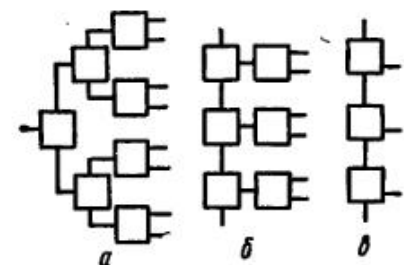


Рис. 2.1. Структурные схемы СРМ параллельного (а), смешанного (б) и последовательного (в) типов

Основными параметрами, с помощью которых можно оценивать и сравнивать делители:

Таблица 2

Устройство	Параметры в полосе частот 40 %						$K_{дУ}$	$K_{дР}$	Литература
	$K_{ст1}$	$K_{ст2}$	$K_{ст3}$	$L_{23}$	$\Delta L$	$\Delta V$			
Разветвление трех одинаковых линий передач	2	2	2	3,5	0	0	1,7	2-3	[2, 38, 60]
Двухканальный синфазный направленный делитель мощности	1,25	1,03	1,03	19	0,05	0,5	1,7	2-3	[2, 37, 57, 95]
Двухканальный делитель с резистором, включенным через полуволновые отрезки линий передач	1,42	1,26	1,26	19	0,13	0,5	1,7	2-3	[37, 89]
Ответвитель на связанных линиях	1	1	1		0,2	0,5	$10^3$	До $10^4$	[32, 86, 113, 114]
Двухкаскадный ответвитель из звеньев на связанных линиях	1	1	1		0,3	0,5	$10^3$	До $10^4$	[2]
Кольцевой мост	1,3	1,85	1,85	17	1	1,5	3,5	10	[36, 67]
Двухшлейфный ответвитель	2,1	2,1	2,1	10	1,8	2,5	3,5	10	[36]
Мост из сочлененных квадратов	2,05	1,35	1,35	16	1,5	2,5	3,5	10	[45]
Модифицированный кольцевой мост	1,4	1,3	1,3	15	0,4	1,5	3,5	10	[95]

## 2. ЭЛЕМЕНТЫ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ

Параллельное разветвление линий передач. Простейшим двухканальным делителем является разветвление МПЛ (рис. 2.2). Разветвление содержит три линии. Коэффициенты матрицы рассеяния разветвления, полученные методом свертывания [38],

$$\left. \begin{aligned} S_{kk} &= \left( 2 - z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right) \left( z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right)^{-1} e^{-2\gamma_k l_k}, \\ S_{km} &= 2 \sqrt{\frac{z_k}{z_m}} \left( z_k \sum_{i=1}^n \frac{1}{z_i} \right)^{-1} e^{-(\gamma_k l_k + \gamma_m l_m)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.1)$$

где  $n$  — количество линий передач в разветвлении;  $z_i$  — волновое сопротивление  $i$ -й линии;  $l_i$  — геометрическая длина  $i$ -й линии;  $\gamma_i$  — постоянная распространения  $i$ -й линии.

Из соотношений (2.1) для двухканального разветвления (рис. 2.2) запишем коэффициенты деления

$$K_{дУ} = \frac{|S_{12}|}{|S_{13}|} = \sqrt{\frac{z_3}{z_2}}; \quad K_{дР} = \frac{z_3}{z_2}; \quad (2.2)$$

условие идеального согласования

$$S_{kk} = 0 = 2 - z_k \left( \frac{1}{z_1} + \frac{1}{z_2} + \frac{1}{z_3} \right). \quad (2.3)$$

Из формулы (2.3) вытекают следующие свойства двухканального разветвления линий: идеального согласования можно достигнуть только с одного плеча; идеальная развязка между выходными каналами недостижима.

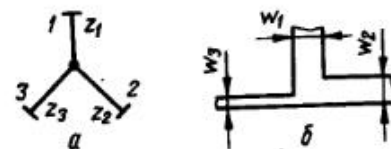


Рис. 2.2. Разветвление МПЛ: а — эквивалентная схема; б — топология

**Пример 1.** Рассчитать двухканальное разветвление с отношением мощностей в выходных каналах 2:1. Волновое сопротивление на входе разветвления (плечо 1) должно быть 25 Ом, со стороны плеча 1 разветвление должно быть идеально согласовано.

Из формул (2.1) и (2.3) получим

$$2 = \frac{z_3}{z_2}; \quad 1 = \frac{25}{z_2} + \frac{25}{z_3}. \quad (2.4)$$

Решив систему уравнений (2.4), определим:  $z_1 = 25$  Ом;  $z_2 = 37,5$  Ом;  $z_3 = 75$  Ом. С помощью формул (2.1) вычислим коэффициенты матрицы рассеяния:

$$S_{11} = 0; \quad S_{22} = -0,33; \quad S_{33} = -0,66; \quad S_{12} = S_{21} = 0,816; \quad S_{13} = S_{31} = 0,577; \quad S_{23} = S_{32} = 0,471. \quad (2.5)$$

Используя равенства (2.5), рассчитаем  $K_{ст1} = 1$ ;  $K_{ст2} = 2$ ;  $K_{ст3} = 5$ ;  $L_{12} = 1,77$  дБ;  $L_{13} = 4,78$  дБ;  $L_{23} = 6,54$  дБ. По номиналам волновых сопротивлений определяем геометрические размеры разветвления (рис. 2.2. б).

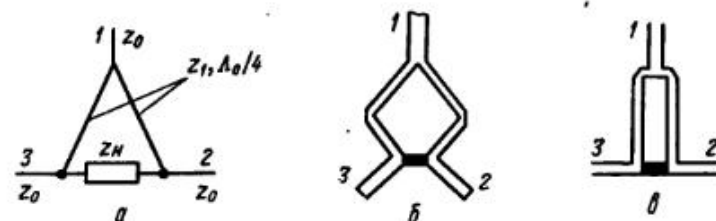


Рис. 2.3. Двухканальный синфазный направленный делитель мощности:

а — эквивалентная схема; б, в — топологии

Двухканальный синфазный направленный делитель мощности состоит из двух линий передач длиной  $l = \lambda_0/4$  и развязывающего сопротивления  $z_H$ , соединенных по схеме рис. 2.3, а. Вследствие малых габаритных размеров этот делитель широко применяют в разнообразных устройствах СВЧ. Определим коэффициенты матрицы рассеяния делителя [2]. При этом будем учитывать распределенную длину резистора в соответствии с моделью замещения резистора каскадным соединением  $n$ -четырёхполюсников [55]. Коэффициенты матрицы рассеяния делителя

$$\left. \begin{aligned}
 S_{11} &= 2 \left[ 1 + z_0 \operatorname{Re} y_{22} + z_0 \operatorname{Re} y_{23} - j \left( \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta - z_0 \operatorname{Im} y_{22} - z_0 \operatorname{Im} y_{23} \right) \right] B^{-1} - 1; \\
 S_{12} &= -j 2 \frac{z_0}{z_1} \frac{1}{\sin \Theta} B^{-1}; \\
 S_{23} &= 2 \left[ - \left( \frac{z_0}{z_1} \right)^2 \frac{1}{\sin \Theta} - z_0 \operatorname{Re} y_{23} - 2 \operatorname{Im} y_{23} \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta + \right. \\
 &\quad \left. + j \left( 2 z_0 \operatorname{Re} y_{23} \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta - z_0 \operatorname{Im} y_{23} \right) \right] (AB)^{-1}; \\
 S_{22} &= 2 \left\{ \left( 1 - j 2 \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta \right) \left[ 1 + z_0 \operatorname{Re} y_{22} - j \left( \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta - z_0 \operatorname{Im} y_{22} \right) \right] + \left( \frac{z_0}{z_1} \right)^2 \frac{1}{\sin \Theta} \right\} (AB)^{-1} - 1; \\
 A &= 1 + z_0 \operatorname{Re} y_{22} - z_0 \operatorname{Re} y_{23} - j \left( \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta - z_0 \operatorname{Im} y_{22} + z_1 \operatorname{Im} y_{23} \right); \\
 B &= 1 + z_0 \operatorname{Re} y_{22} + z_1 \operatorname{Re} y_{23} + 2 \left( \frac{z_0}{z_1} \right)^2 + 2 \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta \times \\
 &\quad \times (z_1 \operatorname{Im} y_{22} + z_1 \operatorname{Im} y_{23}) - j \left[ \frac{z_0}{z_1} \operatorname{ctg} \Theta (3 + 2 z_0 \operatorname{Re} y_{22} + \right. \\
 &\quad \left. + 2 z_0 \operatorname{Re} y_{23}) - z_0 \operatorname{Im} y_{22} - z_0 \operatorname{Im} y_{23} \right]; \\
 y_{22} &= T_n \left( \cos 2\varphi + j \frac{z_n}{2\rho_2} \sin 2\varphi \right) (C)^{-1} = \operatorname{Re} y_{22} + j \operatorname{Im} y_{22}; \\
 y_{23} &= -(C)^{-1} = - \left[ z_0 \left( \frac{z_n}{\rho_2 n} \cos^2 \varphi + j \sin 2\varphi \right) U_{n-1} \left( \cos 2\varphi + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. + j \frac{z_n}{2\rho_2} \sin 2\varphi \right) \right]^{-1} = \operatorname{Re} y_{23} + j \operatorname{Im} y_{23},
 \end{aligned} \right\} (2.6)$$

где  $T_n$ ,  $U_{n-1}$  — полиномы Чебышева 1-го и 2-го рода соответственно;  $\varphi = \frac{2\pi l_{\text{рез}}}{\Lambda}$ ;  $l_{\text{рез}}$  — геометрическая длина резистора;  $n$  — число разбиений резистора\*;  $2\varphi$  — электрическая длина  $n$ -й части резистора;  $\rho_2$  — волновое сопротивление линии передачи с внутренним проводником такого сечения, геометрические размеры которого совпадают с размерами поперечного сечения резистора;  $\Theta = \frac{\pi}{2} (1 + \delta)$  — электрическая длина четвертьволнового трансформатора;  $\delta = \Delta f/f_0$  — относительная частотная расстройка.

Выражения (2.6) позволяют вычислить коэффициенты матрицы рассеяния делителя с конечной длиной развязывающего резистора. Исходными данными для расчета являются волновые сопротивления  $z_0$ ,  $z_1$ ,  $\rho_2$ , сопротивление развязывающего резистора  $z_n$ , число звеньев, на которые разбивается резистор  $n$ , длина резистора  $l_{\text{рез}}$ , диапазон изменения частотной расстройки  $\delta$ . Для расчетов по формулам (2.6)  $z_1$  и  $z_n$  целесообразно принимать такими же, как

\* Обычно принимается равным и ббльшим 10.

и в делителе с точечным резистором [37]:  $z_1 = \sqrt{2} z_0$ ;  $z_n = 2z_0$ . Сопротивление  $\rho_2$  определяется геометрией резистора. Длину резистора целесообразно выражать в долях длины ( $M$ ) четвертьволнового отрезка  $l_{\text{рез}} = M\Lambda/4$ .

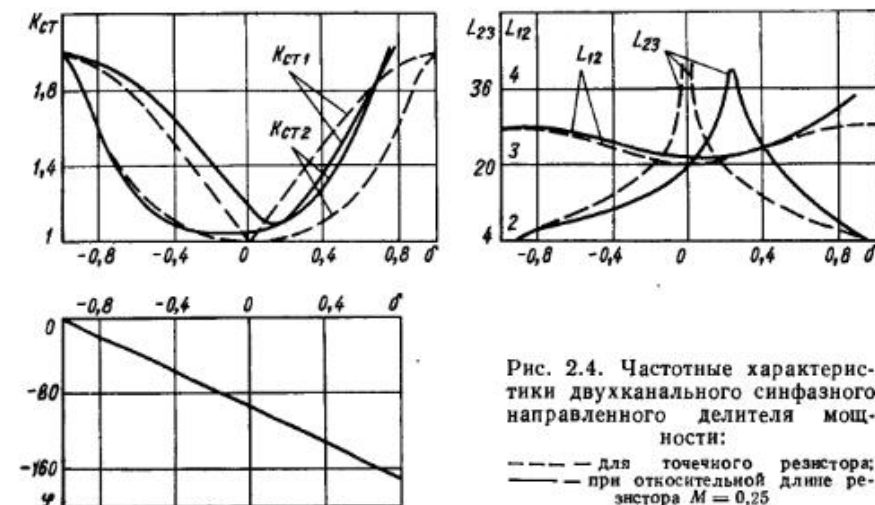


Рис. 2.4. Частотные характеристики двухканального синфазного направленного делителя мощности: — — — для точечного резистора; — — — при относительной длине резистора  $M = 0,25$ .

Частотные характеристики двухканального синфазного делителя с учетом длины развязывающего резистора изображены на рис. 2.4. Учет длины резистора приводит к смещению минимума КСВ входа

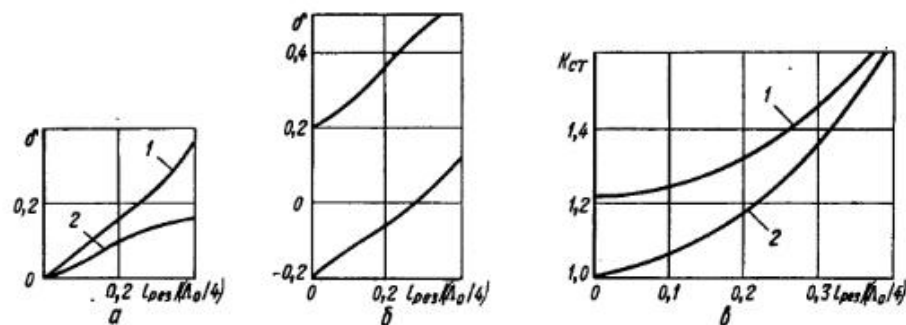


Рис. 2.5. Графики для выбора оптимальных размеров делителя в зависимости от длины резистора:

$a$  — смещение максимума развязки 1 и минимума КСВ входа 2;  $б$  — положение уровня развязки 20 дБ на оси относительных расстроек;  $в$  — максимальный КСВ входа 1 и выхода 2 при развязке 20 дБ

и максимума развязки между выходными каналами, к увеличению потерь за счет рассеяния части мощности в резисторе, к увеличению КСВ входа и выходов в высокочастотной части диапазона. На рис. 2.5 построены графики, позволяющие в зависимости от относительной длины резистора определять смещение максимума раз-

вязки между выходными каналами, положение минимума КСВ входа, относительную расстройку  $\delta$  для уровня развязки 20 дБ, максимальное значение КСВ входа и выхода в полосе частот, обеспечивающей уровень развязки между выходными каналами 20 дБ. Графики позволяют выбирать оптимальные геометрические размеры делителя с учетом длины развязывающего резистора и определять предельные параметры делителя по уровню развязки 20 дБ.

**Пример 2.** Рассчитать делитель на 2 канала на МПЛ по следующим данным: максимальная развязка на частоте 2 ГГц; диэлектрическая проницаемость подложки  $\epsilon = 9,6$ ; толщина подложки 1 мм; сопротивление материала резистора 50 Ом/квadrat; мощность рассеяния материала резистора 1 Вт/см<sup>2</sup>; максимальная мощность рассеяния на резисторе делителя 0,1 Вт; входы и выходы делителя должны оканчиваться линиями с волновым сопротивлением 50 Ом.

Сопротивление трансформатора  $z_1 = \sqrt{2} z_0 = \sqrt{2} \cdot 50 = 70,7$  Ом и сопротивление балластного резистора  $z_n = 2z_1 = 2 \cdot 50 = 100$  Ом.

Определяем геометрические размеры резистора. Поскольку материал резистора имеет сопротивление 50 Ом/квadrat, то для получения сопротивления 100 Ом резистор должен представлять собой прямоугольник с отношением сторон 1 : 2. Для того чтобы резистор мог рассеивать мощность 0,1 Вт, его площадь  $S \geq 0,1$  см<sup>2</sup>. Выбираем резистор с размерами  $2,5 \times 5$  мм<sup>2</sup>. Таким образом, резистор представляет собой линию шириной 2,5 мм и длиной 5 мм.

Коэффициент укорочения длины волны (см. гл. 1)  $K_y = 2,5$ .

Составляем уравнение  $f_{\text{треб}} = f_0 (1 + \delta)$ , где  $f_{\text{треб}} = 2$  ГГц — частота, на которой должен быть максимум развязки;  $f_0$  — частота, на которой делитель идеально согласован и имеет максимум развязки в предположении, что резистор точечный;  $\delta = \Delta f / f_0$  — относительная частотная расстройка.

Преобразуем уравнение

$$\frac{l_{\text{рез}}}{\Lambda_{\text{треб}}/4} = \frac{l_{\text{рез}}}{\Lambda_0/4} (1 + \delta), \quad (2.7)$$

$$\text{где } \Lambda_{\text{треб}} = \frac{\lambda_{\text{треб}}}{K_y}; \quad \Lambda_0 = \frac{\lambda_0}{K_y}.$$

Подставляем в уравнение (2.7) величины, заданные в условии, и по рис.

2.5, а определяем  $\delta$  и отношение  $l_{\text{рез}} / \frac{\Lambda_0}{4}$ :

$$\frac{l_{\text{рез}}}{\Lambda_0/4} (1 + \delta) = \frac{5}{4 \cdot 2,5}; \quad \frac{l_{\text{рез}}}{\Lambda_0/4} = 0,27; \quad \delta = 0,22.$$

Длина четвертьволнового трансформатора  $\Lambda_0/4 = 5/0,27 = 18,5$ . Для точечного резистора делитель был бы идеально согласован и имел бы максимальную развязку на частоте 1,62 ГГц.

Определяем предельные характеристики делителя: максимум развязки на частоте 2 ГГц, минимум КСВ входа на частоте 1,83 ГГц (рис. 2.5, а), уровень развязки 20 дБ в диапазоне частот 1,64—2,3 ГГц (рис. 2.5, б), максимальный КСВ входа и выхода 1,36 и 1,22 соответственно в диапазоне частот 1,64—2,3 ГГц (рис. 2.5, в).

Зная сопротивления трансформатора и балластного резистора, можно определить ширину проводников. Таким образом, определены все геометрические размеры и параметры делителя.

Двухканальный делитель с развязывающим резистором, включенным через полуволновые отрезки линий передач. Схема делителя, топология и частотные характеристики показаны на рис. 2.6. Фор-

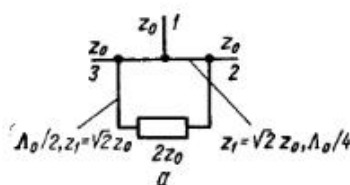
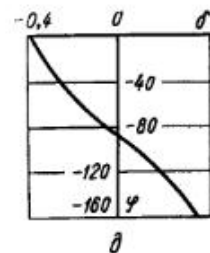
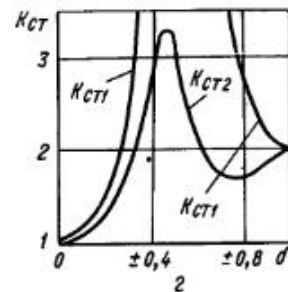
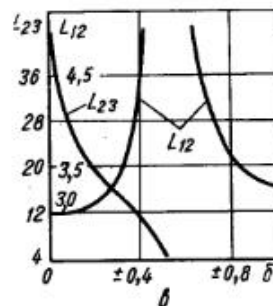


Рис. 2.6. Схема (а), топология (б) и частотные характеристики (в, г, д) двухканального делителя с балластным резистором, включенным через полуволновые отрезки линий



мулы для расчета частотных характеристик получаются из выражений (2.6) при  $n = 1$ ;  $M = 4$ .

Ответитель на связанных линиях имеет две линии передачи (рис. 2.7). На участке длиной  $\Lambda_0/4$  между линиями существует элект-

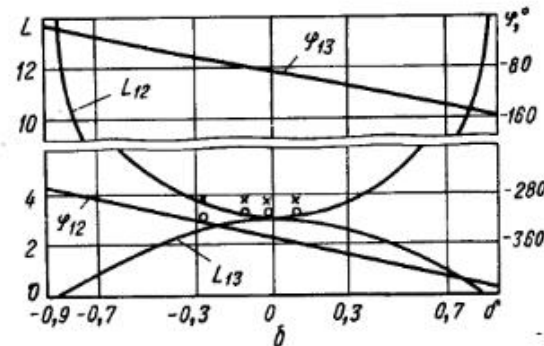
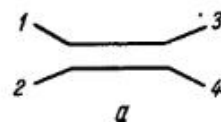


Рис. 2.7. Схема (а) и частотные характеристики (б) ответителя на связанных линиях: х, о — эксперимент

ромагнитная связь, рассчитанная специальным образом. Благодаря этой связи сигнал, поступающий в плечи 1 или 2 или 3 или 4, распределяется между плечами 3 и 2 или 4 и 1 или 1 и 4 или 2 и 3 соответственно. Ответитель с правильно выбранной связью теоретически идеально согласован в бесконечной полосе частот и имеет идеальную направленность. Матрица рассеяния такого ответителя

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix}, \quad (2.8)$$

$$\text{где } \left. \begin{aligned} S_{12} = S_{21} = S_{43} = S_{34} &= j \frac{\frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \sin \Theta}{\cos \Theta + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin \Theta}; \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} &= \frac{1}{\cos \Theta + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin \Theta}; \end{aligned} \right\} \quad (2.9)$$

$\Theta = \frac{2\pi l}{\Lambda} = \frac{\pi}{2}(1 + \delta)$  — электрическая длина области связи;  $l$  — геометрическая длина области связи;  $\Lambda$  — текущая длина волны;  $\delta = \Delta f / f_0$  — относительная частотная расстройка;  $f_0$  — центральная частота;  $\Delta f$  — абсолютная частотная расстройка;  $Z_{++}$ ,  $Z_{+-}$  — нормированное сопротивление четного и нечетного типа колебаний соответственно;  $Z_{++} = z_{++}/z_0$ ;  $Z_{+-} = z_{+-}/z_0$ ;  $z_{++}$ ,  $z_{+-}$  — ненормированные сопротивления четного и нечетного типов колебаний соответственно;  $z_0$  — волновое сопротивление подводящих линий.

При  $\Theta = \pi/2$  коэффициенты матрицы (2.8) принимают вид

$$\left. \begin{aligned} S_{12} = S_{21} = S_{43} = S_{34} &= \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{Z_{++} + Z_{+-}}; \\ S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} &= -j \frac{1}{Z_{++} + Z_{+-}}. \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

Условие идеального согласования и направленности ответвителя

$$Z_{++}Z_{+-} = 1,$$

для ненормированных сопротивлений

$$z_{++}z_{+-} = z_0^2.$$

Нормированная матрица проводимости ответвителя для втекающих токов

$$[Y] = \begin{bmatrix} -j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta & j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta & j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} & -j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} \\ j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta & -j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta & -j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} & j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} \\ j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} & -j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} & -j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta & j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta \\ -j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} & j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \frac{1}{\sin \Theta} & j \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta & -j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \operatorname{ctg} \Theta \end{bmatrix}$$

**Пример 3.** Рассчитать ответвитель на связанных линиях. Задано: коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2  $L_{21}$ . Из формулы  $20 \lg |S_{21}|^{-1} = L_{21}$  опре-

деляем  $|S_{21}| = 10^{-\frac{L_{21}}{20}}$ . Используя формулы (2.9) и (2.10), вычисляем нормированные и ненормированные сопротивления четного и нечетного типов колебаний:

$$\left. \begin{aligned} Z_{++} &= \sqrt{\frac{1 + |S_{21}|}{1 - |S_{21}|}}; \\ Z_{+-} &= \sqrt{\frac{1 - |S_{21}|}{1 + |S_{21}|}}; \end{aligned} \right\} \quad (2.11)$$

$$\left. \begin{aligned} Z_{++} &= z_{++} z_0; \\ Z_{+-} &= z_{+-} z_0. \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

Находим геометрические размеры сечения связанных полосковых линий.

**Пример 4.** Рассчитать трехдецибелльный ответвитель на четырех связанных линиях (мост Ленжа). Определяем  $|S_{21}| = 10^{-\left(\frac{3}{20}\right)} = 0,707$ , вычисляем

$$Z_{++} = \frac{1}{Z_{+-}} = \sqrt{\frac{1 + 0,707}{1 - 0,707}} = 2,41.$$

По формулам (2.12) находим сопротивления четного и нечетного типов колебаний при условии, что волновое сопротивление подводящих линий 50 Ом:  $z_{++} = 120,7$  Ом,  $z_{+-} = 20,7$  Ом.

Рассчитываем геометрические размеры моста. При этом задаемся следующими параметрами:  $\varepsilon = 9,8$ ;  $t = 10 \cdot 10^{-6}$  м;  $h = 10^{-3}$  м. В результате получим  $s = 70 \cdot 10^{-6}$  м;  $w = 110 \cdot 10^{-6}$  м. На рис. 2.7 изображены топология рассчитанного ответвителя и частотные характеристики.

**Двухкаскадный ответвитель из звеньев на связанных линиях (рис. 2.8, а).**

Матрица рассеяния ответвителя

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{21} & 0 & 0 & S_{24} \\ S_{31} & 0 & 0 & S_{34} \\ 0 & S_{42} & S_{43} & 0 \end{bmatrix},$$

где  $S_{12} = S_{43} = S_{21} = S_{34} = S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} e^{-j\varphi} + S_{13}^{(1)} S_{13}^{(2)} e^{-j\varphi}$ ;

$S_{13} = S_{42} = S_{31} = S_{24} = S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} e^{-j\varphi} + S_{13}^{(1)} S_{12}^{(2)} e^{-j\varphi}$ ;

$\varphi$  — электрическая длина соединительных линий;  $S_{12}^{(1)}$ ,  $S_{13}^{(1)}$  и  $S_{12}^{(2)}$ ,  $S_{13}^{(2)}$  — коэффициенты рассеяния первого и второго звеньев ответвителя соответственно.



Если звенья ответвителя одинаковы, то

$$\left. \begin{aligned} S_{12} = S_{43} = S_{21} = S_{34} = \\ \frac{1 - \left( \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \right)^2 \sin^2 \Theta}{\left( \cos \Theta + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin \Theta \right)^2} e^{-j\varphi}; \\ S_{13} = S_{42} = S_{31} = S_{24} = \\ \frac{j \cdot 2 \frac{Z_{++} - Z_{+-}}{2} \sin \Theta}{\left( \cos \Theta + j \frac{Z_{++} + Z_{+-}}{2} \sin \Theta \right)^2} e^{-j\varphi}, \end{aligned} \right\} (2.13)$$

где  $\Theta$  — электрическая длина звена ответвителя.

Пример 5. Рассмотрим трехдецибелный ответвитель. При  $\Theta = \pi/2$  перепишем выражения (2.13):

$$\left. \begin{aligned} S_{12} = - \frac{4 - (Z_{++} - Z_{+-})^2}{(Z_{++} + Z_{+-})^2} e^{-j\varphi}; \\ S_{13} = -j \frac{4(Z_{++} - Z_{+-})}{(Z_{++} + Z_{+-})^2} e^{-j\varphi}. \end{aligned} \right\} (2.14)$$

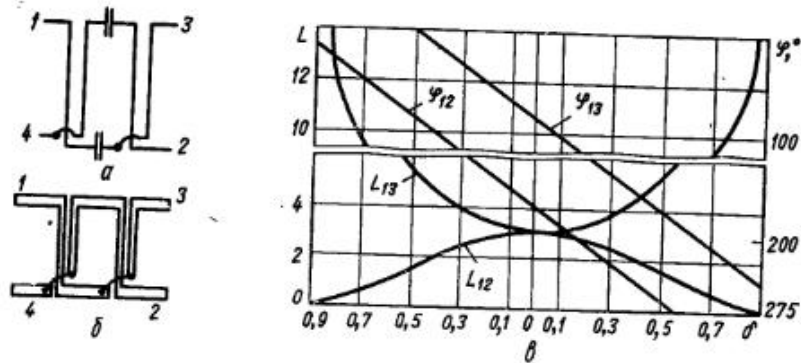


Рис. 2.8. Схема (а), топология (б) и частотные характеристики (в) двухкаскадного ответвителя из звеньев на связанных линиях

Для трехдецибелного ответвителя  $|S_{12}| = |S_{13}|$ , тогда

$$4 - (Z_{++} - Z_{+-})^2 = 4(Z_{++} - Z_{+-}). \quad (2.15)$$

Из соотношения (2.15) имеем

$$Z_{++} - Z_{+-} = -2 + \sqrt{8}.$$

Учитывая, что  $Z_{++} Z_{+-} = 1$ , получаем

$$\left. \begin{aligned} Z_{++} + Z_{+-} = 2,1648; \\ Z_{++} - Z_{+-} = 0,8284. \end{aligned} \right\} (2.16)$$

Подставляя выражение (2.16) в формулы для коэффициентов передачи звена (2.10), получаем

$$|S_{12}|_{3\text{дБ}} = 0,383; |S_{13}|_{3\text{дБ}} = 0,924,$$

или в децибелах

$$20 \lg |0,383|^{-1} = 8,34 \text{ дБ}; 20 \lg |0,924|^{-1} = 0,687 \text{ дБ}.$$

Как видно, два звена со связью — 8,3 дБ обеспечивают выполнение ответвителя со связью — 3 дБ.

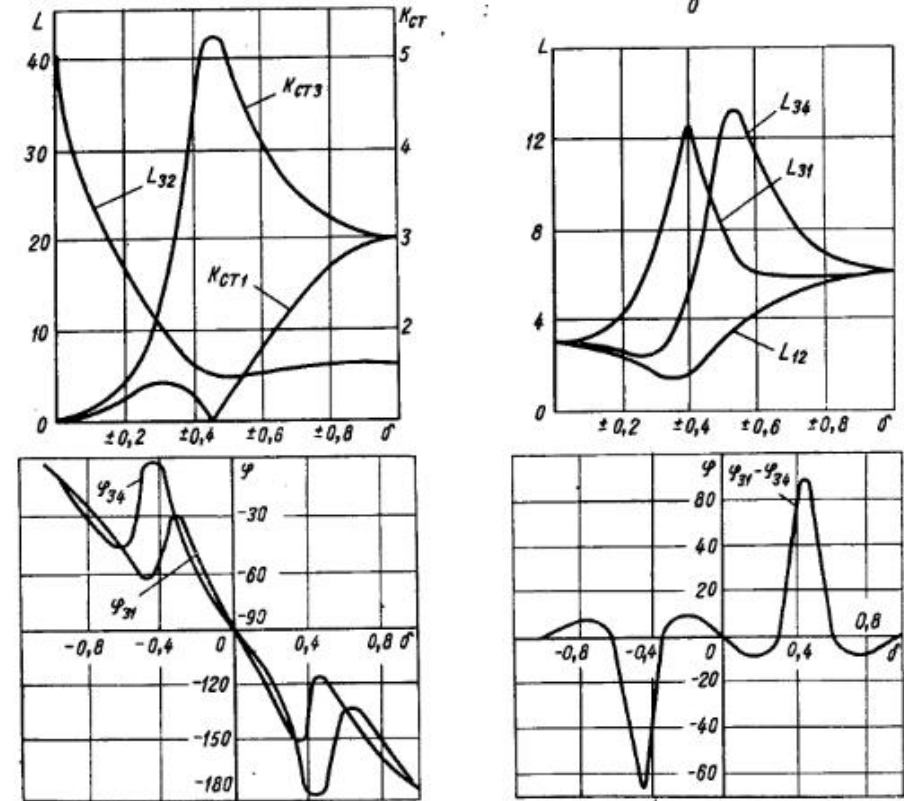
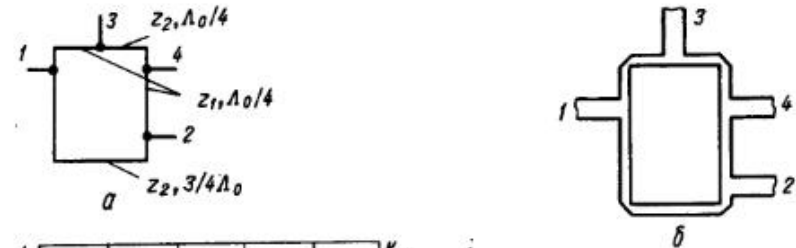


Рис. 2.9. Схема (а), топология (б) и частотные характеристики (в) кольцевого моста

Кольцевой мост (рис. 2.9) состоит из линии, свернутой в кольцо с волновыми сопротивлениями  $z_1, z_2$ . В точках 1—4 в кольцевой мост включены линии с волновыми сопротивлениями  $z_0$ . Эти линии являются входами и выходами моста. Расстояние между входами равно

$\frac{\Lambda_0}{4}$  и  $\frac{3}{4}\Lambda_0$  ( $\Lambda_0$  — длина волны в кольцевой линии на центральной частоте). Кольцевой мост работает следующим образом. При возбуждении моста с любого из плеч по кольцевой линии распространяются две электромагнитные волны навстречу друг другу. Сечения, где электромагнитные волны синфазны или противофазны, соответствуют местам подключения входных (выходных) линий. Таким образом, при возбуждении моста с плеча 1 сигналы поступают в плечи 2 и 3 и сдвинуты друг относительно друга на  $180^\circ$ , в плечо 4 сигнал не поступает. При возбуждении моста с плеча 2 сигналы поступают в плечи 1 и 4 и сдвинуты относительно друг друга на  $180^\circ$ , в плечо 3 сигнал не поступает. При возбуждении моста с плеча 3 в плечи 1 и 4 поступают синфазные сигналы, в плечо 2 сигнал не поступает. При возбуждении моста с плеча 4 в плечи 2 и 3 поступают синфазные сигналы, в плечо 1 сигнал не поступает. Естественно, что такое распространение возбуждающего сигнала возможно при соответствующем выборе волновых сопротивлений кольцевой цепи и только для центральной частоты. Параметры рассеяния моста, полученные методом четного и нечетного возбуждений, имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = \frac{1}{2}(S_{11}^+ + S_{11}^-); \\ S_{33} &= S_{44} = \frac{1}{2}(S_{22}^+ + S_{22}^-); \\ S_{12} &= S_{21} = \frac{1}{2}(S_{11}^+ - S_{11}^-); \\ S_{34} &= S_{43} = \frac{1}{2}(S_{22}^+ - S_{22}^-); \\ S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = \frac{1}{2}(S_{12}^+ + S_{11}^-); \\ S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = \frac{1}{2}(S_{12}^+ - S_{12}^-); \end{aligned} \right\} \quad (2.17)$$

где  $S_{12}^+ = -j2Y_2 \frac{1}{\sin \Theta} [1 + A + B + j(C + E)]^{-1}$ ;  $S_{11}^+ = [1 - A - B + jD][1 + A + B + j(C + E)]^{-1}$ ;  $S_{22}^+ = [1 - A - B - jD][1 + A + B + j(C + E)]^{-1}$ ;  $S_{12}^- = -j2Y_2 \frac{1}{\sin \Theta} [1 + A - B - j(C - E)]^{-1}$ ;  $S_{11}^- = [1 - A + B - jD][1 + A - B - j(C - E)]^{-1}$ ;  $S_{22}^- = [1 - A + B + jD][1 + A - B - j(C - E)]^{-1}$ ;  $A = Y_2^2 - Y_1^2 \operatorname{tg} \frac{3\Theta}{2} \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2}$ ;  $B = Y_1 Y_2 \times \operatorname{ctg} \Theta (\operatorname{tg} \frac{3\Theta}{2} + \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2})$ ;  $C = Y_1 (\operatorname{tg} \frac{3\Theta}{2} + \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2})$ ;  $D = Y_1 (\operatorname{tg} \frac{\Theta}{2} - \operatorname{tg} \frac{3\Theta}{2})$ ;  $E = -2Y_2 \operatorname{ctg} \Theta$ ;  $Y_1 = z_0/z_1$ ;  $Y_2 = z_0/z_2$ ;  $\Theta = \frac{\pi}{2}(1 + \delta)$ ;  $\delta = \Delta f/f_0$ ;

$\delta = \Delta f/f_0$  — относительная частотная расстройка;  $f_0$  — центральная частота.

При  $\Theta = \pi/2$  (соответствует центральной частоте)

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = (1 - Y_1^2 - Y_2^2)(1 + Y_1^2 + Y_2^2)^{-1}; \\ S_{12} &= S_{21} = j2Y_1(1 + Y_1^2 + Y_2^2)^{-1}; \\ S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = -j2Y_2(1 + Y_1^2 + Y_2^2)^{-1}; \\ S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = 0; \\ S_{34} &= S_{43} = -j2Y_1(1 + Y_1^2 + Y_2^2)^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

Условие идеального согласования всех плеч для центральной частоты

$$1 - Y_1^2 - Y_2^2 = 0. \quad (2.19)$$

При выполнении условия (2.19) получаем

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0; \\ S_{12} &= S_{21} = -S_{34} = -S_{43} = jY_1 = jz_0/z_1; \\ S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = -jY_2 = jz_0/z_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.20)$$

Используя формулы (2.18) — (2.20), запишем

$$\left. \begin{aligned} |S_{12}| &= z_0/z_1 = Y_1; \quad |S_{13}| = z_0/z_2 = Y_2; \\ K_{дУ} &= \frac{z_2}{z_1} = \left| \frac{S_{13}}{S_{12}} \right|; \quad z_1 = z_0 \sqrt{K_{дУ}^2 + 1}; \quad z_2 = z_0 \frac{\sqrt{K_{дУ}^2 + 1}}{K_{дУ}}. \end{aligned} \right\}$$

**Пример 6.** Рассчитать кольцевой мост. Задан коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2  $L_{21}$ . Из формулы  $20 \lg |S_{21}|^{-1} = L_{21}$  определяем  $|S_{12}| = 10^{-L_{21}/20}$ . Вычисляем  $|S_{13}| = \sqrt{1 - |S_{12}|^2}$  и находим

$$K_{дУ} = \left| \frac{S_{13}}{S_{12}} \right|.$$

Задаемся сопротивлением  $z_0$  и вычисляем

$$z_1 = z_0 \sqrt{K_{дУ}^2 + 1}; \quad z_2 = z_0 \frac{\sqrt{K_{дУ}^2 + 1}}{K_{дУ}}$$

и геометрические размеры отрезков линий передачи.

Частотные характеристики кольцевого моста построены на рис. 2.9, в.

**Двухшлейфный ответвитель** (рис. 2.10) отличается от кольцевого моста тем, что между плечами 1—2 включен отрезок линии длиной  $\Lambda_0/4$ . При возбуждении ответвителя с плеча 1 (3) сигнал распределяется между плечами 3 и 4 (1 и 2), а в плечо 2 (4) сигнал не поступает. При возбуждении ответвителя с плеча 2 (4) сигнал распределяется между плечами 3 и 4 (1 и 2), в плечо 1 (3) сигнал не поступает. Сигналы, поступающие в плечи 3 и 4, 1 и 2 при возбуждении ответвителя с плеч 1 (3), 2 (4), сдвинуты друг относительно друга на  $90^\circ$ . Параметры рассеяния двухшлейфного ответвителя определяются из соотношений (2.17) при замене в них  $\frac{3}{2}\Theta$  на  $\frac{\Theta}{2}$ . Сделав такую замену, получим

$$\left. \begin{aligned}
 A &= Y_2^2 - Y_1^2 \operatorname{tg}^2 \frac{\Theta}{2}; \quad B = Y_1 Y_2 \operatorname{ctg} \Theta \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2}; \\
 C &= Y_1 2 \operatorname{tg} \frac{\Theta}{2}; \quad D = 0; \quad E = -2 Y_2 \operatorname{ctg} \Theta; \\
 S_{12}^+ &= -j 2 Y_2 \frac{1}{\sin \Theta} [1 + A + B + j(C + E)]^{-1}; \\
 S_{11}^+ &= S_{22}^+ = [1 - A - B] [1 + A + B + j(C + E)]^{-1}; \\
 S_{12}^- &= -j 2 Y_2 \frac{1}{\sin \Theta} [1 + A - B - j(C - E)]^{-1}; \\
 S_{11}^- &= S_{22}^- = (1 - A + B) [1 + A - B - j(C - E)]^{-1}; \\
 S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = \frac{1}{2} (S_{11}^+ + S_{11}^-); \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} = \frac{1}{2} (S_{12}^+ - S_{12}^-); \\
 S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = \frac{1}{2} (S_{12}^+ + S_{12}^-); \\
 S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = \frac{1}{2} (S_{12}^+ - S_{12}^-).
 \end{aligned} \right\} (2.21)$$

На центральной частоте  $\Theta = \pi/2$  получаем  $A = Y_2^2 - Y_1^2$ ,  $B = 0$ ;  $C = 2Y_1$ ;  $D = 0$ ;  $E = 0$ ;  $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = (1 - Y_2^2 + Y_1^2) / (1 + Y_2^2 - Y_1^2) [(1 + Y_2^2 - Y_1^2) + 4Y_1^2]^{-1}$ ;  $S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = -j 2Y_1 \times [(1 - Y_2^2 + Y_1^2) [(1 + Y_2^2 - Y_1^2) + 4Y_1^2]^{-1}]$ ;  $S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = -j 2Y_2 (1 + Y_2^2 - Y_1^2) [(1 + Y_2^2 - Y_1^2) + 4Y_1^2]^{-1}$ ;  $S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = -4 Y_1 Y_2 [(1 + Y_2^2 - Y_1^2) + 4Y_1^2]^{-1}$ .

Идеальное согласование со всех плеч двухшлейфного ответвителя достигается при выполнении условий

$$1 - Y_2^2 + Y_1^2 = 0; \quad (2.22)$$

$$1 + Y_2^2 - Y_1^2 = 0. \quad (2.23)$$

Для условия (2.22)

$$\left. \begin{aligned}
 S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0; \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} = 0; \\
 S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = -j Y_1^{-1}; \\
 S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = -Y_1 Y_2^{-1}.
 \end{aligned} \right\} (2.24)$$

Для условия (2.23)

$$\left. \begin{aligned}
 S_{11} &= S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0; \\
 S_{12} &= S_{21} = S_{34} = S_{43} = -j Y_1^{-1}; \\
 S_{13} &= S_{31} = S_{24} = S_{42} = 0; \\
 S_{14} &= S_{41} = S_{23} = S_{32} = -Y_2 Y_1^{-1}.
 \end{aligned} \right\} (2.25)$$

Коэффициент деления ответвителя

$$K_{дУ} = \left| \frac{S_{12}}{S_{14}} \right| = \frac{1}{Y_2}, \quad (2.26)$$

где  $Y_1 = z_0/z_1$ ,  $Y_2 = z_0/z_2$ . (2.27)

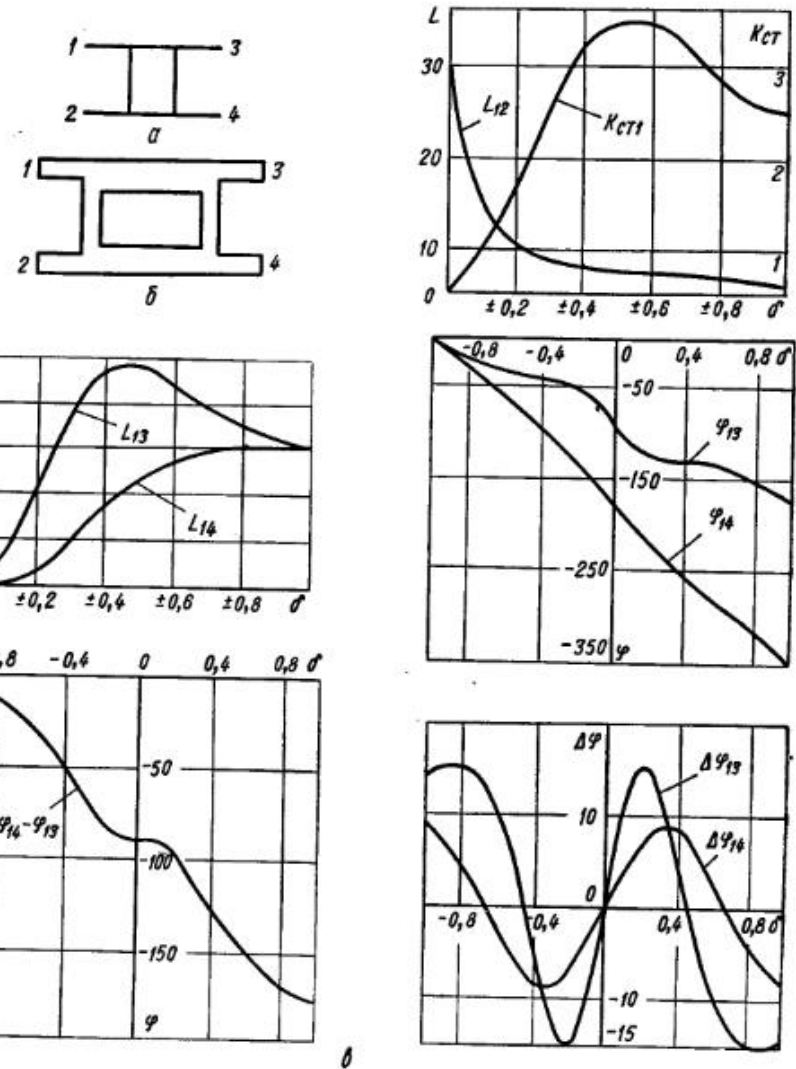


Рис. 2.10. Схема (а), топология (б) и частотные характеристики (в) двухшлейфного ответвителя

Установим связь между модулями коэффициентов передачи, проводимостями, волновыми сопротивлениями и коэффициентом деления, используя формулы (2.20)–(2.27):

$$|S_{12}| = \frac{1}{Y_1} = \frac{z_1}{z_0}; \quad |S_{14}| = \frac{Y_2}{Y_1} = \frac{z_1}{z_2}; \quad K_{дУ} = \left| \frac{S_{12}}{S_{14}} \right| = \frac{1}{Y_2} = \frac{z_2}{z_0}; \quad z_2 = K_{дУ} z_0; \\
 z_1 = \frac{K_{дУ} z_0}{\sqrt{1 + K_{дУ}^2}}.$$

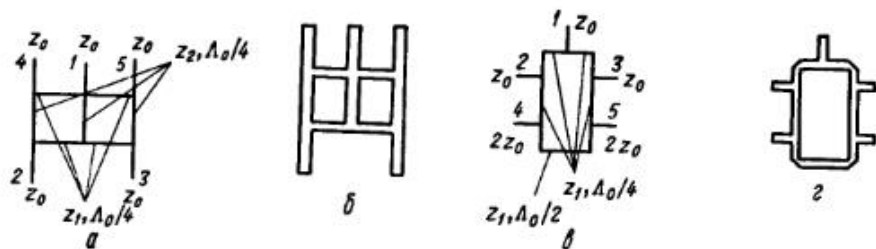


Рис. 2.11. Схема (а), топология (б) моста из сочленных квадратов и схема (в), топология (г) модифицированного кольцевого моста

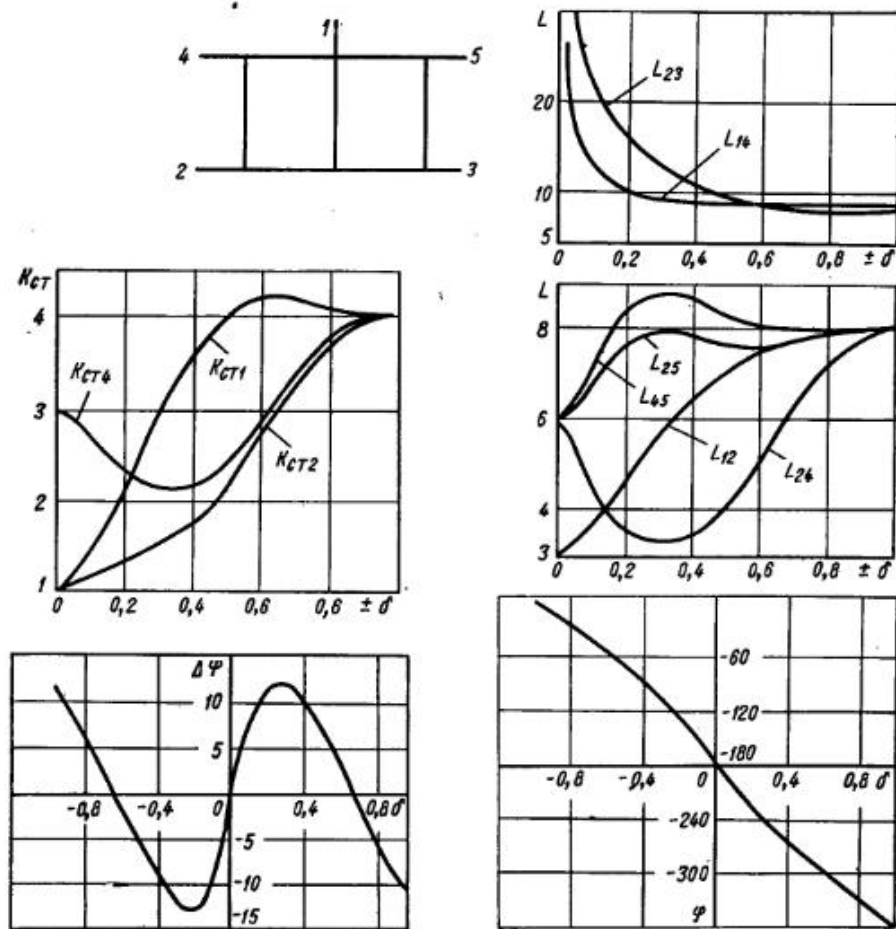


Рис. 2.12. Частотные характеристики моста из сочленных квадратов

Пример 7. Рассчитать двухшлейфый ответвитель. Задан коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2  $L_{21}$ . Из формулы  $20 \lg |S_{21}|^{-1} = L_{21}$  определяем  $|S_{21}| = 10^{-(L_{21}/20)}$ . Находим  $|S_{41}| = \sqrt{1 - |S_{21}|^2}$ . Вычисляем  $K_{дУ} = \left| \frac{S_{21}}{S_{11}} \right|$ .

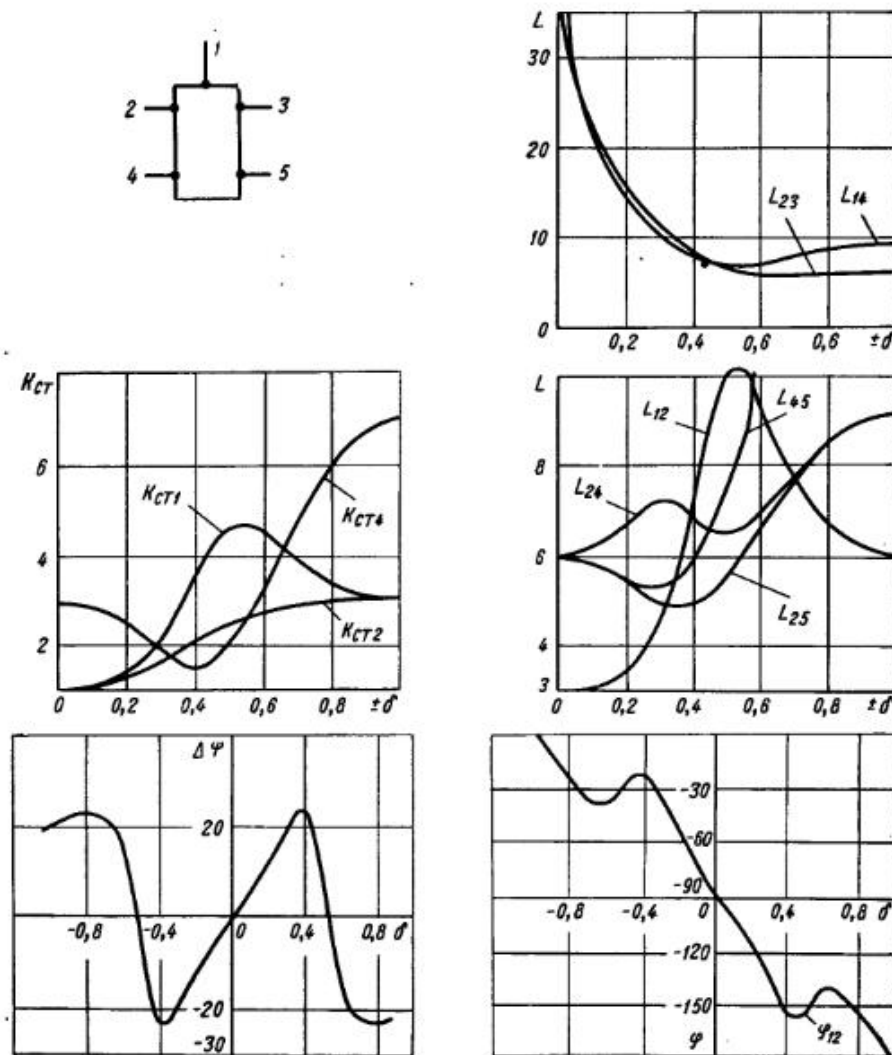
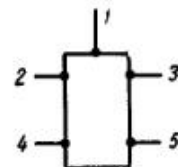


Рис. 2.13. Частотные характеристики модифицированного кольцевого моста

Задаемся сопротивлением  $z_0$ , определяем

$$z_2 = z_0 K_{дУ}; \quad z_1 = z_0 K_{дУ} / \sqrt{1 + K_{дУ}^2}$$

и геометрические размеры отрезков линий передач.

**Мост из сочлененных квадратов** (модифицированный кольцевой мост). Мосты конструктивно отличаются друг от друга расположением выходных каналов (2, 3) относительно входа (1) и балластных нагрузок (4, 5) (рис. 2.11). Условия идеального согласования плеч на центральной частоте для моста из сочлененных квадратов [57]:  $z_0 = z_1/\sqrt{2}$ ;  $R_n = z_0$ . Для модифицированного кольцевого моста:  $z_0 = z_1/\sqrt{2}$ ;  $R_n = 2z_0$ .

Получить формулы для расчета частотных характеристик таких устройств в аналитическом виде сложно, поэтому устройства представляют в виде соединения более простых элементов: мост из сочлененных квадратов из одного разветвления на 4, пяти разветвлений на 3, двух балластных нагрузок и семи четвертьволновых соединительных линий. Модифицированный кольцевой мост представляют как соединение пяти разветвлений на 3, четырех четвертьволновых линий, одной полуволновой линии и двух балластных нагрузок. Частотные характеристики мостов, рассчитанные через матрицы рассеяния элементов, изображены на рис. 2.12 и 2.13.

### 3. МНОГОКАНАЛЬНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ. АЛГОРИТМЫ РАСЧЕТА МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДЕЛИТЕЛЕЙ

Многоканальные делители, или СРМ, выполняют из двухканальных элементов деления, разветвлений линий передач, на укороченных линиях. Наиболее распространены в микроэлектронных устройствах многоканальные делители, выполненные из двухканальных элементов деления и построенные по схемам параллельного, последовательного или смешанного типов. При проектировании многоканальных делителей выполняют следующие этапы. По заданному количеству выходных каналов выбирают схемы всех вариантов делителя. При этом определяют расположение каждого двухканального элемента деления и линий передач, объединяющих двухканальные элементы в многоканальный делитель. По заданному закону распределения мощности между выходными каналами определяют мощность на каждом из выходов многоканального делителя. По мощности на выходах многоканального делителя вычисляют параметры двухканальных элементов деления, по которым можно судить о возможности использования двухканального элемента в многоканальном делителе. Одним из таких параметров является коэффициент деления. По коэффициенту деления выбирают двухканальные элементы. Рассчитывают частотные характеристики, электрические параметры и геометрические размеры всех вариантов многоканального делителя. С учетом технико-экономических требований выбирают вариант делителя.

**Определение мощностей в выходных каналах делителя по заданному закону.** Рассмотрим линейный  $N$ -канальный делитель с эквидистантным расположением выходов 2, 3, ...,  $(N+1)$  (рис. 2.14, а). Для этого делителя необходимо определить мощность на каждом из выходов. Пусть закон распределения мощности между выходными каналами задается функцией  $f(x)$ , которая определена в интервале от  $-1$  до  $+1$  (рис. 2.14, б). Установим соответствие между аргумен-

том  $x_i$  и номером канала. Для этого общую длину интервала разделим на число, равное наибольшему номеру канала, а получившуюся величину умножим на разность между текущим номером канала и числом, равным среднему арифметическому крайних номеров каналов делителя. Аргумент  $f(x)$  запишем в виде

$$x_i = \frac{2}{N+1} \left( i - \frac{N+3}{2} \right), \quad (2.28)$$

где  $i$  — номер канала, для которого определяется значение мощности;  $N$  — количество каналов делителя.

Для определения мощностей в выходных каналах следует  $x_i$ , полученное в формуле (2.28), подставить в  $f(x)$ .

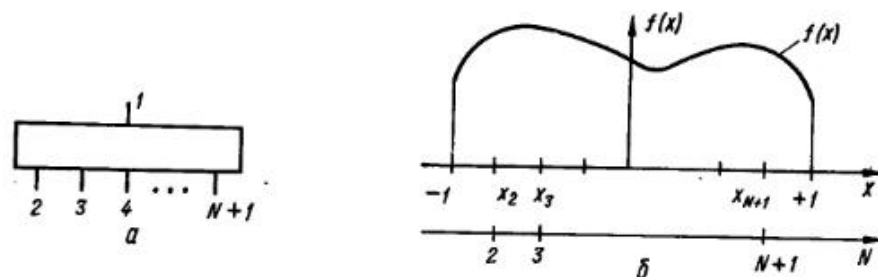


Рис. 2.14. Линейный делитель мощности (а) и графическое изображение функции распределения мощности между выходными каналами (б)

**Расчет частотных характеристик многоканальных делителей.** Многоканальный делитель представляет собой многоэлементное устройство. Все элементы делителя функционально связаны и взаимодействуют друг с другом. Расчет частотных характеристик таких устройств возможен только с использованием ЭВМ и эффективных вычислительных алгоритмов [16, 17, 34, 35, 40], например циклических.

**Циклический алгоритм расчета СРМ смешанного типа.** СРМ на произвольное количество каналов, выполненная из двухканальных элементов деления, может состоять из следующих соединений: четырехполюсников; шестиполюсников, входные плечи которых соединены с четырехполюсниками; шестиполюсника и двух многополюсников (рис. 2.15, а). Если предварительно выполнить все соединения четырехполюсников, четырехполюсников и шестиполюсников, то получится СВЧ цепь, состоящая из шестиполюсников. В такой СВЧ цепи есть один тип соединения: шестиполюсник выходными плечами соединяется с двумя многополюсниками. Расчет параметров рассеяния СВЧ цепи можно выполнить по рекуррентным формулам.

Представим схему в виде рядов 1, 2, ...,  $i$  (нумерация рядов на рис. 2.15, а снизу вверх); пронумеруем шестиполюсники и четырехполюсники каждого ряда цифрами слева направо: 1, 2, ...,  $j$ . В каждом  $i$ -м ряду нумеруют только те элементы, которые соединяются с шестиполюсниками  $(i+1)$ -го ряда. В результате такой нумерации

каждый элемент схемы имеет два индекса:  $i$  — номер ряда;  $j$  — номер элемента в ряду; обозначим матрицу рассеяния элементов через  $[S(i, j)]$ ; пронумеруем плечи шестиполосников и четырехполосников цифрами 1, 2, 3 и 1, 2 соответственно (рис. 2.15, б). Таким образом, каждый элемент с индексами  $i, j$  соединяется с двумя элементами с индексами  $(i-1), (2j-1)$  и  $i-1, 2j$ . Процесс вычисления параметров рассеяния схемы заключается в следующем. На нулевом цикле последовательно определим параметры рассеяния соединений элементов 1, 2, 3 второго ряда с элементами 1 и 2, 3 и 4,  $m$  и  $j$  первого ряда соответственно. На первом цикле последовательно определим параметры рассеяния соединений элементов 1 и 2 третьего ряда с устройствами, параметры которых вычислены на нулевом цикле и четырехполосником с номером 4 (рис. 2.15, а). На втором цикле вычислим параметры рассеяния соединения шестиполосника 1 четвертого ряда и двух многополосников, параметры которых определены на первом цикле. Аналогичным образом вычисляют параметры рассеяния схем, подобных рис. 2.15, а.

Циклический алгоритм расчета параметров рассеяния СРМ смешанного типа запишем следующим образом [34]:

$$\begin{aligned}
 S_{11}(i, j, k+1) &= S_{11}(i, j) + \{ [1 - S_{33}(i, j)] S_{11}(i-1, 2j, k) \times \\
 &\quad \times S_{11}(i-1, 2j-1, k) [S_{12}(i, j)]^2 + [1 - S_{22}(i, j)] S_{11}(i-1, 2j-1, k) \} S_{11}(i-1, 2j, k) [S_{13}(i, j)]^2 + 2S_{12}(i, j) S_{13} \times \\
 &\quad \times (i, j) S_{23}(i, j) S_{11}(i, 2j-1, k) S_{11}(i, 2j, k) A^{-1}; \\
 S_{1,s}(i, j, k+1) &= \{ [1 - S_{33}(i, j)] S_{11}(i-1, 2j, k) \} S_{12}(i, j) + \\
 &\quad + S_{13}(i, j) S_{23}(i, j) S_{11}(i-1, 2j, k) S_{11}(i-1, 2j-1, k) A^{-1}; \\
 S_{1,r}(i, j, k+1) &= \{ [1 - S_{22}(i, j)] S_{11}(i-1, 2j-1, k) \} \times \\
 &\quad \times S_{13}(i, j) + S_{12}(i, j) S_{23}(i, j) S_{11}(i-1, 2j-1, k) \} \times \\
 &\quad \times S_{1,r}(i-1, 2j, k) A^{-1}; \\
 S_{t,s}(i, j, k+1) &= S_{t,s}(i-1, 2j-1, k) + \\
 &\quad + \{ [1 - S_{33}(i, j)] S_{11}(i-1, 2j, k) \} S_{22}(i, j) + \\
 &\quad + [S_{23}(i, j)]^2 S_{11}(i-1, 2j, k) \} S_{1,t}(i-1, 2j-1, k) \times \\
 &\quad \times S_{1,s}(i-1, 2j-1, k) A^{-1}; \\
 S_{t,r}(i, j, k+1) &= S_{t,r}(i-1, 2j, k) + \\
 &\quad + \{ [1 - S_{22}(i, j)] S_{11}(i-1, 2j-1, k) \} S_{33}(i, j) + \\
 &\quad + [S_{23}(i, j)]^2 S_{11}(i-1, 2j-1, k) \} S_{1,t}(i-1, 2j, k) \times \\
 &\quad \times S_{1,r}(i-1, 2j, k) A^{-1}; \\
 S_{r,s}(i, j, k+1) &= [S_{23}(i, j) S_{1,r}(i-1, 2j-1, k) \times \\
 &\quad \times S_{1,s}(i-1, 2j, k)] A^{-1}; \\
 A &= [1 - S_{22}(i, j) S_{11}(i-1, 2j-1, k)] [1 - S_{33}(i, j) \times \\
 &\quad \times S_{11}(i-1, 2j, k)] - [S_{23}(i, j)]^2 S_{11}(i-1, 2j, k) \times \\
 &\quad \times S_{11}(i-1, 2j-1, k),
 \end{aligned} \tag{2.29}$$

где  $k = 0, 1, \dots, n-2$  — номер цикла;  $n$  — число рядов в СРМ;  $i, j$  — номер ряда и номер элемента в ряду;  $t, s$  — номера выходов

многополосника, присоединяемого к плечу 2 шестиполосника; 1,  $r$  — номера выходов многополосника, присоединяемого к плечу 3 шестиполосника.

Циклический алгоритм расчета СРМ последовательного типа. Схема СРМ (рис. 2.15, в) состоит из шестиполосников 1, 2, ...,  $i$ , ...,  $n$  и имеет  $n+1$  выход. Пронумеруем плечи шестиполосников цифрами 1, 2, 3 (рис. 2.15, з). Обозначим матрицу рассеяния шестиполосника с номером  $i$  через  $[S(i)]$ . Процесс вычисления параметров рассеяния схемы циклический. На нулевом цикле определим параметры рассеяния соединения шестиполосников 1 и 2, на первом цикле — параметры рассеяния соединения шестиполосника 3 и многополосника, параметры которого вычислены на нулевом цикле и т. д.

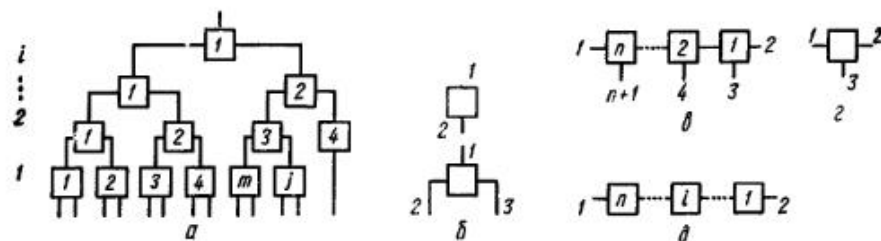


Рис. 2.15. Обобщенная схема СРМ (а), нумерация плеч шестиполосника и четырехполосника (б), схема делителя последовательного типа (в), схема нумерации плеч шестиполосника (з) и схема каскадного соединения четырехполосников (д)

Таким образом, за  $n-1$  циклов вычисляют параметры рассеяния схемы в целом. Если обозначить матрицу рассеяния многополосника, получающегося на  $k$ -м цикле через  $[S(i, k+1)]$ , то алгоритм расчета параметров рассеяния СРМ последовательного типа примет вид:

$$\begin{aligned}
 S_{11}(i, k+1) &= S_{11}(i) + 2[S_{12}(i)]^2 S_{11}(i-1, k) A^{-1}; \\
 S_{1,s}(i, k+1) &= \begin{cases} S_{12}(i) S_{1,s}(i-1, k) A^{-1}, & s = 2, 3, \dots, i+1; \\ S_{13}(i) + S_{23}(i) S_{12}(i) S_{11}(i-1, k) A^{-1}, & s = i+2; \end{cases} \\
 S_{r,s}(i, k+1) &= \begin{cases} S_{r,s}(i-1, k) + S_{22}(i) S_{1,r}(i-1, k) \times \\ \quad \times S_{1,s}(i-1, k) A^{-1}; & r, s = 2, 3, \dots, i+1; \\ S_{33}(i) + [S_{23}(i)]^2 S_{11}(i-1, k) A^{-1}; & r = s = i+2; \\ S_{23}(i) S_{1,s}(i-1, k) A^{-1}; & r = i+2, s = 2, 3, \dots, i+1, \end{cases} \tag{2.30}
 \end{aligned}$$

где  $A = 1 - S_{23}(i) S_{11}(i-1, k)$ ;  $k = 0, 1, \dots, n-2$  — номер цикла.

Расчет соединений четырехполосников и шестиполосника с четырехполосником. При расчете СРМ (рис. 2.15, а и в) предполагается, что шестиполосники на входах и выходах могут иметь каскадно включенные четырехполосники. К таким устройствам относятся, например, синтезированные по КСВ входа многоканальные и двух-

канальные делители мощности. В этих устройствах плечи шестиполосников соединяются с одно- или многоступенчатыми трансформаторами. Для каскадного соединения четырехполосников (рис. 2.15, д) рекуррентные формулы для вычисления параметров рассеяния имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{11}(i, k+1) &= S_{11}(i) + S_{12}(i) S_{21}(i) S_{11}(i-1, k) A^{-1}; \\ S_{12}(i, k+1) &= S_{12}(i) S_{12}(i-1, k) A^{-1}; \\ S_{21}(i, k+1) &= S_{21}(i) S_{21}(i-1, k) A^{-1}; \\ S_{22}(i, k+1) &= S_{22}(i-1, k) + S_{21}(i-1, k) \times \\ &\times S_{12}(i-1, k) S_{22}(i) A^{-1}, \end{aligned} \right\} \quad (2.31)$$

где  $A = 1 - S_{22}(i) S_{11}(i-1, k)$ ;  $[S(i)]$  — матрица рассеяния  $i$ -го четырехполосника;  $[S(i, k+1)]$  — матрица рассеяния соединения четырехполосников;  $k = 0, 1, \dots, n-2$  — номер цикла.

Формулы для расчета параметров рассеяния соединения взаимных четырехполосника и шестиполосника (рис. 2.15, б) имеют вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= S_{11}^{(1)} + (S_{12}^{(1)})^2 S_{11}^{(2)} A^{-1}; \\ S_{12} &= S_{12}^{(1)} S_{12}^{(2)} A^{-1}; \\ S_{13} &= S_{12}^{(1)} S_{13}^{(2)} A^{-1}; \\ S_{22} &= S_{22}^{(2)} + S_{22}^{(1)} (S_{12}^{(2)})^2 A^{-1}; \\ S_{23} &= S_{23}^{(2)} + S_{22}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{13}^{(2)} A^{-1}; \\ S_{21} &= S_{21}^{(2)} + S_{22}^{(1)} S_{12}^{(2)} S_{11}^{(2)} A^{-1}; \\ A &= 1 - S_{22}^{(1)} S_{11}^{(2)}, \end{aligned} \right\} \quad (2.32)$$

где  $[S^{(1)}]$ ;  $[S^{(2)}]$  — матрицы рассеяния четырехполосника и шестиполосника соответственно.

**Определение коэффициентов деления элементов СРМ.** Для расчета параметров рассеяния СРМ необходимо знать матрицы рассеяния элементов деления (шестиполосников). Определить матрицы рассеяния можно известными методами при условии, что известны коэффициенты деления элементов. Коэффициент деления — число, показывающее, во сколько раз амплитуда поля в одном канале шестиполосника больше (меньше) амплитуды поля в другом. Для определения коэффициента деления сделаем два допущения: 1) элементы СРМ не имеют потерь; 2) двухканальные элементы деления, из которых выполняется СРМ, имеют коэффициенты отражений входов, равные нулю для средней частоты рабочего диапазона. Из выражений (2.29) — (2.32) с учетом второго допущения следует, что для средней частоты рабочего диапазона коэффициенты передачи каналов СРМ равны произведению коэффициентов передачи элементов, составляющих канал. Если задано распределение мощности между выходными каналами СРМ, то, используя первое допущение и формулы для коэффициентов передачи каналов СРМ с согласованными элементами деления, можно определить коэффициент для СРМ смешанного типа

$$K_{дР}(i, j) = K_{дУ}^2(i, j) = \sum_1 / \sum_2;$$

для СРМ последовательного типа

$$K_{дР}(i) = K_{дУ}^2(i) = \sum_1 / \sum_3,$$

где  $K_{дР}(i, j)$ ;  $K_{дР}(i)$  — коэффициенты деления элемента ряда  $i$  с номером  $j$  параллельно-последовательной СРМ и элемента  $i$  последовательной СРМ соответственно;  $\sum_1$  — суммарная мощность на выходах многоканального делителя, присоединяемого к плечу 2  $j$ -го делителя  $i$ -го ряда для СРМ смешанного типа или суммарная мощность на выходах многоканального делителя, присоединяемого к плечу 2  $i$ -го делителя для последовательной СРМ;  $\sum_2$  — суммарная мощность на выходах многоканального делителя, присоединяемого к плечу 3  $j$ -го делителя  $i$ -го ряда;  $\sum_3(i)$  — мощность на выходе 3  $i$ -го делителя.

Рассмотренную методику проектирования можно применять для многоканальных делителей самого общего вида.

#### 4. ЧЕТЫРЕХКАНАЛЬНЫЕ ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

Четырехканальный делитель мощности [39] состоит из трех элементов деления на два канала и двух соединительных линий (рис. 2.16, а). Коэффициент передачи четырехканального делителя [39]

$$\tilde{S}_{21} = S_{21}^2 e^{-i\varphi} [1 - (S_{22} + S_{23}) S_{11} e^{-i2\varphi}]^{-1}, \quad (2.33)$$

где  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{11}$  — коэффициенты матрицы рассеяния элемента деления на два канала;  $\varphi = 2\pi l/\lambda$  — электрическая длина соединительных линий;  $l$  — геометрическая длина соединительных линий;  $\lambda$  — длина волны в линии передачи.

Для двухканального элемента деления с точечным резистором при  $z_1 = \sqrt{2} z_0$  и  $\varphi = 0$  из формул (2.6) находим

$$\left. \begin{aligned} S_{21} &= -j \frac{2}{\sqrt{2} \sin \theta} \left[ 2 - j \frac{3}{\sqrt{2}} \operatorname{ctg} \theta \right]^{-1}; \\ -(S_{22} + S_{23}) &= S_{11} = j \frac{1}{2} \operatorname{ctg} \theta \left[ 2 - j \frac{3}{\sqrt{2}} \operatorname{ctg} \theta \right]^{-1}, \end{aligned} \right\} \quad (2.34)$$

где  $\theta = \frac{\pi}{2} (1 + \delta)$  — электрическая длина четвертьволновых трансформаторов;  $\delta = \Delta f/f_0$  — относительная частотная расстройка;  $\Delta f$  — абсолютная частотная расстройка;  $f_0$  — центральная частота.

Подставляя формулы (2.34) в выражения (2.33), получаем

$$\tilde{S}_{21} = \left\{ \sin^2 \theta \left[ \left( 2 - j \frac{3}{\sqrt{2}} \operatorname{ctg} \theta \right) - \frac{1}{2} \operatorname{ctg}^2 \theta e^{-i2\varphi} \right] \right\}^{-1} (-2e^{-i\varphi}). \quad (2.35)$$

При  $\varphi = 0$  квадрат модуля выражения (2.35) после преобразования

$$|\tilde{S}_{21}|^2 = 0,25 \left( 1 + \frac{9}{16} \cos^4 \theta \right)^{-1}, \quad (2.36)$$

По определению [114]  $1 + \frac{9}{16} \cos^4 \Theta$  есть функция рабочего затухания перехода с максимально плоской частотной характеристикой. При  $\varphi = \Theta$  квадрат модуля выражения (2.35) после преобразований и приведения подобных членов примет вид

$$|\hat{S}_{21}|^2 = 0,25 \left[ 1 + \frac{1}{2} \cos^2 \Theta - \Theta \left( 1 + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) \cos^4 \Theta + \left( \frac{17}{16} + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right) \cos^6 \Theta \right]^{-1} \quad (2.37)$$

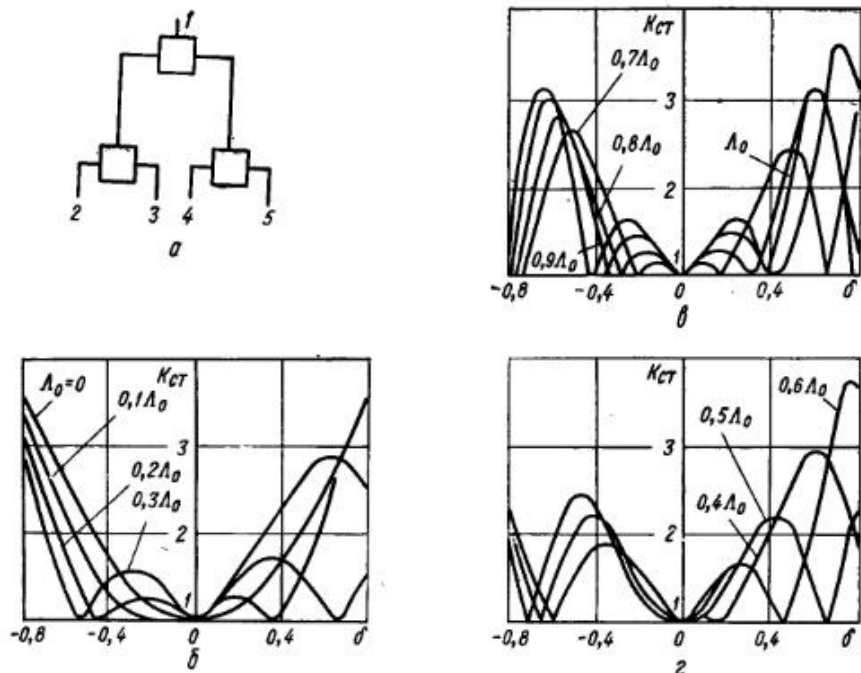


Рис. 2.16. Схема четырехканального делителя мощности (а) и частотные характеристики КСВ входа четырехканального делителя мощности при различной длине соединительных линий (б—г)

Покажем, что выражение, стоящее в квадратных скобках формулы (2.37), есть функция рабочего затухания перехода с чебышевской частотной характеристикой. Рассмотрим квадрат полинома Чебышева первого рода третьей степени [114]

$$[T_3(x)]^2 = 9x^2 - 24x^4 + 16x^6. \quad (2.38)$$

Обозначим независимую переменную  $x = \frac{\cos \Theta}{S}$  и умножим выражение (2.38) на  $h^2$

$$h^2 \left[ T_3 \left( \frac{\cos \Theta}{S} \right) \right]^2 = \frac{h^2}{S^2} 9 \cos^2 \Theta - \frac{h^2}{(S^2)^2} 24 \cos^4 \Theta + \frac{h^2}{(S^2)^3} 16 \cos^6 \Theta. \quad (2.39)$$

Приравняем коэффициенты, стоящие при  $\cos^2 \Theta$ ,  $\cos^4 \Theta$ ,  $\cos^6 \Theta$  в выражении (2.37), соответствующим коэффициентам формулы (2.39)

$$9 \frac{h^2}{S^2} = \frac{1}{2}; \quad 24 \frac{h^2}{(S^2)^2} = 1 + \frac{3}{2\sqrt{2}}; \quad 16 \frac{h^2}{(S^2)^3} = \frac{17}{16} + \frac{3}{2\sqrt{2}}. \quad (2.40)$$

Из формул (2.40) получим

$$h^2 = \frac{2}{27 \left( 1 + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right)}; \quad S = \frac{2}{\sqrt{3 \left( 1 + \frac{3}{2\sqrt{2}} \right)}}.$$

С учетом выполненных операций выражение (2.37) примет вид

$$|\hat{S}_{21}|^2 = 0,25 \left[ 1 + h^2 T_3^2 \left( \frac{\cos \Theta}{S} \right) \right]^{-1}. \quad (2.41)$$

Таким образом, установили, что четырехканальный делитель имеет коэффициент передачи с максимально плоской частотной характеристикой, если длины соединительных линий равны нулю, и с чебышевской частотной характеристикой, если длины соединительных линий равны  $\Theta$ . При этом, для делителя с чебышевской частотной характеристикой коэффициент передачи полоса пропускания составляет  $\pm 59,5\%$  по уровню коэффициента стоячей волны напряжения (КСВ) входа, равном 1,46.

Физический смысл полученных результатов следующий. Поскольку четырехканальный делитель состоит из одинаковых и симметричных элементов деления, то в сечениях, равноотстоящих от входа, существует одинаковая разность потенциалов. Эти сечения можно соединить параллельно. Поэтому четырехканальный делитель можно представить как ступенчатый переход между четырьмя сопротивлениями выходов, соединенными параллельно, и сопротивлением входа. При нулевой длине соединительных линий такой переход состоит из двух четвертьволновых ступеней. При длине соединительных линий, равной  $\Theta$ , переход имеет три четвертьволновых ступени. При длине соединительной линии, отличной от указанных выше, коэффициент передачи четырехканального делителя описывается степенным полиномом, показатель степени которого сложным образом зависит от длины соединительной линии.

Квадрат модуля коэффициента передачи четырехканального делителя связан с КСВ входа соотношением

$$|\hat{S}_{21}|^2 = \frac{K_{ct}}{(1 + K_{ct})^2}.$$

Частотные характеристики КСВ входа четырехканального делителя построены на рис. 2.16, б—г. Характеристики для длин соединительных линий, не кратных  $\Theta$ , асимметричны относительно  $\delta = 0$ . Если задаться значением КСВ входа, то можно найти такие длины соединительных линий, при которых делитель по КСВ входа обладает максимальной широкополосностью. На рис. 2.17, а показана зависимость относительной частотной расстройки от длины соедини-



тельных линий, при которых заданный или требуемый КСВ входа выдерживается в наиболее широкой полосе частот. По этим графикам можно выбрать оптимальные значения длин соединительных линий при проектировании четырехканальных делителей.

На рис. 2.17, б изображена частотная зависимость развязок между выходными каналами. Исследования показали, что длины соединительных линий слабо влияют на развязки и на КСВ выходов. Так, изменение КСВ выходов от 1,2 до 1,5 происходит при относительных расстройках  $\pm 0,5 < \delta \leq \pm 0,8$ . При  $\delta = \pm 0,5$  КСВ выходов не

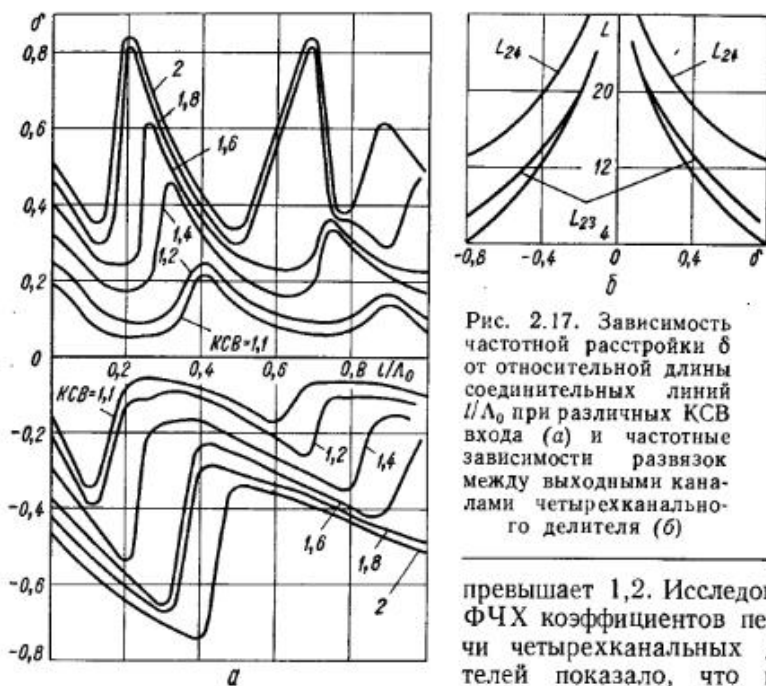


Рис. 2.17. Зависимость частотной расстройки  $\delta$  от относительной длины соединительных линий  $l/\Lambda_0$  при различных КСВ входа (а) и частотные зависимости развязок между выходными каналами четырехканального делителя (б)

превышает 1,2. Исследование ФЧХ коэффициентов передачи четырехканальных делителей показало, что нелинейность ФЧХ не превосходит  $3^\circ$  в диапазоне относительных расстроек  $\delta = \pm 0,9$  при длинах соединительных линий  $0 \dots \Lambda_0$ . Другие сведения по четырехканальным делителям можно найти в работах [8, 39].

### 5. ДЕЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ НА 64 КАНАЛА

Структура делителя (сумматора) мощности [12, 71] показана на рис. 2.18. Делитель представлен  $n$  рядами. В каждом ряду находятся одинаковые двухканальные 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. В качестве элемента деления взят двухканальный синфазный направленный делитель мощности. Если СВЧ цепь (рис. 2.18) ограничить шестью рядами, то получится делитель мощности на 64 канала, содер-

жащий 63 двухканальных элемента деления и 62 соединительные линии передач.

Для определения амплитудно-фазовых искажений коэффициента передачи делителей рассчитаем модуль коэффициента отражения входа и аргумент коэффициента передачи шести вариантов делителя на 64 канала с длинами соединительных линий между рядами, кратными  $\Lambda_0/4$ . Значения длин для каждого из вариантов приведены в табл. 3.

В каждом варианте рассчитывали 91 частотную точку при изменении относительной частотной расстройки  $\delta = \Delta f/f_0 = -0,9 \dots +0,9$  ( $\Delta f$  — абсолютная частотная расстройка;  $f_0$  — средняя частота) по методике, описанной выше. Частотные характеристики делителя на 64 канала показаны на рис. 2.19. Поскольку модуль коэффициента отражения имеет осциллирующий характер, а интерес представляет максимальное значение модуля  $S_{11}$  в полосе частот, то на рис. 2.19 изображены огибающие максимума модуля коэффициента отражения делителя. Неравномерность амплитуды коэффициента передачи делителя, дБ,

$$\Delta L_{21} = 10 \lg \frac{1 - |S_{11}|_{\max}^2}{64} + 18,06,$$

где  $|S_{11}|_{\max}$  — максимальное значение модуля коэффициента отражения в диапазоне относительных частотных расстроек; 18,06 — амплитуда коэффициента передачи делителя при  $\delta = 0$ .

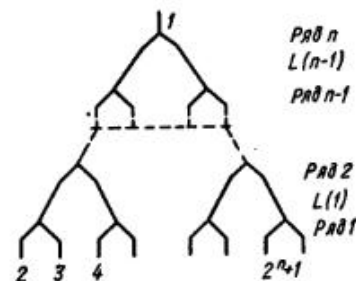


Рис. 2.18. Схема делителя мощности на 64 канала

Таблица 3

$L(i) \Lambda_0$	Вариант					
	1	2	3	4	5	6
$L(1) \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$
$L(2) \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$
$L(3) \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$
$L(4) \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$
$L(5) \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,75 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$	$0,5 \Lambda_0$	$0,25 \Lambda_0$

Примечание.  $\Lambda_0$  — длина волны на средней частоте;  $L(i)$  — относительная длина соединительной линии между  $i$ -м и  $(i-1)$ -м рядами.

Параметр  $\Delta \varphi$  (рис. 2.19) характеризует линейность ФЧХ коэффициента передачи делителя и, по определению данному выше, есть разность между аргументом коэффициента передачи делителя и аргументом коэффициента передачи линии, длина которой равна длине канала делителя. Таким образом, можно сделать следующие выводы.

Широкополосность делителя следует оценивать как по уровню коэффициента отражения в полосе частот, так и по линейности аргумента коэффициента передачи. Более жесткой является оценка по

второму параметру. По уровню коэффициента отражения 0,1 ( $\Delta L_{21} = -0,042$  дБ) наиболее широкополосными являются делители, выполненные по вариантам 2 и 3 (табл. 3). Модуль  $|S_{11}| = 0,1$  сохраняется в диапазоне относительных расстрой  $\delta = \pm 0,16$  (полоса частот 32 %). Нелинейность аргумента коэффициента передачи при этом составляет  $\pm 0,1^\circ$ . По уровню коэффициента отражения

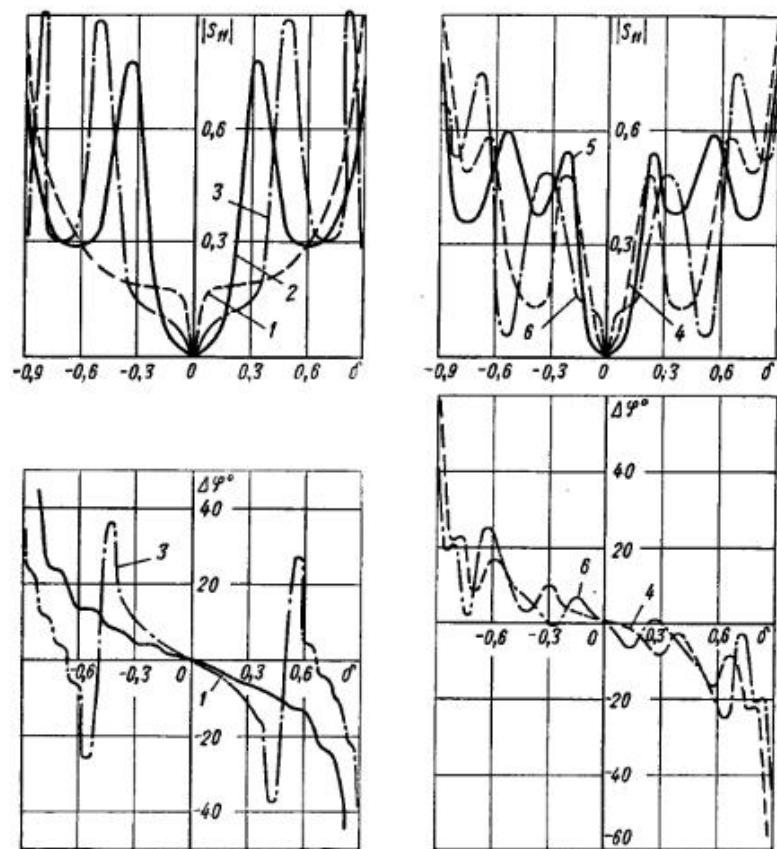


Рис. 2.19. Частотные характеристики делителя на 64 канала:  
1—6 — кривые, соответствующие вариантам табл. 3

0,2 ( $\Delta L_{21} = -0,18$  дБ) наиболее широкополосным являются делители, выполненные по вариантам 1 и 3 (табл. 3). Модуль  $|S_{11}| = 0,2$  сохраняется в диапазоне относительных расстрой  $\delta = \pm 0,36$  (полоса частот 72 %). В этом диапазоне отклонение аргумента коэффициента передачи для варианта 1 составляет  $\pm 0,7^\circ$ , для варианта 3 —  $\pm 2^\circ$ . Максимальную широкополосность имеет делитель, выполненный по варианту 1. В диапазоне относительных расстрой  $\delta = \pm 0,63$  (полоса частот 126 %, или коэффициент перекрытия диапазона 4,4) модуль  $|S_{11}| = 0,3$  ( $\Delta L_{21} = -0,43$  дБ), нелинейность аргумента коэффи-

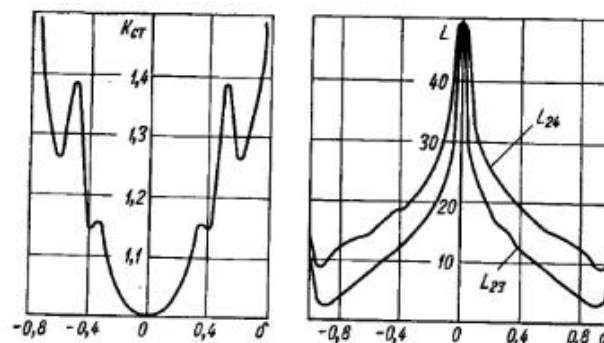


Рис. 2.20. КСВ выходов и развязки делителя на 64 канала при неблагоприятных сочетаниях длин соединительных линий

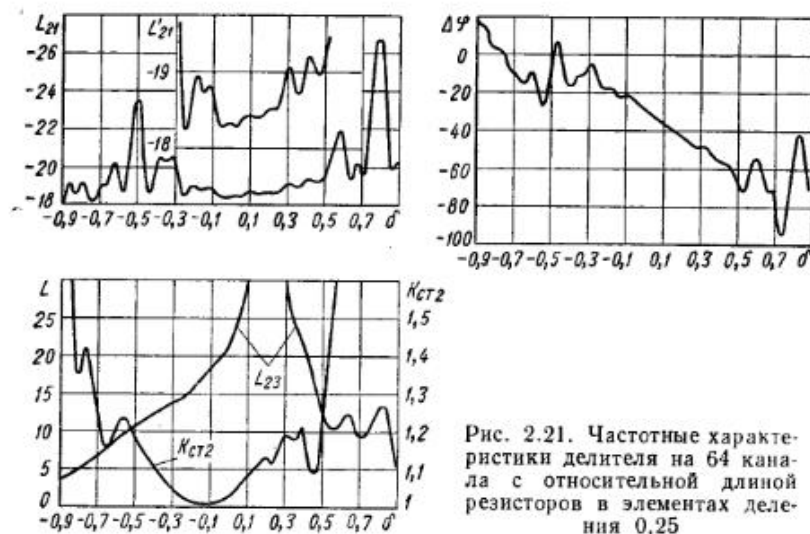


Рис. 2.21. Частотные характеристики делителя на 64 канала с относительной длиной резисторов в элементах деления 0,25

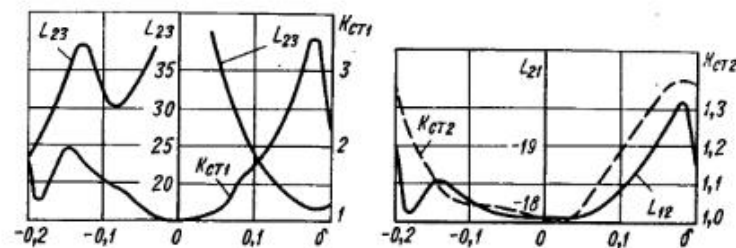


Рис. 2.22. Частотные характеристики делителя на 64 канала

циента передачи составляет  $\pm 1,5^\circ$ . Делители, выполненные по вариантам 4—6, имеют более узкую полосу. В широкой полосе частот (более 50 %) коэффициенты отражения входов делителей по вариантам 4—6 достигают 0,5 ( $\Delta L_{21} = -1,24$  дБ), нелинейность аргумента коэффициента передачи превышает  $\pm 10^\circ$ . КСВ выходов и развязки между выходными каналами показаны на рис. 2.20.

Рассмотрены не все возможные сочетания длин соединительных линий, при которых делитель имеет малые амплитудно-фазовые искажения в заданной полосе частот. В полосе частот несколько десятков процентов слабоискаженные коэффициенты передачи можно получить и при длинах соединительных линий, не кратных  $\lambda/4$ . Рассмотрим расчет частотных характеристик еще одного варианта делителя на 64 канала [12], в котором длины соединительных линий передачи между 1 и 2, 2 и 3, 3 и 4, 4 и 5, 5 и 6 рядами соответствуют:  $0,59\lambda_0$ ;  $1,06\lambda_0$ ;  $0,66\lambda_0$ ;  $0,48\lambda_0$ ;  $0,88\lambda_0$  ( $\lambda_0$  — длина волны на центральной частоте), а в моделях двухканальных элементов учтены длины развязывающих резисторов  $l_{рез} = 0,25\lambda_0/4$ . Характеристики делителя изображены на рис. 2.21. АЧХ и ФЧХ изрезаны, а участки равномерной АЧХ, линейной ФЧХ и максимальной развязки смещены в область высоких частот. Изрезанность характеристик обусловлена наличием соединительных линий между двухканальными элементами. На смещение участков равномерной АЧХ, линейной ФЧХ и развязки влияет длина развязывающих резисторов. Таким образом, в полосе частот 40 % делитель имеет малые амплитудно-фазовые искажения и достаточно высокую развязку между выходными каналами.

Сравним приведенные выше характеристики с характеристиками делителя на 64 канала, выполненного из двухканальных элементов с резистором, включенным через полуволновые отрезки (см. табл. 1). Длины соединительных линий между рядами выбраны такими же, как и в предыдущем делителе. Характеристики показаны на рис. 2.22. Делитель имеет значительно узкую полосу пропускания по низкому уровню КСВ входов и выходов и равномерности коэффициента передачи.

#### 6. ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЕЛИТЕЛЕЙ, ВЫПОЛНЕННЫХ ИЗ МОСТОВЫХ УСТРОЙСТВ

Рассмотрим характеристики делителя на 16 каналов, выполненного по параллельной схеме из кольцевых мостов. Длины соединительных линий между рядами элементов в делителе равны нулю. На рис. 2.23, а показаны КСВ входов  $K_{св1}$  и наихудшего выхода  $K_{св5}$ , на рис. 2.23, б — максимально неравномерные амплитуды коэффициентов передачи двух каналов делителя (амплитуды коэффициентов передачи других каналов лежат между кривыми  $L_{1,12}$  и  $L_{1,9}$ ) и развязка между выходными каналами  $L_{23}$  (развязки между другими каналами больше  $L_{23}$ ). Из приведенных результатов можно заключить, что к основным недостаткам делителя относятся разбросы амплитуд и фаз между выходными каналами, которые с увеличением полосы частот увеличиваются.

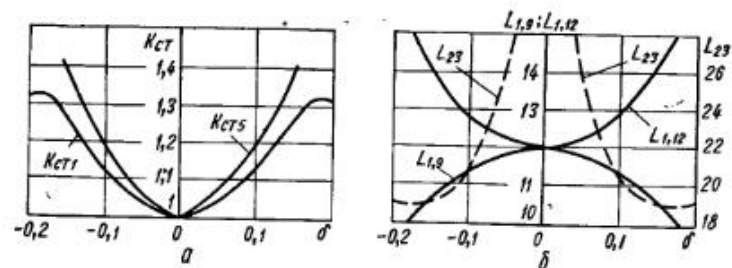


Рис. 2.23. Характеристики делителя на 16 каналов из кольцевых мостов

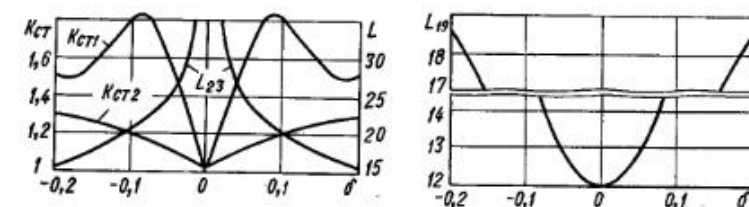


Рис. 2.24. Характеристики делителя на 16 каналов из мостов на сочлененных квадратах

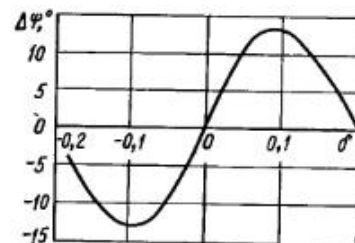
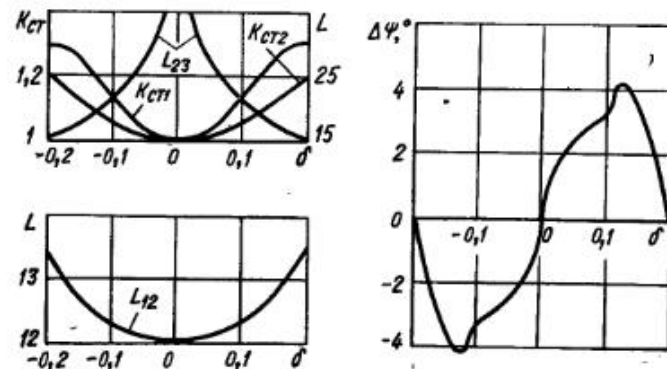


Рис. 2.25. Характеристики делителя на 16 каналов из модифицированных кольцевых мостов



Делители, выполненные на мостах из сочлененных квадратов и симметричных кольцевых мостах, вследствие симметрии элементов не имеют разбросов амплитуд и фаз между каналами. На рис. 2.24 и 2.25 изображены частотные характеристики делителей на 16 каналов, построенных из мостов на сочлененных квадратах и на модифицированных кольцевых мостах. Таким образом, делители, выполненные на мостах из сочлененных квадратов, имеют малые диссипативные потери в узкой полосе частот. С увеличением полосы частот диссипативные потери существенно возрастают из-за рассеяния мощности в балластных резисторах. В делителях, выполненных на симметричных кольцевых мостах, диссипативные потери достигают 0,4 дБ в полосе частот 30 %. В делителях, построенных из двухканальных направленных делителей с точечными резисторами, диссипативных потерь за счет рассеяния мощности в балластных резисторах вообще нет [54], но с увеличением длин балластных резисторов потери увеличиваются и для делителя на 8 каналов составляют 0,3 дБ при длине резистора  $0,3\lambda_0/4$  в полосе частот 30 %.

#### 7. РЕКОМЕНДАЦИИ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДЕЛИТЕЛЕЙ (СУММАТОРОВ) МОЩНОСТИ

Для построения многоканальных делителей, предназначенных для работы в полосе частот 1—3 %, пригодны любые из рассмотренных выше элементов деления с учетом передаваемой мощности и топологии элемента. При больших мощностях, передаваемых в нагрузки с переменными коэффициентами отражений, или при использовании делителя в режиме суммирования, рекомендуется применять кольцевые мосты, симметричные кольцевые мосты, мосты на сочлененных квадратах, устройства, у которых балластные резисторы включены по параллельной схеме и способны рассеивать большие мощности. Топология элемента учитывается следующим образом: это удобство объединения элементов в многоканальную систему, расположение выходов двухканального делителя относительно входа и балластных резисторов, габаритные размеры элемента.

В делителях, предназначенных для работы в полосе частот 10—15 %, желательно избегать применения кольцевых мостов и мостов из сочлененных квадратов. Как было показано выше, многоканальные устройства с такими элементами деления имеют разброс АФХ каналов и повышенные потери соответственно. Широкополосные делители (полоса пропускания больше 10—15 %) предпочтительно выполнять на направленных двухканальных делителях или симметричных кольцевых мостах. При этом необходимо учитывать мощность рассеяния в балластных резисторах элементах деления.

При расчетах частотных характеристик делителей можно ограничиться расчетом КСВ входа и коэффициентов передачи. По этим параметрам выбрать вариант делителя и рассчитать все частотные характеристики.

#### 1. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К ИЗБИРАТЕЛЬНЫМ УСТРОЙСТВАМ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Избирательные устройства (фильтры) предназначены для подавления колебаний одних частот и пропуска колебаний других частот. Они используются для согласования комплексных нагрузок, формирования частотного канала, деления частотного канала на несколько более узких частотных каналов (мультиплексеры). Рассмотрим лишь устройства, формирующие один или несколько частотных каналов.

Микроэлектронные фильтры можно разделить по способу реализации на следующие типы [9, 31, 62, 72, 127]: тип 1 — с параллельно связанными полуволновыми резонаторами (рис. 3.1\*); тип 2 — с параллельными и последовательными шлейфами длиной  $\lambda_0/4$ , где  $\lambda_0$  — длина волны в линии, соответствующая средней частоте полосы пропускания (рис. 3.2); тип 3 — с полуволновыми шлейфами и четвертьволновыми соединительными линиями (рис. 3.3, а); тип 4 — на встречных стержнях (рис. 3.3, б); тип 5 — на одиночной полосковой линии с зазорами (рис. 3.3, в); тип 6 — на меандровых линиях (рис. 3.4); тип 7 — направленные (рис. 3.5); тип 8 — на диэлектрических резонаторах (рис. 3.6, а); тип 9 — на нерегулярных полосковых линиях (рис. 3.6, б). В таблице 4 приведены рекомендации по выбору типа линии при построении полосно-пропускающих фильтров этих типов.

Таблица 4

Полоса пропускания			Потери в полосе пропускания		Габаритные размеры		Крутизна скатов		Тип линии для реализации
5 %	10 %	20 %	минимальные	не лимитированы	минимальные	не лимитированы	большая	не лимитированная	
1, 4, 7, 8	1, 2, 4, 5, 6	1, 2, 3, 4, 6, 9	1, 2, 3, 4, 6, 9	5, 7, 8	6*, 4, 9	1, 3, 5, 7, 8	3, 4, 7, 8*	1, 2, 5, 6, 9	МПЛ
1, 7	1, 2, 5, 6	1, 2, 3, 6	1, 2, 3, 6	5, 7	6	1, 3, 5, 7	3, 7	1, 2, 5, 6	ЩЛ
	2, 5	2, 3	2, 3	5		3, 5	3	2, 5	КЛ
	2	2, 3	2, 3		3		3	2	МПЛ, ЩЛ

Примечания: 1. Цифры обозначают тип фильтра.  
2. Звездочкой отмечены особенно хорошие параметры.  
3. Таблица годна до частоты 15 ГГц.

Рассмотрим кратко особенности указанных типов фильтров. Фильтр типа 1 на связанных линиях имеет значительные размеры, если он не сворачивается в меандр, т. е. не превращается в фильтр

\* Размеры на всех рисунках даны для полосно-пропускающих фильтров (ППФ).

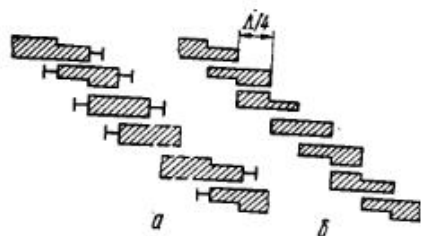


Рис. 3.1. Фильтр типа 1:  
а — с замкнутыми резонаторами; б — с разомкнутыми резонаторами

Рис. 3.2. Фильтры типа 2:  
а — на МПЛ с замкнутыми резонаторами; б — на МПЛ с разомкнутыми резонаторами; в — на ЩЛ; г — на комбинации ЩЛ и МПЛ

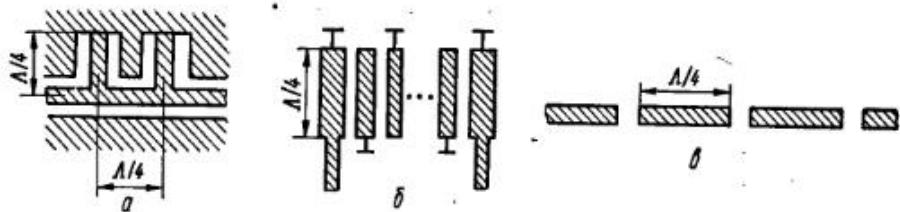
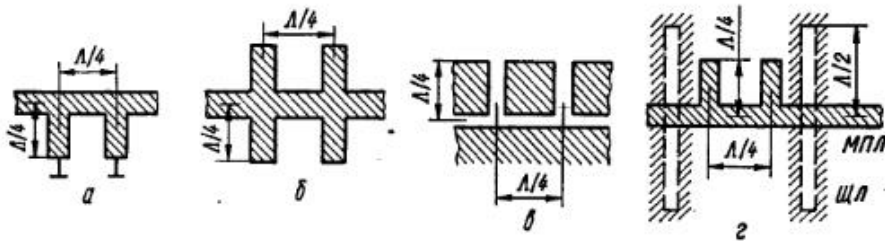


Рис. 3.3. Фильтр типа 3 на КЛ (а);  
фильтр типа 4 — на МПЛ (б)  
и фильтр типа 5 (в)

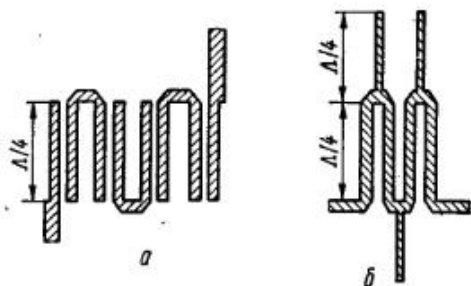


Рис. 3.4. Фильтр типа 6:  
а — полосно-пропускающий; б — ре-  
жекторный

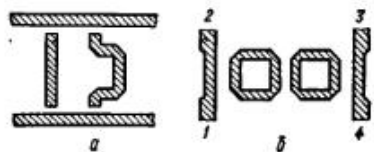


Рис. 3.5. Фильтр типа 7

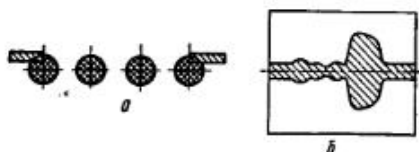


Рис. 3.6. Фильтр типа 8 (а) и фильтр  
типа 9 на МПЛ (б)

типа 6, который максимально использует площадь подложки. Фильтры типов 2 и 3 с параллельными и последовательными шлейфами удобно выполнять на комбинациях ЩЛ и МПЛ. Фильтр типа 7 (рис. 3.5, б) интересен тем, что от полюса 1 к полюсу 4 — это узкополосный пропускающий, а от полюса 1 к полюсу 2 — узкополосный заграждающий. Его недостаток — большие потери в полосе пропускания (порядка 3 дБ). Фильтр типа 8 на диэлектрических резонаторах имеет крутизну скатов в 3—4 раза больше, чем фильтры на МПЛ, вследствие относительно высокой добротности диэлектрических резонаторов ( $2 \cdot 10^3$ ). Этот фильтр представляет цепочку диэлектрических резонаторов, расположенных на подложке с МПЛ, которые связаны с первым и последним резонаторами.

Фильтр типа 9 имеет ряд достоинств: отсутствие паразитных полос пропускания, малые габаритные размеры и потери. Недостаток — небольшая крутизна скатов.

Полосно-заграждающие фильтры (ПЗФ) обычно аналогичны фильтрам типов 2, 3, 6, 7 с тем отличием, что длина шлейфов меняется на  $\pm \Lambda_0/4$  по сравнению с ППФ.

Для расчета фильтров необходимо знать их основные параметры. Рабочее затухание (в раз) выражается через элементы волновых нормированных матриц передачи [T] и рассеяния [S]:

$$L = |T_{11}|^2 = 1/|S_{21}|^2,$$

где  $T_{11}$  является элементом нормированной матрицы передачи и комплексным рабочим коэффициентом передачи.

Фазочастотная характеристика фильтра (ФЧХ) является частотной зависимостью  $\varphi_p(f)$ .

Фаза рабочего коэффициента передачи

$$\varphi_p = \arg T_{11} = \arctg \frac{\text{Im } T_{11}}{\text{Re } T_{11}}.$$

Время прохождения сигнала с частотой  $f$  через фильтр (групповое время)

$$t_{гр} = d(\varphi_p)/d(2\pi f),$$

где  $\varphi_p$  выражается в радианах;  $2\pi f$  — в рад/с.

Для расчета фильтра задаются несколькими точками АЧХ [62]:  $L_{пр}$  — рабочее затухание, дБ, на граничных частотах  $f_{n1}$  и  $f_{n2}$  полосы пропускания (рис. 3.7);  $L_3$  — рабочее затухание фильтра на граничных частотах  $f_{31}$  и  $f_{32}$  полосы заграждения;  $f_{n2}/f_{n1} = (2 + \dots)$

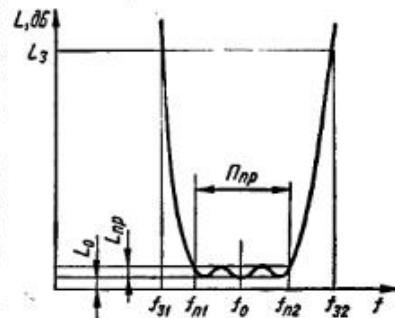


Рис. 3.7. Чебышевская АЧХ полосового фильтра:  
 $L_0$  — рабочее затухание за счет диссипативных потерь

кания, где  $P_{np}$  — полоса пропускания в безразмерных величинах  $P_{np} = (f_{n2} - f_{n1})/f_0$ ;  $f_{s2}/f_{s1} = (2 + P_s)/(2 - P_s)$  — то же, для полосы заграждения  $P_s = (f_{s2} - f_{s1})/f_0$ .

## 2. АППРОКСИМАЦИЯ ФУНКЦИЙ РАБОЧЕГО ЗАТУХАНИЯ

Для построения фильтра необходимо знать математическое описание его АЧХ, например, функцией  $A(f)$ . После этого следует попытаться теоретически получить эту функцию, соединяя между собой определенным образом элементы фильтра (отрезки линий, емкости, индуктивности, сопротивления). Функцию  $A(f)$  можно вычислить, зная структуру фильтра.

Теоретически возможен машинный синтез фильтра путем многократного анализа с корректировкой параметров элементов после каждого счета. При этом можно АЧХ не задавать непрерывной функцией  $A(f)$ , а задать в виде дискретных величин (таблично). Однако этот метод слишком громоздок и его можно применять лишь в исключительных случаях. Практически во всех случаях расчета (синтеза) фильтров следует задаваться аппроксимацией функции его коэффициента рабочего затухания  $L(f)$ . При этом следует учесть, что не все функции пригодны для этого, а только удовлетворяющие условиям физической реализуемости, т. е. для получения которых можно создать реальный фильтр.

Известны несколько функций, аппроксимирующих АЧХ фильтров НЧ без учета диссипативных потерь. При аппроксимации максимально плоской характеристикой (характеристика Баттерворса) затухание монотонно растет при отклонении частоты от средней [72]:

$$L_p(\omega) = 10 \lg \left[ 1 + \eta \left( \frac{\omega}{\omega_{n2}} \right)^{2n} \right],$$

где  $\eta = \left[ \text{anti} \lg \left( \frac{L_{np}}{10} \right) \right] - 1$ ;  $\omega_{n2} = 2\pi f_{n2}$ ;  $n$  — параметр, который равен числу реактивных элементов в фильтре-прототипе НЧ.

Чебышевская характеристика затухания описывается следующими математическими выражениями:

$$L_p(\omega) = 10 \lg \left\{ 1 + \eta \cos^2 \left[ n \arccos \left( \frac{\omega}{\omega_{n2}} \right) \right] \right\} \text{ при } \omega \leq \omega_{n2};$$

$$L_p(\omega) = 10 \lg \left\{ 1 + \eta \text{ch}^2 \left[ n \text{arcch} \left( \frac{\omega}{\omega_{n2}} \right) \right] \right\} \text{ при } \omega \geq \omega_{n2},$$

где  $\eta$  — коэффициент пульсаций.

Сравним различные аппроксимации [43]. Характеристика по Баттерворсу — максимально плоская в районе средней частоты и везде монотонна; характеристика по Чебышеву — равноволновая в полосе пропускания. Характеристика по Баттерворсу определяется одним параметром  $n$ , а по Чебышеву — двумя  $\eta$  и  $n$ . На скатах фильтра затухание в характеристике по Чебышеву растет в большинстве случаев быстрее на  $6(n-1)$  дБ по сравнению с характеристикой по Баттерворсу. Поэтому чебышевский фильтр имеет меньшее число эле-

ментов при одинаковых полосах пропускания и крутизне. ФЧХ чебышевского фильтра менее линейна, чем максимально плоского. Для аппроксимации применяют полиномы Чебышева первого и второго родов, а также ультрасферические полиномы (Гегенбауэра), полиномы Лежандра, Лагерра, Эрмита. Возможна также аппроксимация эллиптическими функциями с помощью отрезков прямых линий, потенциальной аналогии и др.

До сих пор рассматривали АЧХ фильтра нижних частот (ФНЧ). Чтобы перейти к характеристикам других фильтров, следует применить преобразование независимой частотной переменной, т. е. требуется перейти от частотной переменной ФНЧ « $s$ », к частотной переменной других фильтров « $p$ », где  $s = \sigma + j\omega$ ,  $p = \varepsilon + j\Omega$ . Для фильтра верхних частот (ФВЧ)  $p = 1/s$ . Для ППФ

$$p = (s^2 + \omega_0^2)/s, \text{ где } \omega_0 = (\omega_{n1} \omega_{n2})^{1/2}.$$

Для ПЗФ

$$p = s/(s^2 + \omega_0^2).$$

Аппроксимация АЧХ фильтров с учетом диссипативных потерь рассмотрена в работе [25].

## 3. РАСЧЕТ ТОПОЛОГИЙ ФИЛЬТРОВ

**Расчет топологии ФНЧ.** Для расчета ФНЧ СВЧ диапазона обычно используют метод сравнения этих фильтров с фильтрами-прототипами нижних частот (НЧ) из элементов с сосредоточенными параметрами, что позволяет воспользоваться табулированными значениями элементов нормированных по частоте фильтров с чебышевскими или максимально плоскими характеристиками [57].

Частотная характеристика, в дБ, фильтра-прототипа НЧ чебышевского типа: для полосы заграждения (рис. 3.8)

$$L(f) = 10 \lg \{ 1 + [\text{anti} \lg (L_s/10) - 1] \text{ch}^2 [n \text{arcch} (f/f_0)] \},$$

для полосы пропускания (рис. 3.7)

$$L(f) = 10 \lg \{ 1 + [\text{anti} \lg (L_{np}/10) - 1] \cos^2 [n \arccos (f/f_0)] \},$$

где  $L_{np}$  — затухание за счет пульсаций;  $L_s$  — затухание в полосе заграждения.

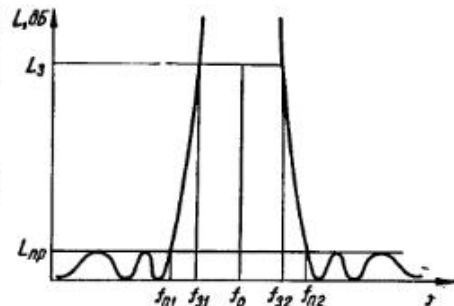


Рис. 3.8. Чебышевская АЧХ полосно-заграждающего фильтра (без учета диссипативных потерь)

Расчет топологий ФНЧ с чебышевской характеристикой на МПЛ [68]. Вычисляют отношение  $\Omega = f_s/f_0$ , т. е. значение нормированной частоты. Число элементов фильтра для чебышевской АЧХ

$$n = \operatorname{arccch} \sqrt{\frac{\operatorname{antilg}(L_s/10) - 1}{\operatorname{antilg}(L_{np}/10) - 1}} / \operatorname{arccch} \Omega.$$

Проводимость нагрузки фильтра-прототипа

$$g_{n+1} = \begin{cases} 1 & \text{при } n \text{ нечетном;} \\ \frac{\ln[\operatorname{cth}(L'_{np}/17,37)]}{4} & \text{при } n \text{ четном,} \end{cases}$$

где  $L'_{np} = \operatorname{antilg}(L_n/10)$ .

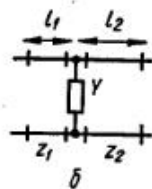
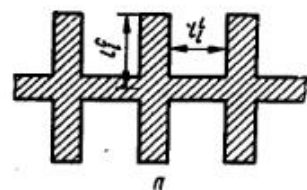


Рис. 3.9. Токонесущая часть ФНЧ на МПЛ (а) и схема звена фильтра с параллельными шлейфами (б)

Коэффициент  $a_i = \sin[(2i-1)\pi/2n]$ ;  $i = 1, 2, 3, \dots, n-1$ .  
Коэффициент

$$\gamma = \operatorname{sh} \left[ \frac{\ln[\operatorname{cth}(L'_{np}/17,37)]}{2n} \right].$$

Коэффициенты  $b_i = \gamma^2 + \sin^2(i\pi/n)$ ,  $i = 1, 2, 3, \dots, n-1$ .  
Обобщенные параметры фильтра-прототипа

$$g_i = \frac{4a_{i-1}a_i}{b_{i-1}g_{i-1}}; \quad g_0 = 1; \quad g_1 = 2a_1/\gamma = g_n; \quad i = 1, 2, 3, \dots, n.$$

Волновое сопротивление разомкнутых отрезков, аппроксимирующих емкости фильтра-прототипа,

$$z_{ci} = 1,454 z_n/g_i,$$

где  $z_n$  — сопротивление нагрузки.

Волновые сопротивления короткозамкнутых отрезков, аппроксимирующих индуктивности фильтра-прототипа,

$$z_{Li} = z_n g_i/0,727.$$

Длины всех отрезков (рис. 3.9, а) выбирают равными  $0,1\lambda$ , т. е.

$$l_i^L = 0,1\lambda; \quad l_i^C = 0,1\lambda.$$

Волновое сопротивление оконечных отрезков  $z_0 = z_n$ .

Ширину полосок рассчитывают по формулам (1.1)–(1.2), коэффициент укорочения волны в линии — по формуле (1.3).

Первая паразитная полоса пропускания будет на частоте  $f_{\text{пар}} = 5f_0$ , так как при этом длины  $l_i^L$  и  $l_i^C$  равны половине длины волны на частоте  $5f_0$ .

Диссипативные потери в диэлектрике, в дБ/м,

$$\alpha_{di} = 27,3 \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} \operatorname{tg} \delta / \lambda_0,$$

где  $\operatorname{tg} \delta$  — тангенс диэлектрических потерь;  $\epsilon_{\text{эф}}$  — эффективная диэлектрическая проницаемость.

Потери в металлическом проводнике  $\alpha_{ni}$  определяют из выражений (1.4).

Диссипативные потери, в дБ/м, для каждого элемента

$$\alpha_i = \alpha_{gi} + \alpha_{ni}.$$

Общие диссипативные потери в фильтре, в дБ, равны сумме потерь в отдельных элементах:

$$L_0 = \sum_{i=1}^n \alpha_i l_i.$$

Приведенный расчет топологических схем прост, однако при этом получаются более габаритные топологические схемы при тех же электрических параметрах.

Расчет топологических схем ППФ на связанных одинаковых МПЛ. Заданы средняя частота полосы пропускания  $f_0$ ; полоса пропускания  $\Pi_{\text{пр}}$  по уровню затухания (без учета активных потерь)  $L_{\text{пр}}$ ; полоса заграждения  $\Pi_s$  по уровню затухания  $L_s$  (рис. 3.7); волновое сопротивление подводящих линий  $z_0$ ; толщина подложки  $h$ ; относительная диэлектрическая проницаемость  $\epsilon$ ; потери в диэлектрике  $\operatorname{tg} \delta$ ; материал проводника (чаще всего — медь). Расчет выполняют по следующему алгоритму.

Выбирают вид аппроксимации частотной характеристики. Рассчитывают число элементов прототипной схемы ФНЧ (для чебышевской АЧХ)

$$n = \frac{\operatorname{arccch} \sqrt{(L_s - 1)/(L_{\text{пр}} - 1)}}{\operatorname{arccch} \Pi_s / \Pi_{\text{пр}}},$$

где  $L_s, L_{\text{пр}}$  — в безразмерных единицах. Полученное число  $n$  округляют до ближайшего целого. Число звеньев (рис. 3.1, б) ППФ выбирают на единицу больше.

Для данного значения  $L_{\text{пр}}$  находят обобщенные параметры прототипа  $g_1 \dots g_n$  и рассчитывают  $\tilde{g}, \tilde{g}_{n+1}$  [114]:

$$g_0 = \pi \Pi_{\text{пр}} / 2f_0; \quad r = \operatorname{th}^2 [0,25 \ln(\operatorname{cth} 0,058 L_{\text{пр}})],$$

где при  $n$  нечетном  $g_{n+1} = g_0/r$ ; при  $n$  четном  $r = 1$ .

Вычисляют вспомогательные элементы

$$A_i = g_0 \sqrt{g_{i-1} g_i}.$$

Определяют волновые сопротивления связанных линий каждого  $i$ -го звена при четном  $z_{++}^i$  и нечетном  $z_{+-}^i$  типах колебаний:

$$z_{++}^i = z_0 (1 + A_i + A_i^2); \quad z_{+-}^i = z_0 (1 - A_i + A_i^2).$$

По формулам (3.1а—б) находят для каждого звена отношение ширины полоски к толщине подложки  $(w/h)_i$  и отношение ширины зазоров между полосками к толщине  $(s/h)_i$ .

Находят эффективные диэлектрические проницаемости линий каждого звена —  $\epsilon_{\text{эф}}$ , или коэффициенты укорочения длины волны в линии  $K_y = \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}$  [66].

Длина четвертьволновых отрезков связанных линий

$$l_{i0} = \lambda_0 / (4 \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}) = \lambda_0 / (4 K_y),$$

$$\lambda_0 = [3 \cdot 10^{10} \text{ см/с}] / [f_0 \text{ Гц}].$$

где

Чтобы учесть влияние емкости разомкнутого конца МПЛ, из  $l_{i0}$  вычитают корректирующие длины  $\Delta l_i$ :  $l_i = l_{i0} - \Delta l_i$ . Для  $\epsilon = 9,6$  и  $0,1 \leq (w_i/h) \leq 5$  [154]  $\Delta l_i \approx h \cdot 0,43 [1 - 0,64 e^{-0,092 (w_i/h)}]$ .

Составляют топологическую схему ППФ (рис. 3.1, б).

Рассчитывают собственные добротности каждого звена ППФ за счет диссипативных потерь в проводнике МПЛ:

$$Q_{ni} = 2\pi f z_i \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} \sigma f / 6,$$

где  $\sigma$  — удельная проводимость проводника (для меди  $\sigma = 5,8 \times 10^7$  См/м);  $f$  — в ГГц;  $\epsilon_{\text{эф}}$  определяют для несвязанных линий (с точностью 2 %) по формуле

$$\epsilon_{\text{эф}} = 0,5 [1 + \epsilon + (\epsilon - 1) / \sqrt{1 + 10 h/w}].$$

Определяют добротность  $Q_d \approx 1/\text{tg } \delta$ .

Вычисляют коэффициент, учитывающий излучение разомкнутых МПЛ,

$$\eta = 1 - 5,04 \cdot 10^4 (n/\lambda)^{1,8} \left[ \frac{\epsilon_{\text{эф}} + 1}{\epsilon_{\text{эф}}} - \frac{(\epsilon_{\text{эф}} - 1)^2}{2\epsilon_{\text{эф}} \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}} \ln \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}} + 1}}{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}} - 1}} \right] \frac{1}{2}$$

для  $h/\lambda \sqrt{\epsilon_{\text{эф}} - 1} \ll 0,25$ .

Вычисляют ненагруженную добротность одиночного резонатора

$$Q_{0i} = \eta Q_{ni} (1 + Q_{ni} \text{tg } \delta).$$

Определяют потери рассеяния ППФ на частоте  $f_0$

$$L_0 \approx 4,34 \frac{f_0}{H_{\text{нр}}} \sum_{i=1}^n \frac{g_i}{Q_{0i}}.$$

Рассчитывают потери рассеяния на границах полосы пропускания, в дБ,

$$L_{0\text{гр}} \approx 2,5 L_0.$$

Вычисляют суммарные потери ППФ на границах полосы пропускания, в дБ,

$$L_{\Sigma\text{гр}} = L_n + L_{0\text{гр}}.$$

Расчет полосно-заграждающего фильтра. Методика расчета заграждающего фильтра описана в работе [68]. Фильтр имеет струк-

туру в виде линии передачи с разомкнутыми параллельными шлейфами (рис. 3.2, б). Число шлейфов равно  $n$  числу элементов прототипного ФНЧ. Длины соединительных линий и шлейфов равны четверти длины волны, соответствующей средней частоте полосы заграждения с учетом коэффициента укорочения волны в данной линии. Алгоритм расчета топологии такого фильтра следующий ( $n \leq 5$ ).

Рассчитывают среднюю частоту полосы заграждения  $f_0 = (f_{n2} + f_{n1})/2$  и вспомогательный параметр  $\alpha = \text{ctg} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f_{n1}}{f_0} \right)$ .

Число шлейфов для чебышевской аппроксимации

$$n = \frac{\text{arccch} \left( 1 + \frac{(L_s - 1)/(L_{\text{нр}} - 1)}{\text{arccch } \Theta} \right)}{\text{arccch } \Theta},$$

где  $L_{\text{нр}}$ ,  $L_s$  — безразмерные величины;  $\Theta = \alpha \text{tg} \left( \frac{\pi}{2} \frac{f_{n1}}{f_0} \right)$ ;  $n$  берется равным ближайшему целому числу.

Определяют для полученных  $n$  обобщенные параметры элементов прототипной схемы [113]:  $g_0 = g_{n+1}$ ;  $g_1 \dots g_n$ .

Рассчитывают параметры  $Ю$ ,  $Я$  и  $Э$ :

$$Ю_1 = \psi \left( \frac{n}{2} \right); Ю_2 = \psi \left( \frac{n-1}{2} \right); Ю_3 = \psi \left( \frac{n}{5} \right); Я = (-1)^{Ю_1}; Э = (-1)^{Ю_2},$$

где  $\psi(x)$  — целочисленная часть числа  $x$ , например,  $\psi \left( \frac{1}{2} \right) = 0$ .

Волновые сопротивления шлейфов:

$$z_1 = z_{01} \left( Ю_1 + \frac{1}{\Omega g_0 g_1} \right) \text{ при } n \geq 1;$$

$$z_2 = z_{01} \left( \frac{Ю_1 - 1}{1 + \Omega g_0 g_1} + \frac{g_0}{\Omega g_2 (1 + \Omega g_0 g_1)^{2(Ю_1 - 1)}} \right) \text{ при } n \geq 2;$$

$$z_3 = z_{01} \left[ \frac{(\Omega g_0 g_2 g_4 + g_0) (2 - Ю_1)}{\Omega g_3 g_4} + \frac{(Ю_1 - 1)}{\Omega g_0 g_1} \right] \text{ при } n \geq 3;$$

$$z_4 = \frac{z_{01}}{g_0} \left[ \frac{(\Omega g_4 g_5 + 1) (2 - Ю_2)}{\Omega g_4 g_5^2} + \left( \frac{1}{1 + \Omega g_3 g_6} + \frac{g_6}{\Omega g_4 (1 + g_4 g_5)^2} \right) (Ю_2 - 1) \right] \text{ при } n \geq 4;$$

$$z_5 = \frac{z_{01} g_6}{g_0} \left( \frac{1 + 2\Omega g_3 g_6}{1 + \Omega g_5 g_6} \right) \text{ при } n = 5.$$

Волновые сопротивления линий, соединяющих шлейфы:

$$z_{02} = \frac{z_{01} g_{n+1}^2}{g_0^2}; z_{12} = z_{01} \frac{1 + (Ю_1 - 1) 2\Omega g_0 g_1}{(1 + \Omega g_0 g_1)^2} \text{ при } n \geq 2;$$

$$z_{23} = z_{01} \left[ \frac{g_0 (1 + \Omega g_2 g_4)}{g_4} (2 - Ю_1) + \left( \frac{\Omega g_2}{g_0} + \frac{1}{1 + \Omega g_0 g_1} \right) (Ю_1 - 1) \right] \text{ при } n \geq 3;$$

$$z_{34} = \frac{z_{01}}{z_0} \left[ \left( \frac{g_{n+1}}{1 + \Omega g_n g_{n+1}} \right)^2 + \Omega g_4 Ю_3 \right] \text{ при } n \geq 4;$$

$$z_{45} = \frac{z_{01} g_6}{g_0} \left( \frac{1 + 2\Omega g_3 g_6}{1 + \Omega g_5 g_6} \right) \text{ при } n = 5,$$



где  $z_{01}$ ,  $z_{02}$  — волновые сопротивления входной и выходной подводных линий.

Геометрические размеры топологической схемы определяют по формулам и таблицам гл. 1.

#### 4. АНАЛИЗ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

АЧХ и ФЧХ микроэлектронного фильтра можно вычислить следующим образом.

1. Разбить условно фильтр на несколько звеньев, математические модели которых в виде матриц четырехполюсников известны.

2. Выразить математическую модель матрицей передачи  $[a]$  или  $[T]$ .

3. Перемножить цепочку матриц (эта и последующие операции обычно выполняются на ЭВМ). Если звено выражено ненормированной матрицей передачи  $[a]$ , то «скачки» волнового сопротивления линий между звеньями не учитываются. Если звенья выражены нормированной волновой матрицей передачи, то следует между матрицами звеньев вставлять матрицу «скачка» [68].

4. Вычислить коэффициент передачи получившегося эквивалентного четырехполюсника (рабочее затухание) [113]:

$$L = \left[ \frac{1}{2} \left( a_{11} \sqrt{\frac{R_H}{R_r}} + \frac{a_{12}}{\sqrt{R_H R_r}} + a_{21} \sqrt{R_H R_r} + a_{22} \sqrt{\frac{R_r}{R_H}} \right) \right]^2,$$

где  $R_r$ ,  $R_H$  — сопротивления генератора и нагрузки соответственно.

Ненормированная матрица звена фильтра на одинаковых связанных линиях имеет вид [150]

$$[a] = \begin{bmatrix} A_2 + B_1 C_2 & A_2 + B_1^2 C_2 + B_2 + B_1 A_2 \\ C_2 & R_1 C_2 + A_2 \end{bmatrix}$$

где  $A_2 = \alpha_1 \cos \Theta + j \alpha_2 \sin \Theta$ ;  $B_2 = z_2 (\alpha_2 \cos \Theta + j \alpha_1 \sin \Theta)$ ;  $C_2 = (\alpha_2 \times \cos \Theta + j \alpha_1 \sin \Theta) / z_2$ ;  $B_1 = \frac{\alpha_1 \alpha_2 z_1 + j z_1 (\alpha_2^2 - \alpha_1^2) \sin \Theta \cos \Theta}{\alpha_2^2 \cos^2 \Theta + \alpha_1^2 \sin^2 \Theta}$ ;  $z_1 =$

$= z_{+} z_{-} = (z_{++} - z_{+-}) / 2$ ;  $\alpha_1 = (10^{\alpha/80} + 10^{-\alpha/80}) / 2$ ;  $\alpha_2 = (10^{\alpha/80} - 10^{-\alpha/80}) / 2$ ;  $\Theta = 2\pi l_{св} / \Lambda$ ;  $l_{св}$  — геометрическая длина участка связи;  $\Lambda$  — рабочая длина волны в применяемой линии;  $\alpha$  — диссипативные потери, в дБ, на единицу длины волны в применяемом типе линии;  $z_{++}$ ,  $z_{+-}$  — ненормированные волновые сопротивления связанных полосковых линий для четного и нечетного типов колебаний, которые определяются приближенными выражениями [118]:

$$z_{++} = \frac{376,8}{\sqrt{\epsilon}} \left( \frac{w}{h} + \frac{w}{3h\sqrt{\epsilon}} + \frac{1,35}{\lg 4h/t} + \frac{w}{3h\sqrt{\epsilon}(w/s+1)} + \frac{1,35}{\lg 4h/t} \frac{1}{w/s+1} \right)^{-1};$$

(3.1a)

$$z_{+-} = \frac{376,8}{\sqrt{\epsilon}} \left( \frac{w}{h} + \frac{w}{3h\sqrt{\epsilon}} + \frac{1,35}{\lg 4h/t} + \frac{4}{3\sqrt{\epsilon}(s/w+1)} + \frac{1,35}{\lg \left( \frac{4s \operatorname{th} 4h/s}{\pi t} \right)} \right)^{-1},$$

(3.1б)

где  $s$ ,  $w$ ,  $h$ ,  $t$  — геометрические размеры связанных МПЛ (рис. 1.1, к);  $\epsilon$  — относительная диэлектрическая проницаемость подложки (для поликора  $\epsilon = 9,6$ ).

Более точные электродинамические методы определения  $z_{+-}$  и  $z_{++}$  связанных МПЛ и КЛ подробно рассмотрены в работе [23].

Одно звено фильтра с параллельными шлейфами (короткозамкнутого или незакороченного), которые расположены на различном расстоянии друг от друга, показано на рис. 3.9, а. Такие фильтры имеют АЧХ, аналогичные АЧХ ППФ, ФНЧ, ФВЧ, ПЗФ.

Ненормированная  $[a]$  матрица звена имеет вид

$$[a] = \begin{bmatrix} \operatorname{sh} \gamma l & z_1 \operatorname{sh} \gamma l \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{z_1} & \operatorname{ch} \gamma l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \operatorname{ch} \gamma l & z_2 \operatorname{sh} \gamma l \\ \frac{\operatorname{sh} \gamma l}{z_2} & \operatorname{ch} \gamma l \end{bmatrix},$$

где  $\gamma = \alpha + j\beta$  — коэффициент распространения на единицу длины;  $\beta = 2\pi/\Lambda$ ;  $\Lambda$  — рабочая длина волны в передающей линии.

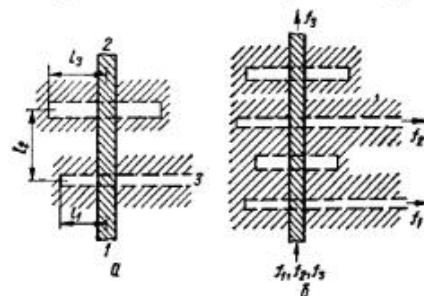


Рис. 3.10. Топологические схемы диплексера (а) и мультиплексера (б)

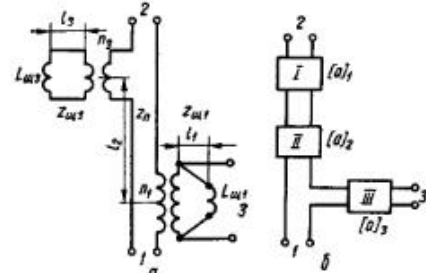


Рис. 3.11. Эквивалентная схема диплексера (а) и структурная схема для его расчета (б)

Проводимость  $Y$  соответствует входной ненормированной проводимости незакороченного или короткозамкнутого шлейфа

$$Y_{к.з} = \frac{1}{z_{шл}} \operatorname{cth} \gamma l_{шл}; \quad Y_{н.к} = \frac{1}{z_{шл}} \operatorname{th} \gamma l_{шл}, \quad (3.1в)$$

где  $z_{шл}$  — волновое сопротивление шлейфа;  $l_{шл}$  — длина шлейфа.

Для анализа фильтров на комбинациях линий применяют те же алгоритмы, что и для микрополосковых фильтров.

В качестве примера фильтров на комбинациях линий рассмотрим диплексер (рис. 3.10, а). Переход, связывающий МПЛ и ШЛ для передачи СВЧ энергии от входа 1 ко входу 3, и наоборот, образован закороченным щелевым шлейфом длиной  $l_1$  и МПЛ длиной  $l_2$ , нагруженной щелевыми шлейфами длиной  $l_3$ . Шлейф  $l_3$  и линия  $l_2$  образуют полосно-пропускающий фильтр для идущего от входа 1 сигнала СВЧ. Передача энергии СВЧ в направлении 1—3 осуществляется в рабочей полосе микрополоскового щелевого перехода, а в направлении 1—2 определяется частотным диапазоном пропускания щелевого фильтра. В этой конструкции эффективно используется площадь

подложки, так как СВЧ элементы схемы формируются на обеих плоскостях диэлектрической подложки. Это повышает коэффициент интеграции благодаря увеличению плотности заполнения схемы. Такое построение позволяет достаточно просто реализовать многоканальные частотно-разделительные устройства путем каскадного соединения схем, каждая из которых рассчитана на требуемую частоту пропускания (рис. 3.10, б). Эквивалентная схема диплексера показана на рис. 3.11, а, где  $z_0$ ,  $z_{ш1}$ ,  $z_{ш3}$  — волновые сопротивления МПЛ и ЩЛ;  $l_1$ ,  $l_3$ ,  $l_2$  — геометрические длины двух щелевых и микрополоскового шлейфов;  $L_{ш1}$ ,  $L_{ш3}$  — индуктивности закороченных щелевых шлейфов перехода и фильтра;  $n_1$ ,  $n_3$  — коэффициенты трансформации, определяющие связь микрополосковой линии с щелевой [120]. На рис. 3.11, б изображена структурная схема расчета диплексера. Переход с микрополосковой линии на щелевую отображается многополюсником III, отрезок микрополосковой линии длиной  $l_2$  отображается многополюсником II, а многополюсником I отображается фильтр, образованный микрополосковой линией и щелевыми шлейфами длиной  $l_3$ . Матрицы рассмотренных многополюсников [29, 120]

$$\left. \begin{aligned} [a]_1 &= \begin{bmatrix} 1 & z' \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [a]_2 = \begin{bmatrix} \cos ml_2 & jz_n \sin ml_2 \\ j \sin ml_2 & \cos ml_2 \end{bmatrix}; \\ [a]_3 &= \begin{bmatrix} \pm \frac{1}{n_1} & 0 \\ \pm n_1 Y_{ш1} & \pm n_1 \end{bmatrix}, \end{aligned} \right\}$$

где  $m = 2\pi/\Lambda_n$ ;

$$Y_{ш1} = -j \frac{1 - \frac{\omega L_{ш1}}{z_{ш1}} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_1}{\Lambda_{ш1}}}{\omega L_{ш1} + z_{ш1} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_1}{\Lambda_{ш1}}}; \gamma = 1,3;$$

$$z' = \frac{1}{2n_3^2} \frac{j(\omega L_{ш3} + z_{ш3} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_3}{\Lambda_{ш3}})}{1 - \frac{\omega L_{ш3}}{z_{ш3}} \operatorname{tg} 2\pi \frac{l_3}{\Lambda_{ш3}}}; n_1 = 1 \left[ \left| \cos \left( 2\pi \frac{h}{\lambda_0} t \right) \right| - \operatorname{ctg} q \sin \left( 2\pi \frac{h}{\lambda_0} t \right) \right];$$

$$q = 2\pi \frac{h}{\lambda_0} t + \operatorname{tg} \left( \frac{v}{t} \right); t = \left[ e - \left( \frac{\lambda_0}{\Lambda_{ш1}} \right)^2 \right]^{1/2}; v = \left[ \left( \frac{\lambda_0}{\Lambda_{ш1}} \right)^2 - 1 \right]^{1/2};$$

$\Lambda_{ш1}$  — длина волны в ЩЛ;  $\lambda_0$  — длина волны в свободном пространстве;  $\Lambda_n$  — длина волны в МПЛ;  $Y_{ш1}$  — входная проводимость щелевых шлейфов длиной  $l_1$  и  $l_3$  с учетом индуктивностей  $L_{ш1}$  закороченных концов [137];  $h$  — толщина подложки.

Выражение для определения нормированного реактивного сопротивления  $\omega L_{ш1}/z_{ш1}$  получено аппроксимацией численных результатов:

$$\frac{\omega L_{ш1}}{z_{ш1}} = \frac{6h}{\lambda_0} + \frac{1}{10} \left( \frac{e-9}{13} \right)^2 + \frac{\epsilon \omega l_1}{12h} \left( \frac{10h}{\lambda_0} \right)^{1,5} \left[ \left( 0,5 + \frac{1}{3} \frac{\omega l_1}{h^3} \right) \frac{20-\epsilon}{8} + \frac{(0,5\lambda_0 + 5h)(e-12)}{8\lambda_0} \right], \quad (3.1r)$$

где  $\omega l_1$  — ширина щели. Выражение справедливо при  $\epsilon = 6 \dots 20$ . Так как соединение четырехполосников I—III не цепочное, удобнее перейти к ненормированным  $y$ -матрицам [113]:

$$\begin{bmatrix} y_{11} & y_{12} \\ y_{21} & y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{22}/a_{12} & -|a|/a_{12} \\ 1/a_{12} & -a_{11}/a_{12} \end{bmatrix}.$$

Элементы матриц  $[y]_1$ ,  $[y]_2$ ,  $[y]_3$  определяются из соответствующих элементов  $a$  матриц  $[a]_1$ ,  $[a]_2$ ,  $[a]_3$  известным методом [113].

Частотные зависимости потерь в диплексере, рассчитанные с помощью полученных соотношений, показаны на рис. 3.12. Экспериментальная проверка проводилась на макете диплексера, выполненного на плате размером  $24 \times 30 \times 1 \text{ мм}^3$ . Плата изготовлена из керамики поликор с  $\epsilon = 9,8$ . Измерения затухания проводились в сантиметровом диапазоне длин волн. Экспериментальные и расчетные результаты совпадают с достаточной для практики точностью. Предложенная конструкция диплексера удобна и эффективна при построении микроволновых смесителей СВЧ на комбинациях МПЛ, ЩЛ и КЛ для разделения сигнала частоты гетеродина и сигнала промежуточной частоты. Конструкция диплексера пригодна для построения смесителей как с высокой, так и с низкой промежуточной частотой.

Для синтеза фильтров применяют методы, которые хорошо описаны в работах [62, 68, 72, 113, 128]. Эти методы пригодны как для машинного, так и для ручного расчетов.

**Пример 8.** Рассчитать полосно-пропускающий фильтр на связанных КЛ, обладающий максимально плоской частотной характеристикой рабочего затухания. Заданы: средняя частота полосы пропускания фильтра  $f_0 = 3 \text{ ГГц}$ ; относительная полоса пропускания фильтра по уровню затухания  $L_{пр} = 3 \text{ дБ}$ ;  $\Pi_{пр} = f_n | f_0 - f_n | / f_n = 0,01$ ; относительная полоса пропускания фильтра по уровню затухания  $L_3 = 10 \text{ дБ}$ ;  $\Pi_3 = f_3 | f_0 - f_3 | / f_3 = 0,183$ ; волновое сопротивление подводящих линий фильтра  $z_0 = 50 \text{ Ом}$ . Диэлектрик поликор с  $\epsilon = 9,6$ . Для расчета используем следующую методику [94].

Определяем необходимое число элементов прототипа ФНЧ

$$n > \frac{\lg \sqrt{\frac{L_3 - 1}{L_{пр} - 1}}}{\lg (\Pi_3 / \Pi_{пр})} = 1,82,$$

где  $L_3' = \operatorname{anti} \lg (L_3 | 10) = 10$ ;  $L_{пр}' = \operatorname{anti} \lg (L_{пр} | 10) = 1,99$ .

Округляя  $n$  до ближайшего целого числа  $n = 2$ , выбираем число звеньев фильтра на связанных линиях  $n + 1 = 3$ .

Для заданных  $n$ ,  $\Pi_{пр}$  и  $L_{пр}$  при  $z_0 = 50 \text{ Ом}$  находим [68]

$z_{+-01} = z_{+-23} = 57 \text{ Ом}$ ;  $z_{++01} = z_{++23} = 44,5 \text{ Ом}$ ;  $z_{+-12} = 50 \text{ Ом}$ ;  $z_{++12} = 49,4 \text{ Ом}$ .

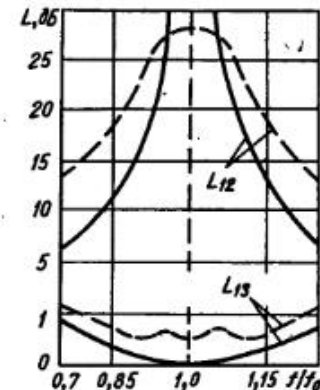


Рис. 3.12. АЧХ диплексера:  
— — — теоретическая,  
— — — экспериментальная

Определяем вспомогательные коэффициенты  $K$  и  $N$  из выражений [66]

$$z_{++} = \frac{376,7}{2[0,5(\epsilon + 1)]^{1/2}K}; \quad z_{+-} = 2z_0 \left( N \frac{a}{b} \right),$$

где  $z_0$  — волновое сопротивление подводных линий;  $a, b, c$  — размеры, показанные на рис. 3.13, а,

$$K = \frac{\lg \left( \frac{376,7}{2z_{++}} \right)}{\lg \sqrt{\frac{\epsilon + 1}{2}}}; \quad N = \frac{z_{+-}}{2z_0(a/b)}; \quad (3.2)$$

$$K_{01} = \frac{\lg \frac{376,7}{2 \cdot 57}}{\lg 2,3} = 1,44.$$

Значения  $K$  и  $N$  можно найти из графиков работы [66]:

$$K_{\text{граф}}(a/b, c/a); \quad (3.3)$$

$$N_{\text{граф}}(a/b, c/a). \quad (3.4)$$

Задаемся  $N$ , тогда из (3.2) получаем  $a/b = z_{+-}/N \cdot 2z_0$ . Например, при  $N_{01} = 0,94$   $a/b_{01} = 0,473$ . При  $K_{01} = 1,44$   $c/a_{01} = 0,42$ . Подставляем в выражение (3.4)  $a/b$  и  $c/a$ , получаем  $N_{01} \approx 0,937$ . Повторяем процесс для нового  $N$ :  $(a/b_{01})' = 0,475$   $(c/a_{01})' = 0,43$ . Проверяем, подставляя  $(a/b_{01})'$  и  $(c/a_{01})'$  в формулу (3.4). Получаем  $N' \approx 0,937$ . Остановимся на этих значениях. Следует

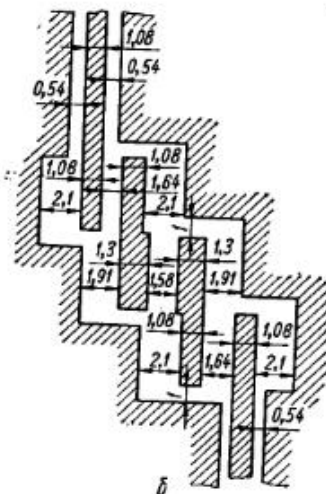
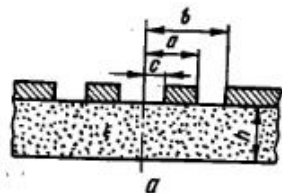


Рис. 3.13. Поперечный разрез связанных копланарных линий (а) и топология полосно-пропускающего фильтра на связанных копланарных линиях (б)

заметить, что точность графиков (3.3) и (3.4) невелика и это влияет на точность расчета.

Зададимся  $N_{12} = 0,95$ , тогда  $a/b_{12} = 0,52$ ;  $K_{12} = \frac{\lg \left( \frac{377}{2 \cdot 50} \right)}{\lg 2,3} = 1,6$ . Определим  $c/a_{12} = 0,4$ . Проверяем, подставляя в формулу (3.4)  $N_{12} \approx 0,944$ .

Повторяем цикл расчета:  $(a/b_{12})' = \frac{49,4}{0,944 \cdot 2 \cdot 50} = 0,523$ . Определяем  $(c/a_{12})' = 0,38$ .

Проверяем  $N_{12} \approx 0,944$ . Остановимся на этих значениях. Итак:  $a/b_{01} = 0,475$ ;  $c/a_{01} = 0,43$ ;  $a/b_{12} = 0,523$ ;  $c/a_{12} = 0,38$ ;  $a/b_{23} = 0,475$ ;  $c/a_{23} = 0,43$ .

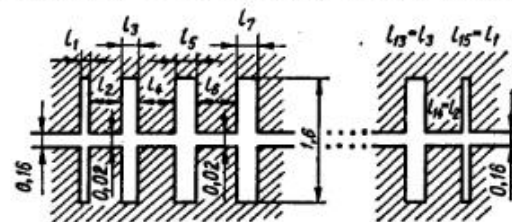
Чтобы в копланарной линии сконцентрировать все поле в подложке, достаточно толщину диэлектрика взять в 2 раза больше ширины щели  $b - a$ , т. е.  $b - a < h/2$ , где  $2a$  — ширина центрального проводника;  $2b$  — расстояние между двумя заземленными пластинами, причем  $2b < \lambda_0 / (2\sqrt{\epsilon_3})$ .

Длина области связи  $l = \lambda_0 / (4\sqrt{\epsilon_3})$ , где  $\lambda_0$  — длина волны в свободном пространстве, соответствующая центральной частоте  $f_0$  фильтра.

Для  $z_0 = 50$  Ом определяем размеры  $s$  и  $w$  подводной КЛ [66]:  $a_0/b_0 = 0,58$ , где  $a_0 = w/2$ ;  $b_0 = s + w/2$ . Выбираем  $2a_0 = 1$  мм, тогда  $2b_0 = 2,16$  мм. Проверим неравенства  $b_0 - a_0 < h/2$  и выбираем  $h = 4$  мм. Проверим неравенство  $b_{01} < \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_3}$ . Для  $\lambda_0 = 10$  см неравенство выполняется. Определяем длину резонаторов:  $l_{01} = l_{12} = \lambda_0 / 4\sqrt{\epsilon_3} = 8,09 \cdot 10^{-3}$  м.

Топология ПДФ показана на рис. 3.13, б. Недостатком подобных фильтров является то, что, если не соблюдаются неравенства  $(b_i - c_i) > 2a_{i+1}$ ;  $(a_i + c_i) < (b_{i+1} - a_{i+1})$  при  $i < n/2$ , «земляной» проводник звена фильтра упирается в центральный проводник предыдущего звена, поэтому «земляной» проводник выполняют не на всю длину центрального проводника. Этот недостаток влияет на точность расчетов, так как не учитывается емкость торцов резонаторов.

Пример 9. Рассчитать ФНЧ на щелевой линии. Расчет ведем для фильтра с чебышевской частотной характеристикой рабочего затухания. Заданы: частота по уровню  $L_{np} = 0,1$  дБ ( $|G|_{\text{макс}} = 0,15$ )  $f_n = 1,97$  ГГц ( $\omega_n = 12,4 \cdot 10^9$ ); частота по уровню  $L_s = 35$  дБ  $f_s = 2,17$  ГГц ( $\omega_s = 13,6 \cdot 10^9$ ) [68]; волновое сопротивление подводных линий  $z_0 = 50$  Ом; волновые сопротивления отрезков линий передачи ФНЧ  $z_n = 30$  Ом,  $z_n = 115$  Ом. Диэлектриком служит поликор с  $\epsilon = 9,6$ . Число элементов прототипного ФНЧ [68]



$= 0,02$  мм; для  $z_n = 115$  Ом;  $w_{115}/h = 0,8$ ;  $w_{115} = 1,6$  мм. Для ШЛ расширение щели эквивалентно индуктивности, а сужение — емкости, т. е. обратно по сравнению с микрополосковой линией. Определяем по графику [155], что длина волны в линии  $\Lambda$  меньше рабочей длины: для  $z_n = 30$  Ом;  $\Lambda/\lambda_0 = 1/\sqrt{\epsilon_{эф}} = 0,43$ ; для  $z_n = 115$  Ом;  $\Lambda/\lambda_0 = 0,49$ .

Для схемы рис. 3.14 длины нечетных отрезков определяем по формуле  $l_i \approx \frac{v_B}{\omega_n} \arcsin \left( \frac{\omega_n L_i}{z_n} \right)$ ,  $v = \frac{c\Lambda}{\lambda_0}$ ;  $v_{30} = 1,29 \cdot 10^{10}$  см/с;  $v_{115} = 1,47 \cdot 10^{10}$  см/с.

Для  $v_{115}$ :  $l_1 = 6,44$  мм;  $l_3 = 14,3$  мм;  $l_5 = 16,2$  мм;  $l_7 = 16,8$  мм.

Вычисляем длины отрезков линий передач, используя нижеприведенные выражения:

$$\omega_n C_k = \frac{\omega_n l_k}{v_n z_n} + \frac{\omega_n}{2z_n v_n} (l_{k-1} + l_{k+1}) + 2\omega_n C_{скач}$$

$k = 2, 4, \dots$ , причем для щелевой линии  $C_{скач} = 0$ ;

$$\omega_n L_i = z_n \sin \left( \frac{\omega_n l_i}{v_n} \right) + \frac{z_n \omega_n}{2v_n} (l_{i-1} + l_{i+1}) + 2\omega_n L_{скач}$$

$i = 1, 3, \dots$  для МПЛ и КЛ  $L_{скач} = 0$ .

Для рассматриваемого случая

$$l_k = \left[ \omega_n C_k - \frac{\omega_n}{2z_n v_n} (l_{k-1} + l_{k+1}) - 2\omega_n C_{скач} \right] \frac{v_n z_n}{\omega_n}; \quad (3.5)$$

$$l_i = \frac{v_n}{\omega_n} \arcsin \left\{ \left[ \omega_n L_i - \frac{z_n \omega_n}{2v_n} (l_{i-1} + l_{i+1}) - 2\omega_n L_{скач} \right] / z_n \right\}. \quad (3.6)$$

Рассчитываем сопротивление краевой индуктивности при переходе от ШЛ с большим волновым сопротивлением 115 Ом к линии с малым волновым сопротивлением 30 Ом (3.1 г).

Для рассматриваемого случая  $\omega = \omega_n$ ;  $z_{щ} = z_n = 115$  Ом;  $\epsilon = 9,6$ ;  $w_1 = w_{115} = w_{30} = 1,58$  мм;  $\lambda = 152,2$  мм;  $h = 2$  мм;

$$\begin{aligned} \frac{\omega_n L_{скач}}{115} &= \frac{6 \cdot 2}{152,2} + \frac{1}{10} \left( \frac{9,6 - 9}{13} \right)^2 + \frac{9,6 \cdot 1,58}{12 \cdot 2} \times \\ &\times \left( \frac{10 \cdot 2}{152,2} \right)^{1,5} \left[ \left( 0,5 + \frac{1}{3} \left( \frac{1,58}{2} \right)^3 \right) \left( \frac{20 - 9,6}{8} \right) + \right. \\ &\left. + \frac{(0,5 \cdot 152,2 + 5 \cdot 2)(9,6 - 12)}{8 \cdot 152,2} \right] = 0,101; \quad 2\omega_n L_{скач} = 2 \cdot 0,101 \cdot 115 = 23,2 \text{ Ом.} \end{aligned}$$

Вычисляем длины четных отрезков по формуле (3.5):

$$l_{14} = l_2 = 31,2 \left[ 29,2 \cdot 10^{-3} - \frac{1}{2 \cdot 1,18 \cdot 115} (0,644 + 1,43) \right] = 6,7 \text{ мм;}$$

$$l_{12} = l_4 = 31,2 [33 \cdot 10^{-3} - 0,00368 (1,43 + 1,62)] = 6,79 \text{ мм;}$$

$$l_{10} = l_6 = l_8 = 31,2 [33,6 \cdot 10^{-3} - 0,00368 (1,62 + 1,68)] = 6,69 \text{ мм.}$$

По формуле (3.6) уточняем длины нечетных отрезков с учетом длин четных и скачка волновых сопротивлений:

$$l_{15} = l_1 = 11,8 \arcsin \left( \frac{60,5 - 14,4 \cdot 0,67 - 23}{115} \right) = 2,87 \text{ мм;}$$

$$l_{13} = l_3 = 11,8 \arcsin \left( \frac{108 - 14,4 (0,67 + 0,679) - 23}{115} \right) = 7,12 \text{ мм;}$$

$$l_{11} = l_5 = 11,8 \arcsin \left( \frac{113 - 14,4 (0,679 + 0,669) - 23}{115} \right) = 7,76 \text{ мм;}$$

$$l_9 = l_7 = 11,8 \arcsin \left( \frac{114 - 14,4 (0,669 + 0,669) - 23}{115} \right) = 7,9 \text{ мм.}$$

Уточняем длины четных отрезков с учетом новых нечетных:  $l_{14} = l_2 = 7,96$  мм;  $l_{12} = l_4 = 8,57$  мм;  $l_{10} = l_6 = l_8 = 8,68$  мм. Дальнейшие уточнения теряют смысл, так как изменения незначительны.

Определяем ширину подводящей линии:  $h/\lambda_0 = 0,013$ ;  $w_0/h = 0,08$ ;  $h = 2$  мм;  $w_0 = 0,16$  мм.

**Сравнение результатов расчетов полосковых фильтров.** Проведем анализ входного ППФ с полосой пропускания 30%. АЧХ фильтра (чебышевского типа) показана на рис. 3.15, а. Фильтр выполнен на

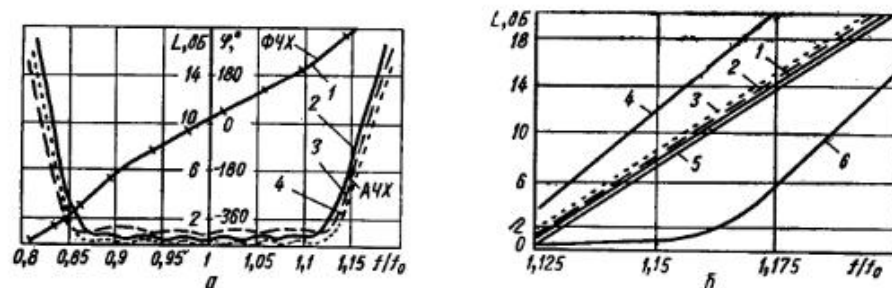


Рис. 3.15. ФЧХ и АЧХ шестизвенного ППФ на связанных микрополосковых линиях (а):

— — рассчитанная по геометрическим размерам; ... — заданная; - - - - измеренная и исследование АЧХ скатов этого фильтра (б):  
1 — без отклонения в конструкции при изготовлении; 2 — при уменьшении зазора между связанными линиями на  $10 \cdot 10^{-6}$  м; 3 — при сужении полосок на  $10 \cdot 10^{-6}$  м; 4 — при уменьшении толщины подложки на 10%; 5 — при увеличении толщины слоя напыления на 20%; 6 — при уменьшении диэлектрической проницаемости подложки на 5%

связанных микрополосковых линиях и имеет 6 звеньев. Так как при синтезе предполагалось, что характеристика идеальная (без учета потерь мощности в металле, диэлектрике и на излучение), то измеренная полоса оказалась уже заданной приблизительно на 2%. Крутизна скатов на верхних частотах меньше, чем у заданной АЧХ, а потери в полосе пропускания больше. Центральная частота сдвинута «вниз» на 0,5%, что вызвано неточным учетом при синтезе фильтра укорачивающего эффекта краевой емкости. На рис. 3.15, б приведены скаты рассчитанных АЧХ шестизвенного ППФ при различных неточностях в изготовлении.

Изменения размеров зазоров и полосок мало влияют на АЧХ фильтра. Ширина полосы пропускания при этом меняется приблизи-

тельно на 0,2 %\*. Увеличение толщины полосок оказывает также незначительное влияние на АЧХ; ширина полосы пропускания увеличивается на 0,4 %, а центральная частота сдвигается вниз на 0,2 %. Наиболее сильно влияют на АЧХ изменения диэлектрической проницаемости подложки (кривая 6) и уменьшение толщины подложки (кривая 4). Для кривой 6 полоса пропускания увеличивается на 0,5 % и сдвигается вверх на 2,5 %, для кривой 4 полоса пропускания сужается приблизительно на 1 % и передвигается вниз на 0,5 %.

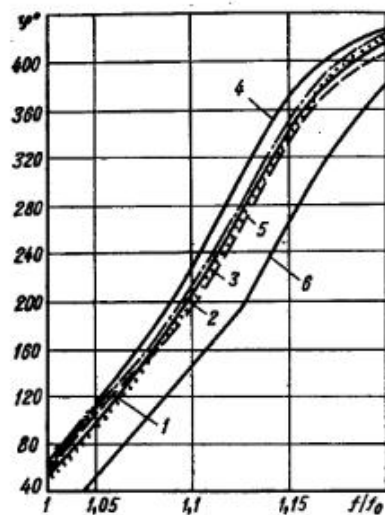


Рис. 3.16. Исследование скатов ФЧХ ППФ

Сдвиг центральной частоты вниз или вверх можно корректировать, подбирая длину резонаторов, корректировка ширины полосы частот затруднительна. Поэтому при производстве фильтров на связанных микрополосковых линиях больше внимания необходимо уделять контролю толщины подложки и ее диэлектрической проницаемости.

Анализ ФЧХ (рис. 3.16) при перечисленных выше отклонениях подтверждает, что худшими являются кривые 4—6. Перечисленные отклонения могут внести следующие максимальные неидентичности: кривая 2 — 8°, кривая 3 — 4°, кривая 4 — 16°, кривая 5 — 18°, кривая 6 — 50°. Неидентичности ФЧХ любых фильтров можно свести к нулю на частоте  $f = f_0$  с помощью юстиро-

вочных фазовращателей, однако при этом неидентичности на крайних частотах будут иметь значения, указанные выше.

#### Глава 4 СМЕСИТЕЛИ

##### 1. ПАРАМЕТРЫ СМЕСИТЕЛЕЙ И ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К НИМ

Смеситель используется для преобразования СВЧ сигнала в сигнал промежуточной частоты ПЧ. Преобразование сигнала в смесителе происходит на нелинейном активном сопротивлении диода. Работоспособность смесителя определяется следующими основными параметрами: потери преобразования, коэффициент шума, полоса рабочих частот, КСВ входа и выхода, подавление сигнала по зеркальному каналу, подавление комбинационных составляющих, развязка между

сигнальным и гетероднным входами, динамический диапазон, требуемая мощность гетеродина.

Потери преобразования смесителя  $L_c$  определяются как отношение входной мощности СВЧ сигнала  $P_{вх.с}$  (на входном сопротивлении смесителя) к выходной мощности сигнала на промежуточной частоте  $P_{п.ч}$  (на входном сопротивлении УПЧ). Обычно потери выражают в децибелах:

$$L_c = 10 \lg (P_{вх.с} / P_{п.ч}).$$

Потери преобразования смесителя складываются из потерь преобразования полупроводникового диода  $L_d$ , потерь рассогласования диодов по входу и выходу, а также потерь в пассивных элементах смесителя, например, в направленных ответвителях.

Коэффициент шума

$$K_{ш} = 10 \lg \frac{P_{вх.с} / P_{вх.ш}}{P_{п.ч} / P_{п.ч.ш}},$$

где  $P_{вх.с}$  и  $P_{п.ч.с}$  — номинальные входная и выходная мощности сигнала;  $P_{вх.ш}$  и  $P_{п.ч.ш}$  — номинальные входная и выходная мощности шума.

Коэффициент шума смесителя является обобщенным параметром, который учитывает не только коэффициент шума диода  $K_{ш.д}$  и потери преобразования, а также коэффициент шума усилителя промежуточной частоты УПЧ  $K_{ш.упч}$ . Коэффициент шума смесителя с УПЧ описывается уравнением

$$K_{ш} = L_c (K_{ш.д} + K_{ш.упч} - 1).$$

Подавление сигнала по зеркальному каналу определяется отношением мощности полезной промежуточной частоты к мощности ложного сигнала по зеркальному каналу  $P_3$  и выражается в децибелах:

$$КП_3 = 10 \lg (P_{п.ч} / P_3).$$

Подавление комбинационных составляющих смесителя

$$КП_k = 10 \lg (P_{п.ч} / P_k),$$

где  $P_k$  — мощность комбинационной составляющей, попадающей в полосу ПЧ.

Величина подавления комбинационных составляющих смесителя складывается из величины подавления комбинационных составляющих на выходе одноконтурного смесителя и подавления за счет балансности смесителя, а также его других конструктивных особенностей.

Развязка между сигнальным и гетеродным входами определяет долю попадания мощности гетеродина во входной сигнальный тракт и выражается в децибелах.

К смесителям предъявляются следующие требования: высокая чувствительность устройства (определяющая обнаружительную способность приемника), характеризующаяся малой величиной коэффициента шума, что соответственно требует минимальных потерь

\* Здесь и ниже проценты даны относительно средней частоты.

преобразования смесителя и собственных шумов входящих активных элементов; широкая полоса рабочих частот, которая в основном зависит от конструкции смесителя; хорошее подавление ложного сигнала по зеркальному каналу, а также комбинационных составляющих частотного спектра, что в свою очередь также требует большой развязки между полюсами; большой динамический диапазон принимаемых сигналов, характеризующийся как активными элементами, так и схемным построением смесителя; относительно низкая требуемая мощность гетеродина, которая определяется как качеством диодов, режимом их работы, так и конструктивным исполнением смесителя. Таким образом, выполнение требований зависит от качества выбранных активных элементов, режимов их работы, схемных и конструктивных построений.

## 2. ВЫБОР АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Для преобразования сигнала в смесителях можно использовать туннельные, обращенные, варакторные, точечные диоды, транзисторы и диоды Шоттки. Туннельные и обращенные диоды не нашли широкого применения в СВЧ смесителях из-за большой подверженности выгоранию от СВЧ энергии, схемных сложностей и трудностей изготовления [121, 146]. Обращенные диоды, варакторы, транзисторы используются только в специальных случаях. Лучшими преобразователями частоты на СВЧ являются точечные диоды и диоды Шоттки. Однако по шумовым характеристикам и надежности работы диоды Шоттки прочно вытеснили точечные. Низкая величина шума диода Шоттки получена благодаря высокой чистоте применяемого полупроводника; использованию эпитаксиального материала с низким последовательным сопротивлением; методам фотолитографии, позволяющим создавать диод Шоттки с малыми площадями.

Вследствие использования эпитаксиального осаждения в технологии изготовления диодов Шоттки уменьшается величина произведения сопротивления растекания (последовательного сопротивления)  $R_s$  на емкость контакта (металл — полупроводник) диода  $C_j$ , что соответственно увеличивает предельную частоту диода. Это весьма существенное обстоятельство, поскольку потери преобразования прямо пропорциональны произведению этих параметров диода. Кроме того, потери преобразования  $L_d$  связаны со свойствами полупроводникового материала следующим образом:

$$L_d \sim R_s C_j d \sqrt{\epsilon/\mu} \sqrt{N},$$

где  $\epsilon$  — диэлектрическая проницаемость полупроводника;  $d$  — толщина эпитаксиального (активного) слоя;  $N$  — концентрация основных носителей;  $\mu$  — подвижность носителей.

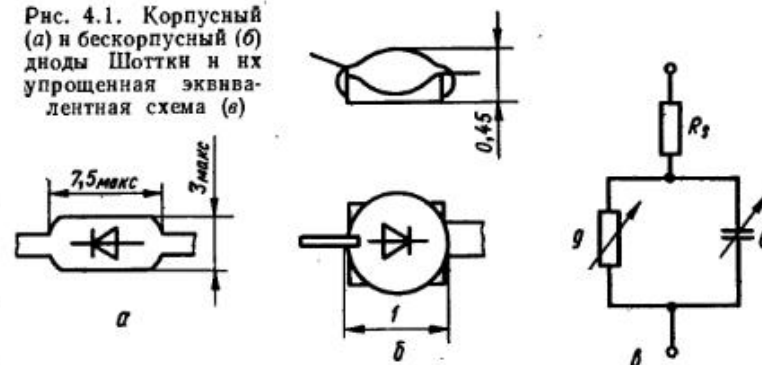
В настоящее время при изготовлении диодов Шоттки из кремния и из арсенида галлия используют эпитаксиальный материал  $n$ -типа. На более высоких частотах СВЧ диапазона предпочтительнее использовать диоды из арсенида галлия, так как у них выше предельная частота, что связано с более высокой подвижностью электронов в ар-

сениде галлия. Диоды Шоттки выпускают в стеклянных и керамических корпусах, а также бескорпусные (рис. 4.1).

Смесительный диод характеризуется следующими параметрами: потерями преобразования, относительной шумовой температурой, полным коэффициентом шума, сопротивлениями по радиочастоте (входным) и промежуточной (выходным).

Потери преобразования смесительного диода  $L_d$  выражаются отношением номинальной мощности подводимого СВЧ сигнала к номинальной мощности полезного сигнала промежуточной частоты. Они состоят из трех типов:  $L_d = L_1 + L_2 + L_3$ . Потери первого типа  $L_1$  (потери рассогласования) зависят от степени согласования на СВЧ и ПЧ зажимах. Потери второго типа  $L_2$  связаны с наличием по-

Рис. 4.1. Корпусный (а) и бескорпусный (б) диоды Шоттки и их упрощенная эквивалентная схема (в)



следовательного сопротивления  $R_s$  и емкости перехода  $C_j$ . Потери третьего типа  $L_3$  связаны с реальными потерями преобразования. Они определяются главным образом вольт-амперной характеристикой диода и нагрузками на СВЧ и ПЧ зажимах. Анализ эквивалентного смесителю линейного шестиполюсника с отдельными зажимами для напряжений сигнальной, промежуточной и зеркальной частот проведен в работе [58]. Параметры этого шестиполюсника можно описать через коэффициенты Фурье активной проводимости, зависящей от времени. Величины потерь преобразования и импеданса можно определить, воспользовавшись теорией линейных цепей и задаваясь различными условиями на зажимах для зеркальной частоты. В простейшем случае предполагается, что в диоде под воздействием напряжения гетеродина происходят следующие изменения нелинейной проводимости:

$$g = \sum_{n=-\infty}^{\infty} g_n \cos n\omega t = g_0 + 2 \sum_{n=1}^{\infty} g_n \cos n\omega t, \quad (4.1)$$

где  $\omega$  — частота колебаний гетеродина;  $t$  — время,  $g_0$  — постоянная составляющая проводимости диода;  $g_n$  — Фурье составляющая проводимости на частоте  $n\omega$ .

Для определения потерь преобразования обозначим отношения проводимостей  $\gamma_n = g_n/g_0$ . Определим потери преобразования для различных условий подавления зеркального сигнала [133]:

зеркальный канал согласован нагрузкой

$$L_s = 2(1 + \sqrt{1 - \eta_c}) / (1 - \sqrt{1 - \eta_c}), \quad \eta_c = 2\gamma_1^2 / (1 + \gamma_2);$$

зеркальный канал коротко замкнут

$$L_s = (1 + \sqrt{1 - \eta_k}) / (1 - \sqrt{1 - \eta_k}), \quad \eta_k = \gamma_1^2;$$

зеркальный канал разомкнут

$$L_s = (1 + \sqrt{1 - \eta_p}) / (1 - \sqrt{1 - \eta_p}), \quad \eta_p = \gamma_1^2(1 - \gamma_2) / (1 - \gamma_1^2)(1 + \gamma_2). \quad (4.2)$$

Относительная шумовая температура диода — это характеристическая величина шума, равная отношению мощностей шумов диода и мощностей шумов эквивалентного ему сопротивления. Наиболее важным критерием работы смесительного диода является полный коэффициент шума, который зависит от потерь преобразования смесительного диода, относительной шумовой температуры  $t_x$  и коэффициента шума усилителя промежуточной частоты  $K_{ш. упч}$ . Обычно  $K_{ш. упч} = 1,41$  (или 1,5 дБ). Таким образом,  $L_d$  и  $t_w$  — важнейшие параметры смесительного диода, которые для обеспечения низкого полного коэффициента шума должны быть минимальными.

Выходное сопротивление (по промежуточной частоте) смесительного диода совпадает с дифференциальным сопротивлением при подаче на диод мощности гетеродина. Его можно измерить практически. Теоретически входную проводимость (величину, обратную сопротивлению) и проводимость по промежуточной частоте для различных условий подавления зеркального сигнала определяют с помощью следующих выражений [133].

Входная проводимость в зависимости от нагрузки зеркального канала:

зеркальный канал согласован с нагрузкой

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{(1 + \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2)};$$

зеркальный канал на короткозамкнутой нагрузке

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_1^2};$$

зеркальный канал на разомкнутой нагрузке

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_2^2} \sqrt{(1 - \gamma_2)(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2) / (1 - \gamma_1^2)}. \quad (4.3)$$

Проводимость по промежуточной частоте:

зеркальный канал согласован с нагрузкой

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{(1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2) / (1 + \gamma_2)};$$

зеркальный канал на короткозамкнутой нагрузке

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{1 - \gamma_1^2};$$

зеркальный канал на разомкнутой нагрузке

$$g_{вх} = g_0 \sqrt{(1 - \gamma_2)^2 (1 + \gamma_2 - 2\gamma_1^2) / (1 - \gamma_1^2)}. \quad (4.4)$$

Коэффициенты матрицы проводимости смесительного диода, представленного в виде эквивалентного линейного пассивного шестиполюсника, учитывающего только три частоты: сигнала, промежуточной и зеркальной, записывают [58] следующим выражением:

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_n \\ I_s^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_s^* \end{bmatrix}, \quad (4.5)$$

в котором предполагается, что  $\omega_n \ll \omega$ , и поэтому частоты сигнального и зеркального каналов равны  $\omega$ . Коэффициент передачи  $K_U = U_n / U_c$  и входная проводимость смесительного диода  $Y_{вх} = I_c / U_c$  определяются при согласованной нагрузке по ПЧ  $Y_n$  и нагрузке по сигнальному каналу  $Y_s$ , поэтому в систему уравнений (4.5) подставим:  $I_n = -Y_n U_n$ ,  $I_s^* = -Y_s U_s^*$ . Получим систему уравнений

$$\begin{bmatrix} I_c \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 + Y_n & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 + Y_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_s^* \end{bmatrix}, \quad (4.6)$$

из которой

$$U_n = -I_c \Delta_{12}^2 / \Delta_c^3; \quad U_c = I_c \Delta_{11}^2 / \Delta_c^3; \quad K_U = -\Delta_{12}^2 / \Delta_{11}^2; \quad Y_{вх} = \Delta_c^3 / \Delta_{11}^2,$$

где  $\Delta_c$  — детерминант;  $\Delta_{11}$ ,  $\Delta_{12}$  — алгебраические дополнения матрицы проводимости (4.6).

Аналогично получают систему уравнений для нахождения выходной проводимости диода [93]:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ I_n \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_0 + j\omega C_0 + Y_c & g_1 + j\omega C_1 & g_2 + j\omega C_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 - j\omega C_2 & g_1 - j\omega C_1 & g_0 - j\omega C_0 + Y_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_s \end{bmatrix},$$

из которой находят выходную проводимость

$$Y_{вых} = \Delta_n^3 / \Delta_{22}^2.$$

Если вычисляют все указанные величины при условии короткого замыкания по зеркальному каналу, т. е. при  $Y_s = \infty$ , то полное сопротивление по ПЧ смесителя более низкоомное, чем с согласованным, и тем более с разомкнутым каналом зеркальной частоты и часто не требует согласования с предусилителем ПЧ (ПУПЧ) [134]. Поэтому коэффициент шума смесителя с ПУПЧ меньше, хотя теоретически потери преобразования смесителя при разомкнутом канале зеркальной частоты меньше, чем при короткозамкнутом. В этом случае диод представляет собой симметричный четырехполюсник и его входная проводимость равна проводимости на промежуточной частоте

[59]:  $Y_{вх} = Y_n^*$ . Следует отметить, что ограничение числа (трех) пар полюсов эквивалентно короткому замыканию цепей всех гармоник и боковых частот. Найдем конкретные значения коэффициентов матрицы проводимости. Ток, протекающий через диод с барьером Шоттки [105],

$$I = i_0 [\exp(\alpha U) - 1], \quad (4.7)$$

где  $i_0$ ,  $\alpha$  — параметры диода;  $U$  — приложенное к диоду напряжение

$$U = U_0 + U_r \cos \omega t, \quad (4.8)$$

а  $U_0$  — постоянное смещение;  $U_r$  — амплитуда гетеродина с частотой  $\omega$ . Так как проводимость  $g = \partial I / \partial U$ , то для слабого сигнала [133]

$$g = \alpha i_0 [\exp(\alpha U_0)] [\exp(\alpha U_r \cos \omega t)] = \\ = \alpha i_0 \exp(\alpha U_0) [B_0(\alpha U_r) + 2 \sum_{n=1}^{\infty} B_n(\alpha U_r) \cos n\omega t], \quad (4.9)$$

где  $B_n$  — модифицированная функция Бесселя  $n$ -го порядка.

Сравнивая формулы (4.1) и (4.9), получаем коэффициенты активной составляющей проводимости

$$g_n = \alpha i_0 \exp(\alpha U_0) B_n(\alpha U_r).$$

На высоких частотах СВЧ диапазона часто приходится учитывать не только активную, но и емкостную составляющую нелинейной полной проводимости диода. Реактивную составляющую коэффициентов матрицы проводимости можно получить, если вольт-фарадную характеристику диода Шоттки представить тригонометрическим рядом [101]. Вольт-фарадная характеристика для диода Шоттки имеет вид [105]

$$C = C_j [V_{бар}/V_{бар} - U]^\mu, \quad (4.10)$$

где  $C_j$  — емкость контакта диода Шоттки без приложенного напряжения;  $V_{бар}$  — потенциальный барьер;  $\mu$  — параметр диода,  $\mu = 1/2 - 1/3$  в зависимости от характеристики контакта.

В общем виде выражение для емкости контакта

$$C = \frac{C_j}{\Gamma(\mu)} \left(\frac{V_{бар}}{V_0}\right)^\mu \left[ \int_0^{\infty} B_0\left(\frac{U_r x}{V_0}\right) \frac{dx}{x^{(1-\mu)e^x}} + 2 \sum_{n=1}^{\infty} \int_0^{\infty} B_n\left(\frac{U_r x}{V_0}\right) \frac{dx}{x^{1-\mu} e^x} \cos n\omega t \right],$$

где  $V_0 = V_{бар} - U_0$ ;  $\Gamma(\mu)$  — гамма-функция от  $\mu$ ;  $x$  — переменная интегрирования.

Отсюда коэффициенты емкостной составляющей матрицы проводимости для  $\mu = 1/2$

$$C_n = C_j \sqrt{2V_{бар}} / \sqrt{\pi U_r} \Theta_{n-1/2} \left(\frac{V_0}{U_r}\right),$$

где  $\Theta_{n-1/2}(V_0/U_r)$  — присоединенная функция Лежандра 2-го рода нулевого порядка степени  $(n-1/2)$  аргумента  $(V_0/U_r)$ , которая частично табулирована в таблицах [107].

Диоды Шоттки для смесителей с заданными характеристиками выбирают по основным параметрам. В настоящее время разработано и выпускается большое количество смесительных СВЧ диодов Шоттки. Параметры диодов, выпускаемых за рубежом и у нас в стране, приведены в табл. 5.

Таблица 5

Тип диода	Частота, ГГц	Уровень мощности, мВт	Нормированный коэффициент шума, дБ	Потери преобразования, дБ	Выходное сопротивление, Ом	КСВ	Энергия выгорания, эрг	Максимальная мощность, мВт	Номер позиции списка литературы
3A110Б	15	2,5	7,5	6	210—490	1,6	—	15	[28]
3A111Б	10	3	7	5,5	300—560	1,5	—	50	[28]
3A112	10	3	7	6	440—640	1,3	—	20	[28]
3A114А	33—40	—	9	7	275—825	2,5	6	10	[28]
2A116А	3	—	7	5,5	250—450	—	0,5	150	[28]
3A117А	9	—	6	5	220—480	—	—	25	[28]
2A120А	10	—	7	5,5	200—400	1,8	—	—	[28]
HP5082—2565	3	1	6	—	150—250	1,5	15	—	[85]
HP5082—2713	9,4	1	5,7—6	—	200—400	1,3—2	—	—	[85]
HP5082—2723	16	1	6,5	—	175—350	1,5	10	—	[85]
AA113А	10	—	7,5	6	—	1—3,5	—	50	[85]

Примечание. Параметры диодов  $C_j$ ,  $\alpha$ ,  $i_0$  берут из ТУ или измеряют по методикам, описанным в книге [105].

Часто смеситель обладает характеристиками сильноотличающимися от предсказанных. В большинстве случаев это объясняется тем, что генераторы выходных сигналов и выходная нагрузка не согласованы со смесительным диодом. Наибольшее совпадение предсказуемых и реальных параметров смесителя получается при правильном учете нагрузок, подключенных к полюсам ПЧ и при максимально возможном согласовании смесителя с гетеродином. Когда гетеродин не может обеспечить необходимой мощности и диод должен быть смещен по постоянному току, очень важна величина полного сопротивления в цепи смещения. Использование относительно простой резистивной цепочки смещения позволяет получить оптимальную линию нагрузки по постоянному току, когда потери преобразования и КСВ можно оптимизировать в широком динамическом диапазоне сигнала гетеродина [85]. Кроме того, можно улучшить свойства подавления комбинационных частот при сохранении оптимальных потерь преобразования. Алгоритм расчета цепей смещения для смесителей рассмотрен в работе [48].

Коэффициент подавления (КП) комбинационных составляющих спектра ( $КП = I_{11}/I_{sb}$ , где  $I_{sb} = \sqrt{I_{g(sb)}^2 + I_{c(sb)}^2}$ ) можно определить, если диод представить параллельным соединением нелинейных проводимости и емкости способом, рассмотренным выше, если в формулы (4.7) и (4.10) подставить не выражение (4.8), а  $U = U_0 + U_r \cos \omega_r t + U_c \cos \omega_c t$ , где  $U_c$  — амплитуда сигнала с частотой



$\omega_c$ . Тогда ток проводимости любой комбинационной частоты  $f = sf_c \pm bf_r$  (где  $f_c, f_r$  — частоты сигнала и гетеродина;  $s, b$  — номера их гармоник, соответственно) [78]

$$I_{g(s, b)} = 2i_0 e^{\alpha U_0} B_s(\alpha U_c) B_b(\alpha U_r) \cos[(s\omega_c \pm b\omega_r)t], \quad (4.11)$$

и емкостный ток [30]

$$I_{c(sb)} = \frac{-2C_f (V_{\text{обп}}^{\mu} V_0)^{1-\mu}}{\Gamma(\mu)} (s\omega_c \pm b\omega_r) \int_0^{\infty} B_s\left(\frac{U_c x}{V_0}\right) B_b\left(\frac{U_r x}{V_0}\right) \frac{dx}{x^{2-\mu} e^x} \times \sin(s\omega_c \pm b\omega_r)t. \quad (4.12)$$

Реакция нагрузки по промежуточной частоте сильно влияет на величину подавления комбинационных составляющих, поэтому необходимо учитывать падение напряжения на нагрузке —  $RI_{11} \times \cos(\omega_r - \omega_c)t$ , где  $I_{11}$  — амплитуда тока промежуточной частоты. Выражения для токов, соответствующих комбинационным частотам  $f_{sb}$  для активной и емкостной составляющих, имеют вид [101]

$$I_{g(sb)} = 2i_0 \exp(\alpha U_0) \left[ \sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma}(\alpha RI_{11}) B_{s+\gamma}(\alpha U_c) B_{|b+\gamma|}(\alpha U_r) + \sum_{\gamma=1}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma}(\alpha RI_{11}) B_{|s-\gamma|}(\alpha U_c) B_{|b-\gamma|}(\alpha U_r) \right] \cos(s\omega_c - b\omega_r)t; \quad (4.13)$$

$$I_{c(sb)} = \left[ \left[ -C_f (V_{\text{обп}}/V_0)^{\mu} / \Gamma(\mu) \int_0^{\infty} \left\{ U_r \omega_r \left( \sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma} \left( \frac{RI_{11} x}{V_0} \right) \times B_{s+\gamma} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) \left[ B_{|b+\gamma+1|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) - B_{|b-\gamma-1|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) \right] + \sum_{\gamma=1}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma} \left( \frac{RI_{11} x}{V_0} \right) \times B_{|s-\gamma|} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) \left[ B_{|b-\gamma+1|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) - B_{|b+\gamma-1|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) \right] \right\} - RI_{11} (\omega_r - \omega_c) \times \left( \sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma} \left( \frac{RI_{11} x}{V_0} \right) \left[ B_{s+\gamma+1} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) B_{b+\gamma+1} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) - B_{s+\gamma-1} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) B_{s+\gamma-1} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) \right] + \sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma} \left( \frac{RI_{11} x}{V_0} \right) \left[ B_{|s+1-\gamma|} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) \times B_{|b+1-\gamma|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) - B_{|s-1-\gamma|} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) B_{|b-1-\gamma|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) \right] \right\} \frac{dx}{x^{1-\mu} e^x} + 2C_f \omega_c (V_{\text{обп}}/V_0)^{\mu} / \Gamma(\mu) \int_0^{\infty} \left\{ \sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma} \left( \frac{RI_{11} x}{V_0} \right) B_{s+\gamma} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) B_{b+\gamma} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) \times [s+\gamma] + \sum_{\gamma=0}^{\infty} (-1)^{\gamma} B_{\gamma} \left( \frac{RI_{11} x}{V_0} \right) B_{|s-\gamma|} \left( \frac{U_c x}{V_0} \right) B_{|b-\gamma|} \left( \frac{U_r x}{V_0} \right) [s-\gamma] \right\} \times \frac{dx}{x^{(2-\mu)} e^x} \right] \sin(s\omega_c - b\omega_r)t. \quad (4.14)$$

По схемному построению микроэлектронные смесители обычно делят на три типа: смеситель на одном диоде, так называемый одноконтный смеситель (ОС); балансный смеситель (БС) и двойной балансный смеситель (ДБС). Более сложные по функциональному назначению смесители рассматривать не будем.

Схемы ОС, БС и ДБС показаны на рис. 4.2 [19, 85]. Конструктивно вывод ПЧ сигнала для схемы СВЧ ДБС кольцевого типа выпол-

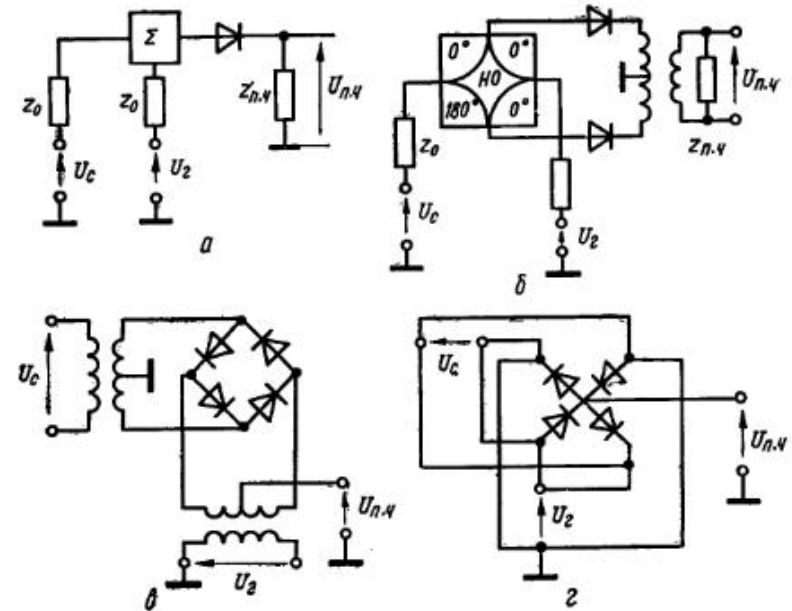


Рис. 4.2. Схема смесителя: а — на одном диоде; б — балансного; г — ДБС по мостовой схеме; з — ДБС по схеме «звезда»

нен с помощью конфигурации, названной «Ortostar ТМ», и представляет собой комбинацию гибридного соединения и «четырёхдиодной звезды» [79]. Преимуществом схемы «звезда» (рис. 4.2, г) перед кольцевой (рис. 4.2, б) является наличие центрального узла (соединение четырех диодов), с помощью которого осуществляется непосредственное соединение с цепью ПЧ. Все три типа смесителей в значительно большей степени различаются по характеру спектра выходного сигнала, чем по электрической конфигурации их цепей. При преобразовании частоты возникают комбинационные составляющие, частоты которых лежат в полосе пропускания выходных фильтров смесителей, построенных на ПЧ. На рис. 4.3 построена номограмма для определения возможных комбинаций гармоник сигнала  $\omega_c$  и гетеродина  $\omega_r$  [65].

**Пример 10.** Пользование номограммой. Задаю  $\omega_c = 8...9$  ГГц;  $\omega_r = 6,2$  ГГц;  $\omega_n = 1,8...2,8$  ГГц. Находим  $\omega_c/\omega_r = 1,29...1,45$ ;  $\omega_n/\omega_r = 0,292...0,452$ . Пересечение соответствующих координат находится на линии  $\omega_c - \omega_r$ , которая изображает полезную составляющую. Эту линию на заданном отрезке пересекают линии  $4\omega_c - 5\omega_r$  и  $3\omega_r - 2\omega_c$ , которые изображают паразитные составляющие выходного сигнала. В ОС возникают все определенные номограммой комбинации, однако в более сложных схемах БС и ДБС есть возможность часть из них подавить на выходе. БС позволяет подавить на выходе один из входных сигналов и его четные гармоники, ДБС — оба входных сигнала и все их четные гармоники.

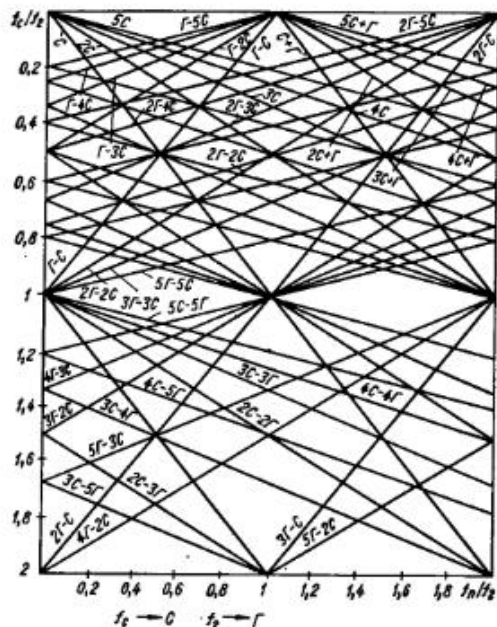


Рис. 4.3. Номограмма для определения возможных комбинаций гармоник в полосе полезной ПЧ

фильтрам благодаря развязке между всеми парами полюсов. Однако ДБС имеют и недостатки: например, возрастание требуемой мощности гетеродина на 3дБ по сравнению с БС при отсутствии смещения; неудобное расположение диодов. Несмотря на эти недостатки, ДБС широко применяют. Рассмотрим характеристики ДБС [19, 85].

Ширина полосы смесителя по схеме «звезда» в СВЧ диапазоне равна примерно двум октавам, но она обычно ограничена короткозамыкающими четвертьволновыми шлейфами до октавы. На основе этой схемы изготовлены смесители с шириной полосы в октаву и развязкой между любыми парами полюсов не менее 20 дБ в диапазоне частот до 8 ГГц и не менее 17 дБ в диапазоне 8—12 ГГц [85]. На рис. 4.4. показаны основные характеристики смесителей в полосе частот от 1 до 12 ГГц. Комбинационные частоты в таком смесителе можно подразделить на два типа: сигналы с фиксированным и зави-

В табл. 6 приведены комбинационные частоты на выходе БС и ДБС. Следует помнить, что подавление идет с использованием фазового принципа, поэтому его величина сильно зависит от балантности смесителей и правильного согласования диодов. В табл. 7 приведены параметры различных смесителей [85, 19].

ДБС имеет следующие преимущества: уменьшение плотности гармоник входных сигналов и комбинационных частот в выходном спектре; увеличение динамического диапазона и максимально допустимой мощности; снижение требований к напряжению пробоя диода; исключение или ограничение требований к

s	Схема	Номер гармоники гетеродина				
		1	2	3	4	5
1	БС	$\omega_r \pm \omega_c$	$2\omega_r \pm \omega_c$	$3\omega_r \pm \omega_c$	$4\omega_r \pm \omega_c$	$5\omega_r \pm \omega_c$
	ДБС					
2	БС					
	ДБС					
3	БС	$\pm \omega_r + 3\omega_c$	$\pm 2\omega_r + 3\omega_c$	$3\omega_r \pm 3\omega_c$	$4\omega_r \pm 3\omega_c$	$5\omega_r \pm 3\omega_c$
	ДБС					
4	БС					
	ДБС					
5	БС	$\pm \omega_r + 5\omega_c$	$\pm 2\omega_r + 5\omega_c$	$\pm 3\omega_r + 5\omega_c$	$\pm 4\omega_r + 5\omega_c$	$5\omega_r \pm 5\omega_c$
	ДБС					

Примечание. s — номер гармоники сигнала.

Таблица 7

Параметр	Смеситель		
	ОС	БС	ДБС
Развязка: сигнал — гетеродин сигнал — ПЧ гетеродин — ПЧ	Средняя > 1	Большая Средняя Большая	Большая > >
Относительная плотность сигналов комбинационных частот	1	0,5	0,25
Подавление шумов гетеродина	Нет	Есть	Есть
Относительный динамический диапазон	0	3 дБ	6 дБ
Относительная мощность гетеродина	0	3 дБ	6 дБ
Относительная максимальная мощность	0	3 дБ	6 дБ
Напряжение пробоя диодов, где $E_0$ для ДБС	$2E_0$	$\sqrt{E_0}$	$E_0$

\* Зависит от способа подачи сигнала гетеродина.

симым уровнями. Сигналы первого типа получаются при смешении гармоник гетеродина и входного сигнала:  $b\omega_r \pm \omega_c$  ( $b > 1$ ). Амплитуды этих сигналов остаются фиксированными относительно боковых частот первого порядка  $\omega_r \pm \omega_c$  и на графиках зависимости выходной

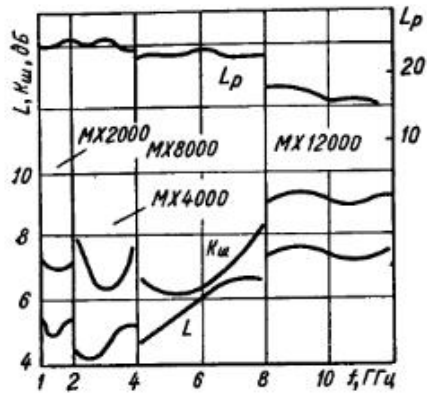


Рис. 4.4. Зависимость потерь  $L_p$  и коэффициента шума  $K_{ш}$  и развязки  $L_p$  ДБС по схеме «звезда»

в нее попасть, например частоты  $n$  ( $\omega_c - \omega_r$ ), где  $n > 1$  (рис. 4.5, б).

Как отмечалось, подавление в выходном спектре гармоник входных сигналов и сигналов на комбинационных частотах является одной из важнейших характеристик смесителя. Поэтому для обеспечения заданной величины подавления следует правильно выбрать схему смесителя, нагрузки на его полюсах, а также режим смещения постоянным током [85, 19]. Хотя, с теоретической точки зрения, ДБС и обладают преимуществом, на практике при реализации смесителей в виде интегральных схем БС имеют лучшие характеристики, в частности, меньший коэффициент шума и КСВ. Это связано с трудностью реализации ДБС в интегральном исполнении, поэтому БС широко распространены в микрон исполнении.

Рассмотрим величины подавления комбинационных составляющих в БС для оценки эффективности их применения, когда требуется подавлять комбинационные составляющие частотного спектра. Выражения для подавления в частном случае, когда частота комбинационного сигнала  $f = (f_r - f_c)n$ , где  $n = 2, 3, 4$ , приведены в ра-

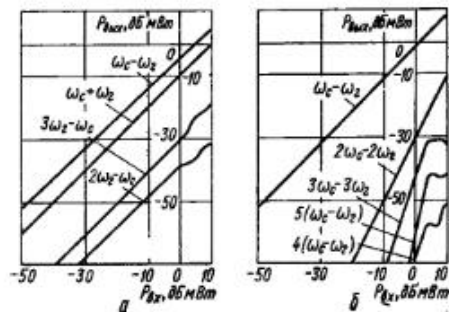


Рис. 4.5. Амплитуды сигналов комбинационных частот: а — с фиксированным относительно составляющей  $\omega_c - \omega_r$  уровнем; б — с зависящим уровнем

боте [50]. Более общие выражения для расчета величины подавления комбинационных составляющих с частотой  $f = sf_c \pm bf_r$  для БС получены в работе [30]. На рис. 4.6, а показана эквивалентная схема БС, в которой  $U_1$  и  $U_2$  — напряжения комбинационной частоты на выходах смесительных диодов (до схемы сложения);  $V_1$  и  $V_2$  — напряжения полезной ПЧ в тех же самых точках схемы;  $U_{c1}$  и  $U_{c2}$  — напряжения сигнала на входах первого и второго диодов;  $U_{\Sigma}$ ,  $V_{\Sigma}$  — суммарные напряжения комбинационной частоты и полезной ПЧ на входе схемы сложения. Запишем формулу, связывающую величину подавления комбинационных составляющих в БС с величиной подавления этих же составляющих в ОС:

$$(V_{\Sigma}/U_{\Sigma})^2 = K\Pi_{\text{скал}} = B \cdot K\Pi_2 = B \cdot K\Pi_1 N^2 / M^2;$$

$$B = (1 + M^2\theta^2 + 2M\theta \cos \varphi_n) / (1 + N^2\theta^2 + 2N\theta \cos \varphi_k),$$

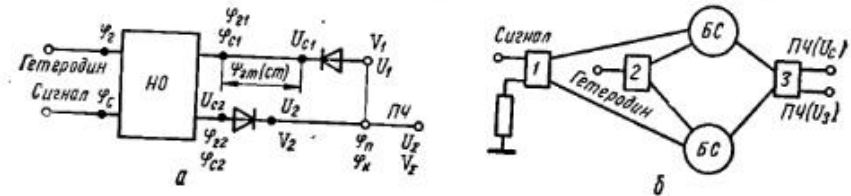


Рис. 4.6. Эквивалентная схема балансного смесителя (а) и структурная схема фазового подавления зеркального канала (б)

где  $K\Pi_i = (V_i/U_i)^2$  — подавление в  $i$ -м диоде данного смесителя;  $M$  — отношение коэффициента передачи по напряжению первого диода для выходной полезной промежуточной частоты к такому же коэффициенту второго диода;  $N$  — отношение коэффициентов передачи для выходной комбинационной частоты;  $\theta = U_{c1}/U_{c2}$ .

Углы между векторами выходных напряжений

$$\Phi_n(k) = \Phi_{n1}(k) - \Phi_{n2}(k); \quad \Phi_{nm}(km) = b(\varphi_{rm} + \Psi_{rm}) - s(\varphi_{cm} + \Psi_{cm}) - \gamma_m,$$

где  $\varphi_{rm}, \varphi_{cm}$  — изменение фазы напряжения гетеродина (сигнала), вносимое нагруженным ответвителем [30];  $\Psi_{rm}, \Psi_{cm}$  — изменение фазы напряжения от выхода ответвителя до входа  $i$ -го диода;  $\gamma_m$  — угол, учитывающий полярность включения диода. Величина подавления комбинаций только за счет балансности для следующих коэффициентов:  $M = N = 1$ ;  $G = 0,8$ ;  $\varphi_n = 20^\circ$ ;  $\varphi_k = 160^\circ$ , характерных для реальных смесителей, составляет 13,4 дБ.

При проектировании смесителей необходимо учитывать способ полезного использования зеркальной частоты. Потери преобразования и коэффициент шума можно минимизировать правильным выбором реактивной нагрузки на суммарной и зеркальной частотах. Однако зачастую это очень трудно осуществить, особенно если зеркальная и сигнальная частоты близки. Существуют два способа решения этой задачи: использование частотно-избирательных цепей и использование фазовых соотношений между сигналами. Схема, собранная на основе первого способа, может работать в узкой полосе частот. Кроме того, если разность между зеркальной частотой и частотой

сигнала мала, то требуются очень высокочастотные фильтры с малыми потерями, которые трудно изготовить в интегральном исполнении. Известны примеры реализации таких схем, которые позволили получить потери преобразования вплоть до 3,5 дБ [85, 94].

Следует отметить, что в смесителе существуют два сигнала на зеркальной частоте: сигнал, поступающий на вход смесителя с антенны, и сигнал, образующийся в смесителе за счет преобразования входного сигнала. Если по сигнальному входу на диод поступает внешний сигнал с частотой  $\omega_s$ , то, взаимодействуя с колебаниями гетеродина, образуется сигнал промежуточной частоты  $\omega_n = \omega_s - \omega_r$ ,  $\varphi_n = \varphi_s - \varphi_r$ . Фаза этой ПЧ  $\varphi_n$  не коррелирована с фазой полезного сигнала  $\varphi_n$ , хотя по частоте ничем не отличается от полезного сигнала и является помехой, от которой нельзя избавиться без применения специальных мер.

Рассмотрим фазовые методы подавления зеркальной частоты, которые наиболее приемлемы для микронного исполнения смесителей. На рис. 4.6, б представлена структурная схема смесителя с подавлением зеркального сигнала, поступающего на вход смесителя [49]. В схеме использованы два балансных смесителя, на которые сигнал подается через  $90^\circ$ -е гибридное соединение 1, а сигнал гетеродина поступает через синфазный делитель мощности 2 без сдвига фаз. При этом на выходах смесителей достигаются такие фазовые соотношения между сигналами ПЧ, преобразованными от входных сигналов на зеркальной и несущей частотах, что при сложении на выходном  $90^\circ$ -м гибридном соединении 3 имеем на одном выходном плече только сигнал ПЧ, полученный за счет преобразования сигнала несущей, а на другом — сигнал зеркальной частоты, который поглощается согласованной нагрузкой. Опытный образец в полосе частот 8–12 ГГц имеет коэффициент шума 10 дБ (включая коэффициент шума УПЧ 2,5 дБ) при мощности гетеродина 3–4 мВт и постоянном прямом смещении на диодах 0,1 В [139]. Развязка между полюсами сигнала и гетеродина составляет более 16 дБ, а величина подавления сигнала по зеркальному каналу — 20–25 дБ.

Интерес представляет схема маломощного смесителя (МШС) с фазовым подавлением зеркального канала приема и с возвращением энергии зеркальной частоты  $\omega_s$ , возникающей в смесителе [94]. Если требуется значительное подавление зеркальной частоты более 30 дБ, то используют смеситель с двойным преобразованием частоты, т.е. два последовательно включенных смесителя: первый «переносит» сигнал на высокую (первую) промежуточную частоту, на которой легко фильтрами подавлять зеркальную частоту, а затем второй смеситель преобразует высокую промежуточную частоту в низкую ПЧ, на которой идет дальнейшая обработка сигнала.

#### 4. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СМЕСИТЕЛЕЙ

**Математическая модель смесительного диода.** Для анализа работы смесителей обычно применяют модель смесительного диода в виде матрицы параметров проводимости или параметров рассеяния. Такую

модель получают, измеряя вольт-амперную характеристику диода и его реактивности. Принимают, что ток и напряжение на диоде состоят из слагаемых, частоты которых равны  $\omega_r b \pm \omega_n$ , где  $b = 0, 1, 2, \dots$ ;  $\omega_r$  — круговая частота гетеродина;  $\omega_n$  — круговая промежуточная частота. Ток через диод является функцией напряжения и производной от напряжения по времени:  $I = I(U, U')$ . Предполагают также, что составляющие частоты сигнала, зеркальной частоты

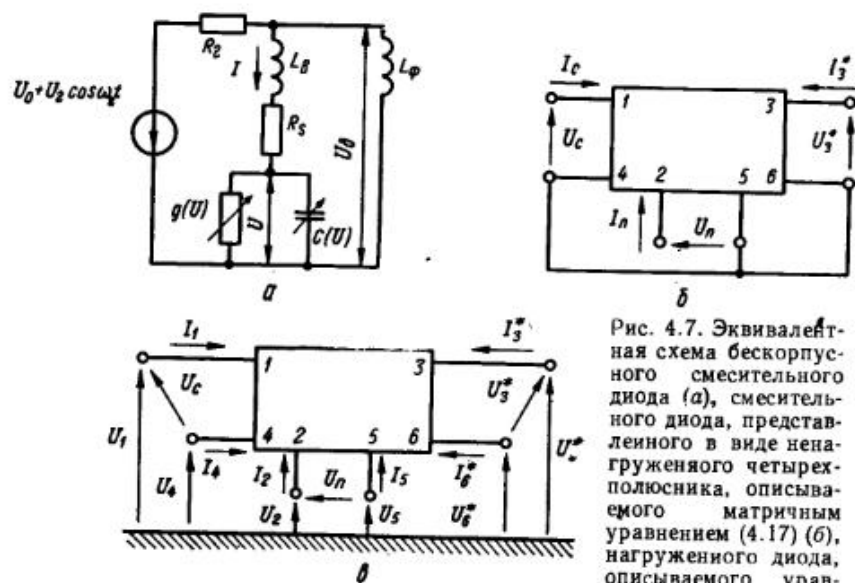


Рис. 4.7. Эквивалентная схема бескорпусного смесительного диода (а), смесительного диода, представленного в виде ненагруженного четырехполюсника, описываемого матричным уравнением (4.17) (б), нагруженного диода, описываемого уравнением (4.17 а) (в)

и боковых частот настолько малы, что их можно рассматривать как вариации  $I$  и  $U$ . Запишем уравнение вариаций [58]

$$dI = \frac{\partial I}{\partial U} dU + \frac{\partial I}{\partial U'} dU',$$

где  $U' = dU/dt$ .

Учитывая только частоты сигнальную, промежуточную и зеркальную, получаем комплексную матрицу проводимости диода

$$\begin{bmatrix} g_0 + ja_0\omega_c & g_1 + ja_1\omega_c & g_2 + ja_2\omega_c \\ g_{-1} + ja_{-1}\omega_n & g_0 + ja_0\omega_n & g_1 + ja_1\omega_n \\ g_{-2} - ja_{-2}\omega_s & g_{-1} - ja_{-1}\omega_s & g_0 - ja_0\omega_s \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

где  $\omega_c = \omega_n + \omega_r$ ;  $\omega_s = \omega_r - \omega_n$ .

Матрица всего диода с учетом индуктивности выводов  $L_n$  и сопротивления  $R_s$  (рис. 4.7, а) получается на три порядка выше, чем матрица перехода. Проводимость этих элементов  $Y_\theta = 1/(R_s + j\omega_\theta L_n)$ , где для разных частот  $\theta$  обозначает или с, или п, или з.

Если обозначить элементы матрицы (4.15)  $Y_{i,k}$ , то матрица проводимости смесительного диода принимает вид

$$\begin{bmatrix} \dot{Y}_c & 0 & 0 & -\dot{Y}_c & 0 & 0 \\ 0 & \dot{Y}_n & 0 & 0 & -\dot{Y}_n & 0 \\ 0 & 0 & \dot{Y}_s & 0 & 0 & -\dot{Y}_s \\ -\dot{Y}_c & 0 & 0 & \dot{Y}_c + \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_{13} \\ 0 & -\dot{Y}_n & 0 & \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_n + \dot{Y}_{22} & \dot{Y}_{23} \\ 0 & 0 & -\dot{Y}_s & \dot{Y}_{31} & \dot{Y}_{32} & \dot{Y}_s + \dot{Y}_{33} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Определим элементы матрицы (4.16). Смесительный диод представим эквивалентной схемой (рис. 4.7, а), для которой составляется система дифференциальных нелинейных уравнений, из решения которой находят величины  $\frac{\partial I(U)}{\partial U}$  и  $\frac{\partial I}{\partial U'}$  как функции времени. Затем эти функции раскладывают в ряд Фурье по частоте гетеродина. Система дифференциальных уравнений решается на ЭВМ методом Рунге-Куты и имеет вид

$$U_0 + U_r \cos \omega t - R_r I = U_d; \quad U_d = L_d dI/dt + R_s I + U;$$

$$I = i_0 (e^{\alpha U} - 1) + C(U) dU/dt; \quad C(U) = C_1 / (1 - U/V_{бар})^{1/2},$$

где  $\alpha$  — коэффициент, характеризующий наклон вольт-амперной характеристики диода;  $i_0$  — обменный ток диода;  $C_1$  — емкость перехода диода при нулевом смещении;  $V_{бар}$  — потенциальный барьер (являются параметрами диода);  $U_0$  — постоянное смещение на диоде;  $U_r$  — амплитуда напряжения гетеродина.

Функции, раскладываемые в ряд Фурье, имеют вид

$$g = \partial I(U) / \partial U = d [i_0 (e^{\alpha U} - 1)] / dU$$

$$a = \partial I / \partial U' = d [C(U) dU/dt] / dU'$$

Элементы матрицы (4.15) определяют численным методом по формулам

$$g_k = \frac{1}{T} \int_0^T g \cos(k\omega t) dt; \quad a_k = \frac{1}{T} \int_0^T a \cos(k\omega t) dt,$$

где  $k = 0, 1, 2$ .

Если исключить внутренние узлы схемы по методу работы [98], то матричное уравнение смесительного диода (4.16) в терминах параметров проводимости

$$\begin{bmatrix} I_c \\ I_n \\ I_s^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & Y_{13} \\ Y_{21} & Y_{22} & Y_{23} \\ Y_{31} & Y_{32} & Y_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_c \\ U_n \\ U_s^* \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Такой матрице соответствует эквивалентная схема на рис. 4.7, б, где каждая пара полюсов работает лишь на одной частоте. В реальных схемах очень часто приходится соединять все полюса с землей

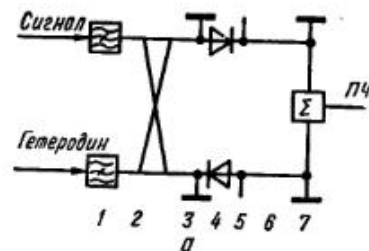


Рис. 4.8. Электрическая схема БС (а):

1 — режекторный фильтр зеркальной частоты; 2 — трехдецибелный ответвитель; 3 — шлейфы согласования диодов; 4 — смесительные диоды; 5 — шлейфы, закорачивающие СВЧ; 6 — шлейфы трансформаторов ПЧ; 7 — схема сложения сигналов ПЧ; структурная схема БС (б)

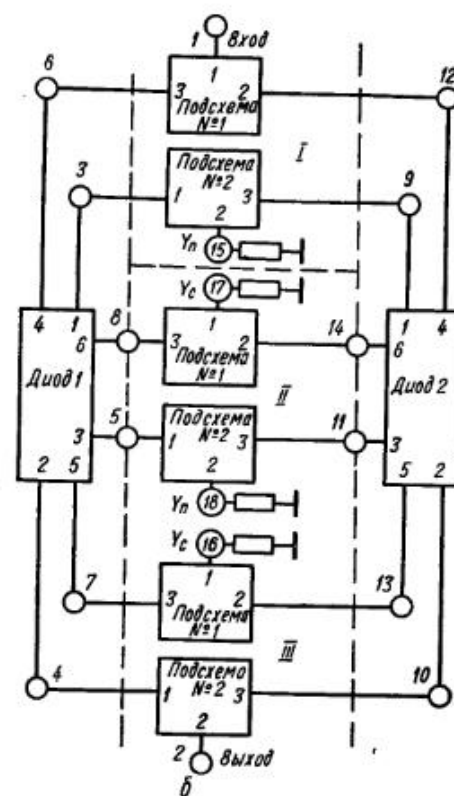


Рис. 4.9. Подсхема СВЧ (а), топология подсхемы № 1 (б):

$I_1, I_4$  — незакороченные шлейфы, подавляющие зеркальную частоту;  $I_2, I_3$  — закороченные шлейфы, компенсирующие реактивности диодов;  $I_5 - I_{10}$  — соединительные линии

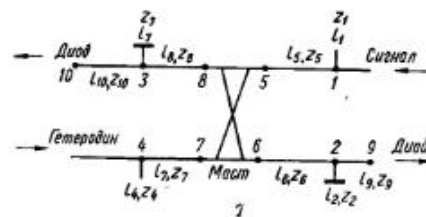
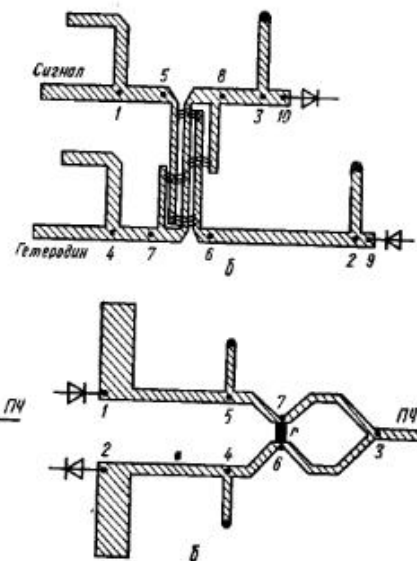


Рис. 4.10. Подсхема № 2 ПЧ (а), топология подсхемы № 2 (б):

$I_1, I_2$  — шлейфы, закорачивающие СВЧ после диодов;  $I_3$  и  $r$  — схема сложения сигналов ПЧ;  $I_4 - I_{10}$  — трансформаторы ПЧ







В матрице проводимости всего БС (4.20) приняты следующие обозначения:  $S_{jk}$  — элементы сокращенной до 3-го порядка матрицы подсхемы СВЧ;  $P_{jk}$  — матрицы подсхемы ПЧ;  $Y_{jk}$  — элементы матрицы 6-го порядка смесительного диода. В зависимости от частоты, на которой рассчитывалась проводимость элемента матрицы подсхемы, над символами  $S_{jk}$  и  $P_{jk}$  ставятся следующие индексы: «—» — для промежуточной частоты; «~» для зеркальной частоты; символ без индекса — для сигнальной частоты. На рис. 4.11 изображена схема алгоритма расчета БС.

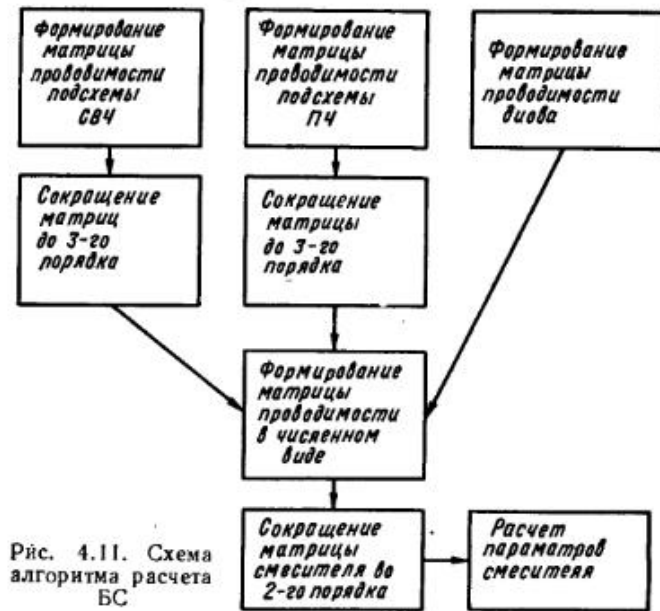


Рис. 4.11. Схема алгоритма расчета БС

### 5. СМЕСИТЕЛИ НА КОМБИНАЦИЯХ ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧ

В последнее время для построения схем смесителей используют комбинации различных микроволновых линий передач. В таких смесителях за счет различной поляризации силовых линий  $E$ -поля на стыке щелевой и копланарной линий можно значительно увеличить развязку между сигнальным и гетеродинным входами в смесителе. Топология схемы смесителя на комбинациях микрополосковой, щелевой и копланарной линий передач изображена на рис. 4.12. Переход 1 связывает входную МПЛ с щелевой, в которую с помощью трансформатора 2 последовательно включены смесительные диоды. С другой стороны, эти диоды включены параллельно в копланарную линию 4, которая связана переходом 5 с воздушной линией (выход промежуточной частоты) и МПЛ (вход гетеродина). Шлейфы 3 и 6 являются заграждающим фильтром для идущего от входа  $B$  сигнала СВЧ, а также участвуют в согласовании диодов. На рис. 4.13

показана структурная схема для расчета смесителя на комбинациях линий передач. Многополюсники 1 и 2 отображают диоды. Согласующий фильтр-трансформатор между диодами и щелевой линией отображается многополюсником 3, параметры которого определяются на основной частоте  $\omega$ , и многополюсником 6 с параметрами, определяемыми на зеркальной частоте. Щелевая линия отображается многополюсником 4 на основной частоте и многополюсником 7 на зеркальной частоте. Переход с МПЛ на щелевую отображается многополюсником 5 на основной частоте и многополюсником 8 на зеркальной. Отрезок копланарной линии отображается многополюсником 9 на промежуточной частоте. Согласующий трансформатор с копланарной линией на микрополосковую отображается многополюсником 10 на промежуточной частоте. Переход с МПЛ на воздушную отображается многополюсником 11 на промежуточной частоте. При построении смесителей с высокой промежуточной частотой для разделения частот  $\omega_r$  и  $\omega_n$  в смесителе используют диплексер. Многополюсник 11 в расчете заменяется многополюсником, отображающим диплексер (см. гл. 3). Многополюсники 3—11 удобно описать в параметрах матриц передачи [A]. Для линий передач (без учета потерь) матрица имеет вид

$$[A]_{4,7,9} = \begin{bmatrix} \cos \theta & i \sin \theta \\ i \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix},$$

где  $\theta = 2\pi l/\lambda$ ;  $l$  — геометрическая длина;  $\lambda$  — длина волны в линии, соответствующая частоте  $\omega$ .

Матрица для перехода с МПЛ с волновым сопротивлением  $Z_{0n}$  на щелевую  $Z_{0щ}$  приведена в гл. 3:

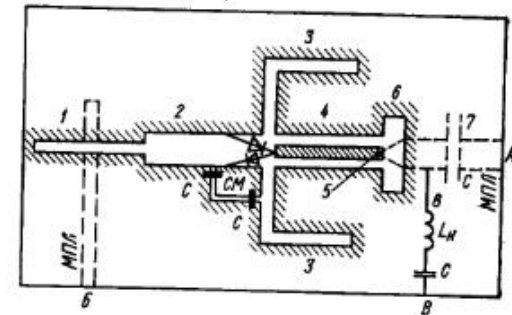


Рис. 4.12. Топология схемы смесителя на комбинациях линий передач: С — конденсаторы; СМ — «островок» для подачи смещения на диоды;  $L_H$  — индуктивности; А — вход гетеродина; В — вход сигнала; В — выход ПЧ

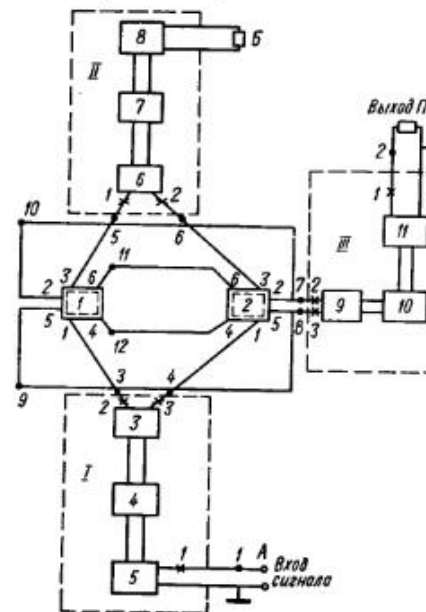


Рис. 4.13. Структурная схема для расчета смесителя:

X — узлы эквивалентных многополюсников I, II, III; — узлы элементарных многополюсников 1—11



$$[A]_{5,8} = \begin{bmatrix} \pm 1/n \pm z_n n Y_{ш} & \pm z_n n \\ \pm n Y_{ш} & \pm n \end{bmatrix},$$

$$\text{где } z_n = \frac{j}{z_{0n}} \frac{[-1/\omega C_n + z_{0n} \operatorname{tg}(2\pi l_n/\Lambda_n)]}{1 + \frac{1}{z_{0n}\omega C_n} \operatorname{tg}(2\pi l_n/\Lambda_n)}; \quad Y_{ш} = \frac{z_{0ш} \left[ 1 - \frac{\omega L_{ш}}{z_{0ш}} \operatorname{tg}(2\pi l_{ш}/\Lambda_{ш}) \right]}{j[\omega L_{ш} + z_{0ш} \operatorname{tg}(2\pi l_{ш}/\Lambda_{ш})]};$$

$n = 1/[\cos(2\pi h t/\lambda) - \operatorname{ctg} q \sin(2\pi h t/\lambda)]; \quad q = 2\pi h t/\lambda + \operatorname{tg}(m/t); \quad t = [\varepsilon - (\lambda/\Lambda_{ш})^2]^{1/2}; \quad m = [(\lambda/\Lambda_{ш})^2 - 1]^{1/2}; \quad z_{0н}, z_{0ш}$  — волновые сопротивления МПЛ и ЦЛ линий соответственно;  $l_n, l_{ш}$  — геометрические

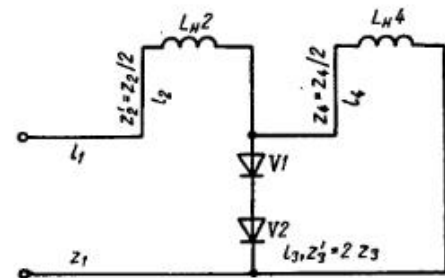


Рис. 4.14. Эквивалентная схема согласующего трансформатора между щелевой линией и диодами в смесителе

между щелевой линией и диодами с учетом щелевых шлейфов и копланарной линии представим этот узел в виде эквивалентной схемы рис. 4.14, где  $z_1, l_1$  — волновое сопротивление и длина щелевой линии, подходящей к диодам со стороны перехода микрополосковой линии — щель;  $z_2, l_2$  — волновое сопротивление и длина последовательного шлейфа из щелевой линии, который включен перед диодами;  $z_3, l_3$  — то же, для двух щелевых линий, которые вместе составляют копланарную линию;  $z_4, l_4$  — волновое сопротивление и длина для последовательной щелевой линии после копланарной. Матрица  $[A]$  для такого соединения без учета диодов имеет вид

$$[A]_{3,6} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_1 & i \sin \Theta_1 \\ i \sin \Theta_1 & \cos \Theta_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r_{ш} & z'/\sqrt{r_{ш}} \\ 0 & \sqrt{1/r_{ш}} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \sqrt{r_{1,2}} & 0 \\ Y_{3,4} \sqrt{r_{1,2}} & \sqrt{1/r_{1,2}} \end{bmatrix},$$

где  $\Theta_1 = 2\pi l_1/\Lambda_1$ ;  $r_{ш} = z_1/z_2$ ;  $r_{1,2} = z_{1,2}/z_3$ ;

$$z' = \frac{j}{z_0} \frac{\omega L_2 + \frac{z_2}{2} \operatorname{tg}(2\pi l_2/\Lambda_2)}{1 - \frac{2\omega L_2}{z_2} \operatorname{tg}(2\pi l_2/\Lambda_2)}; \quad Y_{3,4} = \frac{z_0 \left[ 1 + \frac{jz_4}{2z_3} \operatorname{tg}(2\pi l_3/\Lambda_3) \right]}{z'' + j2z_3 \operatorname{tg}(2\pi l_3/\Lambda_3)}; \quad z'' = \frac{j \left[ \omega L_4 + \frac{z_4}{2} \operatorname{tg}(2\pi l_4/\Lambda_4) \right]}{1 - \frac{2\omega L_4}{z_4} \operatorname{tg}(2\pi l_4/\Lambda_4)}; \quad z_4$$
 — входное сопротивление двух последовательных диодов;  $z_0$  — волновое сопротивление подводящей ли-

дательных диодов;  $z_0$  — волновое сопротивление подводящей ли-

нии;  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_4$  — длины волн в соответствующих индексах линиях передачи.

нии;  $\Lambda_1, \Lambda_2, \Lambda_3, \Lambda_4$  — длины волн в соответствующих индексах линиях передачи.

Согласующие трансформаторы с копланарной линией на микрополосковую и с микрополосковой на воздушную линию для низких промежуточных частот рассматриваем как конструктивные шунтирующие емкости. Восполь-

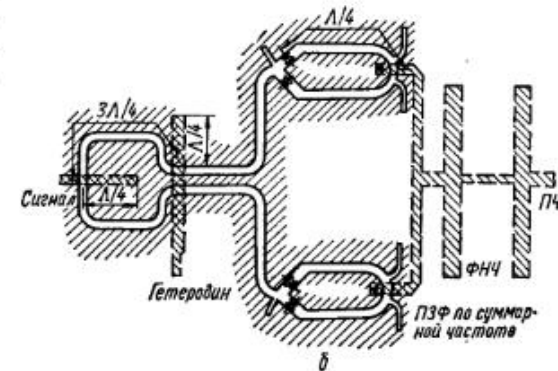
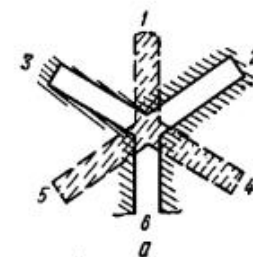


Рис. 4.15. Топология комбинации линий для ДБС (а) и топология ДБС (б); 1, 4, 5 — микрополосковые линии; 2, 3, 6 — щелевые линии (сплошными линиями обозначены щелевые и копланарные линии на подложке, штриховыми — полосковые линии на обратной стороне подложки)

зовавшись свойствами матрицы  $[A]$ , получим матрицы эквивалентных четырехполюсников:

$$[A]_I = [A]_3 \times [A]_4 \times [A]_5; \quad [A]_{II} = [A]_6 \times [A]_7 \times [A]_8; \quad [A]_{III} = [A]_9 \times [A]_{10} \times [A]_{11}.$$

После этого матрицы  $[A]$  преобразуют в матрицы проводимости  $[Y]_I, [Y]_{II}, [Y]_{III}$  и расчет выполняют по структурной схеме на рис. 4.13. В расчете используют модель диода (рис. 4.7, в), в которой учитывают три частоты (основную, зеркальную и промежуточную). Волновые сопротивления линий и длину волны в них определяем, как указано в гл. 1.

С помощью схемы рис. 4.13 получаем матрицу проводимости 12-го порядка, которую используем для определения параметров смесителя (см. стр. 96, 97).

Таким образом, получены матрицы элементов согласования смесителя и матрицы проводимости всего устройства. Матрицу 12-го порядка смесителя можно свернуть до матрицы эквивалентного четырехполюсника, с помощью которой рассчитывают характеристики смесителя.

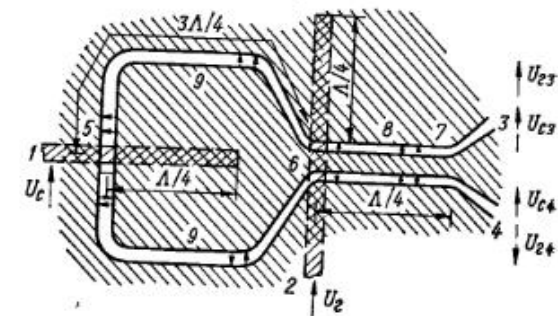


Рис. 4.16. Топология микроэлектронного Т-моста

	1	2	3	4	5	6
1	${}^I Y_{11}$		$-{}^I Y_{12}$	$-{}^I Y_{13}$		
2		${}^{III} Y_{11}$				
3	$-{}^I Y_{21}$				$-Y_{13}^1$	
4	$-{}^I Y_{31}$					$Y_{13}^2$
5			$-Y_{31}^1$		$Y_{33}^1$	$-{}^{II} Y_{12}$
6				$-Y_{21}^2$	$-{}^{II} Y_{21}$	$Y_{33}^2$
7		$-{}^{III} Y_{21}$		$-Y_{21}^2$		$-Y_{23}^2$
8		$-{}^{III} Y_{31}$		$-Y_{51}^2$		$-Y_{53}^2$
9			$-Y_{61}^1$		$-Y_{53}^1$	
10			$-Y_{21}^1$		$-Y_{23}^1$	
11			$-Y_{61}^1$	$-Y_{61}^2$	$-Y_{63}^1$	$-Y_{63}^2$
12			$-Y_{41}^1$	$-Y_{41}^2$	$-Y_{33}^1$	$-Y_{43}^2$

где  ${}^I Y_{ij}$ ,  ${}^{II} Y_{ij}$ ,  ${}^{III} Y_{ij}$  — элементы  $Y$ -матрицы  $[Y]_I$ ,  $[Y]_{II}$ ,  $[Y]_{III}$  многополосни-  
 $j = 1, 2, 3, \dots$

Если необходимо реализовать ДБС, то применяют комбинацию линий (рис. 4.15, а) [152]. Если диоды включены в плечи 2—5, то сигнал, поступающий через плечо 1, поделится поровну и синфазно, а сигнал, поступающий через плечо 6, поделится поровну, но будет поступать в плечи 3, 4 синфазно, а в плечи 2, 5 — со сдвигом фазы на  $180^\circ$ .

Конструкция ДБС с использованием комбинаций микрополосковых, щелевых и связанных щелевых линий показана на рис. 4.15, б. Смеситель состоит из микроэлектронного Т-моста и двух БС на диодах Шоттки. На выходе такого смесителя присутствуют только комбинации  $m f_r \pm f_c$ , где  $m$  — нечетное целое число. Работа ДБС в диапазоне 20 ГГц рассмотрена в работе [145]. Согласование диодов с выходом Т-моста осуществляется в щелевых линиях.

Микроэлектронный Т-мост (рис. 4.16) представляет собой петлю из щелевых линий 9, причем длина от сечения 6 до сечения 5 имеет нечетное число (в данном примере 3) четвертей длин волн в линии.

	7	8	9	10	11	12
7						
8	$-{}^{III} Y_{12}$	$-{}^{III} Y_{13}$				
9			$-Y_{15}^1$	$-Y_{12}^1$	$-Y_{16}^1$	$-Y_{14}^1$
10	$-Y_{12}^2$	$-Y_{15}^2$			$-Y_{16}^2$	$-Y_{14}^2$
11			$-Y_{35}^1$	$-Y_{32}^1$	$-Y_{36}^1$	$-Y_{34}^1$
12	$-Y_{32}^2$	$-Y_{35}^2$			$-Y_{36}^2$	$-Y_{34}^2$
13	${}^{III} Y_{22} + Y_{22}^2$	$-Y_{25}^2$			$-Y_{26}^2$	$-Y_{24}^2$
14	$-Y_{52}^2$	${}^{III} Y_{33} + Y_{33}^2$			$-Y_{56}^2$	$-Y_{54}^2$
15			$Y_{35}^1$	$-Y_{32}^1$	$-Y_{36}^1$	$-Y_{34}^1$
16			$-Y_{25}^1$	$Y_{22}^1$	$-Y_{26}^1$	$-Y_{24}^1$
17	$-Y_{62}^2$	$-Y_{65}^2$	$-Y_{65}^1$	$-Y_{62}^1$	$Y_{66}^1 + Y_{66}^2$	$-Y_{64}^1 - Y_{64}^2$
18	$-Y_{42}^2$	$-Y_{45}^2$	$-Y_{45}^1$	$-Y_{42}^1$	$-Y_{46}^1 + Y_{46}^2$	$Y_{44}^1 + Y_{44}^2$

(4.21)

ков I, II, III;  $Y_{ij}^1$ ,  $Y_{ij}^2$  — элементы  $Y$ -матрицы диодов 1 и 2;  $i = 1, 2, 3, \dots$ ;

Петля соединена в сечении 6 с копланарной линией, имеющей длину до сечения 7, равную четверти длины волны в линии. В сечении 7 копланарная линия расходится на две щелевые, которые заканчиваются выходами 3 и 4. Мост работает следующим образом [136, 145]. Напряжение сигнала со входа 1 при помощи микрополосково-щелевого перехода 5 попадает на щелевую линию 9, затем идет через четвертьволновый отрезок 8 к выходам 3 и 4, на которые  $U_c$  попадает в одинаковой фазе. Напряжение гетеродина  $U_r$  с входа 2 при помощи микрополосково-копланарного перехода 6 попадает в копланарную линию 8, по которой распространяется до сечения 7. В этом сечении копланарная линия расходится на две щелевые, вектора электрического поля в которых противофазны друг другу, что обеспечивается структурой поля в копланарной линии. Петля из щелевых линий трансформируется в сечении 6 в виде короткозамыкателя копланарной линии, так как электрическое поле выходит из копланарной линии в первую и вторую щелевые линии 9 в противополож-

ных фазах (из-за структуры поля в копланарной линии). Таким образом, мощность гетеродина не отвлекается во вход 1. Мощность сигнала также не отвлекается во вход 2, так как переход б не работает для мощности сигнала, идущей от входа 1, из-за того, что идущая из петли волна имеет такую поляризацию поля, что не создает в копланарной линии поля, возбуждающего микрополосковый резонатор перехода б.

Рассмотрим работу смесителя (рис. 4.17). Щелевые линии  $S_1-S_4$ , имеющие длину  $\Lambda/4$ , служат закорачивающими шлейфами для сиг-

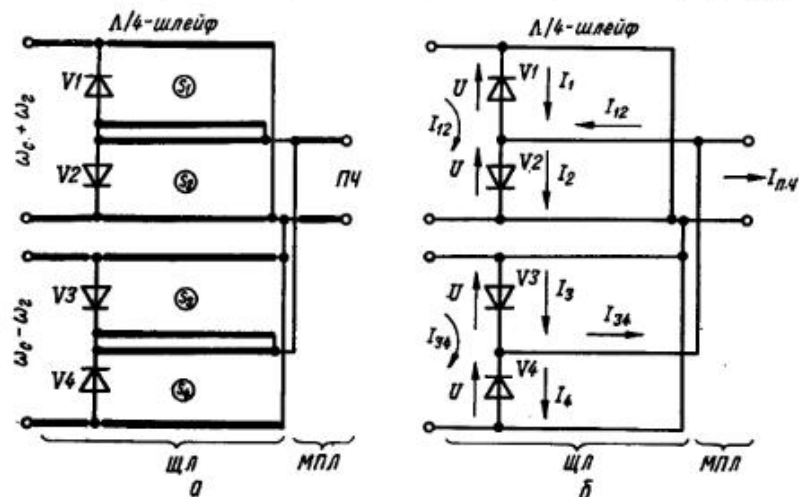


Рис. 4.17. Эквивалентная схема диодной цепи (а) в схема протекания токов в диодной цепи (б)

нальной и гетеродиинной частот. Токи в каналах сигнала ( $I_c$ ), гетеродина ( $I_r$ ) и ПЧ ( $I_{пч}$ ) выражаются следующими формулами:

$$I_{пч} = 4\alpha i_0 U_c [B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r - \omega_c)t + B_1(\alpha U) \cos(\omega_r + \omega_c)t + B_3(\alpha U_r) \cos(3\omega_r - \omega_c)t + \dots]; \quad (4.22)$$

$$I_c = 4\alpha i_0 U_c [B_0(\alpha U_r) \cos \omega_c t + B_2(\omega U_r) \cos(2\omega_r - \omega_c)t + B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_r + \omega_c)t + B_4(\alpha U) \cos(4\omega_r - \omega_c)t + \dots]; \quad (4.23)$$

$$I_r = 4\alpha i_0 U_r \{ [B_0(\alpha U_r) + B_2(\alpha U_r)] \cos \omega_r t + [B_2(\alpha U_r) + B_4(\alpha U_r)] \cos 3\omega_r t + [B_4(\alpha U_r) + B_6(\alpha U_r)] \cos 5\omega_r t + \dots \}, \quad (4.24)$$

где  $\alpha$  — параметр диода;  $U_c$  — амплитуда напряжения сигнала;  $U_r$  — амплитуда напряжения гетеродина;  $\omega_c$  — круговая частота сигнала;  $\omega_r$  — круговая частота гетеродина;  $B_k$  — модифицированная функция Бесселя первого рода  $k$ -го порядка.

Из приведенных выше формул видно, что в канале ПЧ имеются следующие продукты преобразования смесителей: полезная ПЧ ( $f_r - f_c$ ), суммарная частота ( $f_r + f_c$ ) и гармоники  $m f_r \pm f_c$  ( $m \neq 0$

и нечетное). Зеркальная частота ( $2f_r - f_c$ ) появляется в канале сигнала и ее нет в канале ПЧ и гетеродина. Фильтры заграждения для суммарной частоты в канале ПЧ в виде шлейфов длиной  $\Lambda/8$  для сигнальной частоты или  $\Lambda/4$  для суммарной показаны на рис. 4.15, б. На выходе установлен пятисекционный фильтр нижних частот. Формулы (4.22) — (4.24) получены следующим образом [124, 151]. Токи в диодах ДБС

$$I_1 = -i_0 (e^{-\alpha U} - 1); \quad I_2 = i_0 (e^{\alpha U} - 1); \\ I_3 = i_0 (e^{\alpha U} - 1); \quad I_4 = -i_0 (e^{-\alpha U} - 1)$$

показаны на рис. 4.17, б. Для простоты диоды представлены в виде чистой нелинейной проводимости. Проводимости диода как функции времени

$$g_{V1} = \alpha i_0 \exp[-\alpha U_r \cos \omega_r t]; \quad g_{V2} = \alpha i_0 \exp[\alpha U_r \cos \omega_r t]; \\ g_{V3} = \alpha i_0 \exp[\alpha U_r \cos(\omega_r t + \pi)]; \\ g_{V4} = \alpha i_0 \exp[-\alpha U_r \cos(\omega_r t + \pi)].$$

Напряжение сигнала также приложено к диодам

$$U_c = U_c \cos \omega_c t.$$

С учетом того, что  $\sinh(z \cos \theta) = 2 \sum_{k=0}^{\infty} B_{2k+1}(z) \cos(2k+1)\theta$ ,

токи каждого смесителя примут вид:

$$I_{12} = I_2 - I_1 = 2\alpha i_0 \sinh(\alpha U_r \cos \omega_r t) (U_r \cos \omega_r t + U_c \cos \omega_c t) = \\ = 2\alpha i_0 U_r B_1(\alpha U_r) + 2\alpha i_0 U_r [B_1(\alpha U_r) + B_3(\alpha U_r)] \cos 2\omega_r t + \\ + 2\alpha i_0 U_c B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r - \omega_c)t + 2\alpha i_0 U_c B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r + \omega_c)t + 2\alpha i_0 U_r [B_3(\alpha U_r) + B_5(\alpha U_r)] \cos 4\omega_r t + 2\alpha i_0 U_c B_3(\alpha U_c) \cos(3\omega_r - \omega_c)t + \dots; \\ I_{34} = I_3 - I_4 = 2\alpha i_0 \sinh \times \\ \times [c U_r \cos(\omega_r t + \pi)] [U_r \cos(\omega_r t + \pi) + U_c \cos \omega_c t] = \\ = 2\alpha i_0 \{ U_r B_1(\alpha U_r) + U_r [B_1(\alpha U_r) + B_3(\alpha U_r)] \cos(2\omega_r t + 2\pi) + \\ + U_c B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r t - \omega_c t + \pi) + U_c B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r t + \omega_c t + \pi) + U_r [B_3(\alpha U_r) + B_5(\alpha U_r)] \cos(4\omega_r t + 4\pi) + \\ + U_c B_3(\alpha U_r) \cos(3\omega_r t - \omega_c t + \pi) + \dots \}.$$

Общий ток на выходе ПЧ

$$I_{пч} = I_{12} - I_{34} = 4\alpha i_0 U_c B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r - \omega_c)t + \\ + 4\alpha i_0 U_c B_1(\alpha U_r) \cos(\omega_r + \omega_c)t + 4\alpha i_0 U_c B_3(\alpha U_r) \times \\ \times \cos(3\omega_r - \omega_c)t + \dots$$

По направлению к Т-мосту протекают токи  $I_1 + I_2$  и  $I_3 + I_4$ :

$$I'_{12} = I_1 + I_2 = 2\alpha i_0 \cosh(\alpha U_r \cos \omega_r t) [U_r \cos \omega_r t + U_c \cos \omega_c t] = \\ = 2\alpha i_0 \{ U_r [B_0(\alpha U_r) + B_2(\alpha U_r)] \cos \omega_r t + U_c B_0(\alpha U_r) \cos \omega_c t + \\ + U_r [B_2(\alpha U_r) + B_4(\alpha U_r)] \cos 3\omega_r t + U_c B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_r - \omega_c)t + \\ + U_c B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_r + \omega_c)t + U_c B_4(\alpha U_r) \cos(4\omega_r - \omega_c)t + \dots \}, \quad (4.25)$$

$$I_{34} = I_3 + I_4 = 2\alpha i_0 \cos h [U_r \cos(\omega_r t + \pi)] [U_r \cos(\omega_r t + \pi) + U_c \cos \omega_c t] = \\ = 2\alpha i_0 \{U_r [B_0(\alpha U_r) + B_2(\alpha U_r)] \cos(\omega_r t + \pi) + U_c B_0(\alpha U_r) \cos \omega_c t + \\ + U_r [B_2(\alpha U_r) + B_4(\alpha U_r)] \cos(3\omega_r t + 3\pi) + U_c B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_c t - \\ - \omega_c t + 2\pi) + U_c B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_r t + \omega_c t + 2\pi) + U_c B_4(\alpha U_r) \cos(4\omega_r t - \\ - \omega_c t + 4\pi) + \dots\}. \quad (4.26)$$

При выводе формул (4.25) и (4.26) учитывалось равенство

$$\cos h(z \cos \theta) = B_0(z) + 2 \sum_{k=1}^{\infty} B_k(z) \cos 2k\theta.$$

Эти токи, попадая в канал входов сигнала и гетеродина, описываются выражениями

$$I_c = I_{12} + I_{34} = 4\alpha i_0 U_c \{B_0(\alpha U_r) \cos \omega_c t + B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_r - \\ - \omega_c)t + B_2(\alpha U_r) \cos(2\omega_r + \omega_c)t + B_4(\alpha U_r) \cos(4\omega_r - \omega_c)t + \dots\}; I_r = \\ = I_{12} - I_{34} = 4\alpha i_0 U_r \{[B_0(\alpha U_r) + B_2(\alpha U_r)] \cos \omega_r t + \\ + [B_2(\alpha U_r) + B_4(\alpha U_r)] \cos 3\omega_r t + [B_4(\alpha U_r) + B_6(\alpha U_r)] \cos 5\omega_r t + \dots\}.$$

Таким образом, на входе сигнала присутствуют гармоники  $m f_r \pm f_c$  (где  $m$  — четное) и частота  $f_c$ , а на входе гетеродина — частота гетеродина и ее нечетные гармоники.

## 6. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ И ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Проведем анализ работы нескольких смесителей. На рис. 4.18 даны характеристики смесителя с ответвителем на четырех связанных линиях при различных расстояниях от ответвителя до диодов: вариант 1 —  $I_2 = I_3 = I_4 = 0$ ; вариант 2 —  $I_2 = 0, I_3 = 0,25\Lambda, I_4 = 0$ ;  $U_1/U_4$  — развязка сигнал — гетеродин;  $U_2/U_3$  — отношение входных напряжений на диодах;  $l_2, l_3$  — размеры соединительных линий между ответвителем и диодами;  $l_4$  — размер линии между ответвителем и гетеродином,  $\Lambda$  — длина волны. Коэффициент отражения гетеродина  $\Gamma_4 = 0$ . Лучшим по равномерности деления мощности является вариант 1, а лучшим по величине развязки — вариант 2.

Для получения минимального излучения мощности гетеродина через сигнальный вход и низкого коэффициента шума смесителя требуется достаточно высокая развязка между гетеродинным и сигнальным входами. Например, развязка в 10 дБ увеличивает коэффициент шума смесителя приблизительно на 10%, а 10% мощности гетеродина излучается. При развязке 20 дБ ухудшение коэффициента шума составляет 1%, и через сигнальный вход смесителя излучается около 1% мощности гетеродина.

Таким образом, для получения достаточно больших развязок (25 дБ) в смесителях с ответвителями на связанных линиях необходимо применять сочетание соединительных линий, которое соответствует варианту 2, кроме того, применять парные диоды с коэффициентами отражения не более 0,1. Если диоды смесителя не соответ-

ствуют указанному требованию, целесообразнее применять сочетание линий варианта 1.

По алгоритмам гл. 4.2 приведены исследования влияния режимов диода на входное и выходное сопротивления и потери преобразования. При этом  $i_0 = 10^{-13} \text{ А}$  и  $\alpha = 35$  (диод АА112А).

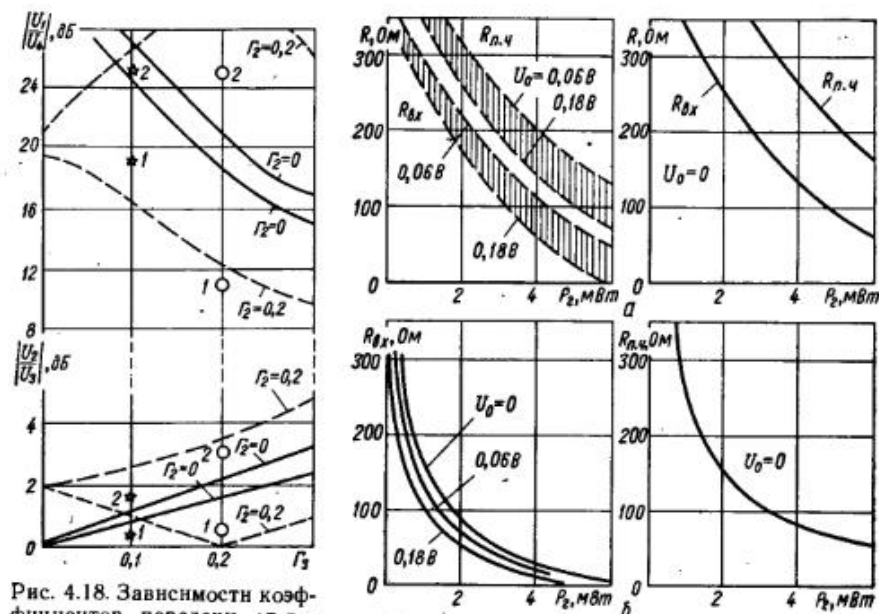


Рис. 4.18. Зависимости коэффициентов передачи от величины коэффициентов отражения диодов ( $\Gamma_2, \Gamma_3$ ) в смесителе с ответвителем на четырех связанных линиях при различных расстояниях от ответвителя до диодов:  
 $\times$  — при  $\Gamma_2 = 0,1; \Gamma_3 = 0,1; \Gamma_4 = 0$ ;  $\circ$  — при  $\Gamma_2 = 0; \Gamma_3 = 0,2; \Gamma_4 = 0$

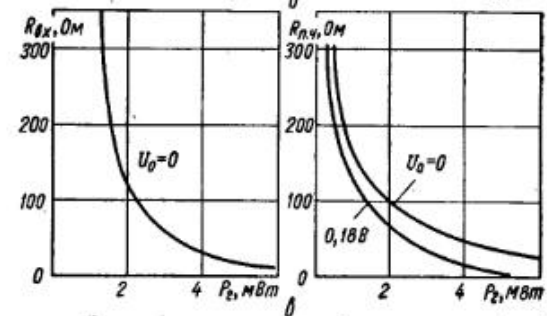


Рис. 4.19. Зависимости для ДБШ входного сопротивления и сопротивления ПЧ от мощности гетеродина при различном положительном внешнем смещении:

$a$  — в широкополосном режиме работы по зеркальному каналу;  $б$  — в режиме короткого замыкания ( $\Gamma_3 = \infty$ ) по зеркальному каналу;  $в$  — в режиме холостого хода ( $\Gamma_3 = 0$ ) по зеркальному каналу (значение  $R_{вх}$  следует умножить на  $10^2$ , а  $R_{п.ч}$  — на  $10^3$ )

Как видно из рис. 4.19,  $a$ , сопротивление входа  $R_{вх}$  в широкополосном режиме работы смесителя и напряжения смещения  $U_0 = 0$  равняется 50 Ом при мощности гетеродина  $P_r = 6 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$ , а при положительном внешнем смещении ( $U_0 = 0,18 \text{ В}$ ) входное сопротивление равняется 50 Ом уже при  $P_r = 4 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$ . Потери преобра-

зования  $L$  не зависят от внешнего смещения. При режиме короткого замыкания (КЗ) по зеркальному каналу (рис. 4.19, б) входное сопротивление значительно уменьшается и достигает 50 Ом при мощности  $3 \cdot 10^{-3}$  Вт, т. е. в два раза меньше, чем в широкополосном режиме. Если учесть, что потери преобразования при этом падают до 1,8 дБ (рис. 4.20), то станет ясно, что режим КЗ по зеркальному каналу является лучшим режимом работы балансного смесителя. В режиме холостого хода по зеркальному каналу (рис. 4.19, в) потери преобразования еще ниже (1,2 дБ), но сопротивление  $R_{вх}$  настолько высоко, что его согласование с 50-омной линией трудно осуществить в широкой полосе частот. В расчетах мощность гетеродина связана с напряжением  $U_r$  следующим выражением:  $2P_r = U_r^2/R_{вх}$ .

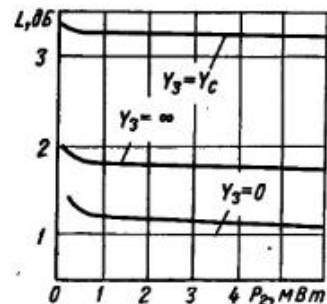


Рис. 4.20. Зависимости для ДБШ потерь преобразования от мощности гетеродина при различной нагрузке зеркального канала

Таким образом, с помощью математической модели диода исследована зависимость формы напряжения гетеродина на диоде от амплитуды его на выходе гетеродина и значений реактивностей диодов. При определенных значениях параметров обратное напряжение на переходе превышает амплитуду напряжения гетеродина почти в 2 раза (рис. 4.21). Это явление необходимо учитывать, так как оно может повлиять на стойкость диода к большим входным мощностям. Очевидно, можно так подобрать параметры диода, чтобы не было резонансов обратного напряжения.

На рис. 4.22 построены зависимости коэффициента подавления комбинационных составляющих частотного спектра одноконтурного смесителя на диоде Шоттки (с параметрами  $\alpha = 30$  В<sup>-1</sup>;  $i_0 = 10^{-13}$  А;  $C_j = 0,23 \cdot 10^{-12}$  Ф;  $V_{бар} = 0,9$  В;  $\mu = 1/2$ ) от номера гармоник частот гетеродина согласно выражений (4.11), (4.13), (4.14). Расчеты выполнены для напряжений сигнала с амплитудой  $U_c = 0,02$  В в диапазоне СВЧ, причем ПЧ сравнима по величине с частотой сигнала [101]. Реакцию нагрузки  $R$  необходимо учитывать, если емкостная составляющая тока (например, вычисленная по формуле (4.12) на соответствующей комбинационной частоте) сравнима с током проводимости диода. Если емкостная составляющая проводимости значительно меньше активной, то для расчета достаточно воспользоваться формулой (4.11).

Следует отметить, чем больше напряжение смещения и напряжение гетеродина, тем больше влияние нагрузки на величину подавления комбинационных составляющих (до 6 дБ), поэтому, если учитывать нелинейную емкость, то необходимо учитывать и нагрузку, особенно в режиме работы смесительных диодов с постоянным положительным смещением.

Расчет по формулам (см. гл. 4.2) показал (для  $U_c = \text{const}$ ): чем меньше напряжение гетеродина, тем больше величина подавления; при учете только активной проводимости [78] величина подавления

не зависит от напряжения гетеродина, поэтому такой расчет неточен; постоянное положительное смещение ухудшает подавление (при учете только активной проводимости величина подавления не зави-

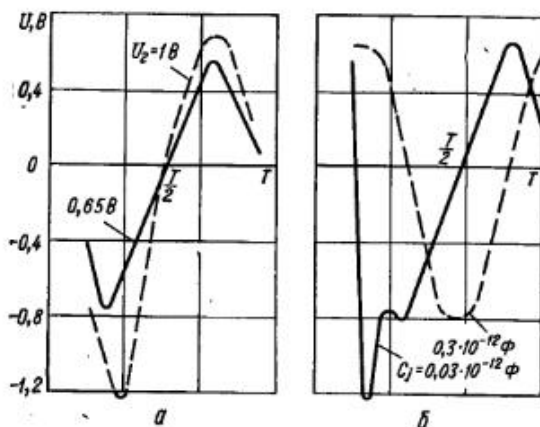


Рис. 4.21. Форма напряжения гетеродина на переходе диода ( $U$ ) с параметрами  $L_B = 10^{-9}$  Гн,  $R_s = 8$  Ом при следующих значениях: а —  $C_j = 0,3 \cdot 10^{-12}$  Ф;  $I_r = 0,4 \cdot 10^{10}$  Гц; б —  $U_r = 0,8$  В;  $f_r = 0,94 \cdot 10^{10}$  Гц;  $T = 1/f_r$ .

сит от внешнего смещения, что является некорректным); с увеличением напряжения гетеродина коэффициент подавления уменьшается быстрее, чем с ростом напряжения положительного внешнего смещения, поэтому при использовании диода в режиме, при котором диод согласован со стандартной линией передачи, подавление больше при использовании положительного смещения, чем при большей мощности гетеродина.

На рис. 4.23 показаны экспериментальные характеристики микроволнового Т-моста (см. гл. 4.5), выполненного на керамике толщиной 0,3 мм с  $\epsilon = 9,6$ , который работает в полосе  $18 + 20,5$  ГГц [145]. С использованием этого моста выполнен макет ДБС работающего на этих же сигнальных частотах и имеющего  $f_{п} = 0...3$  ГГц. Переход

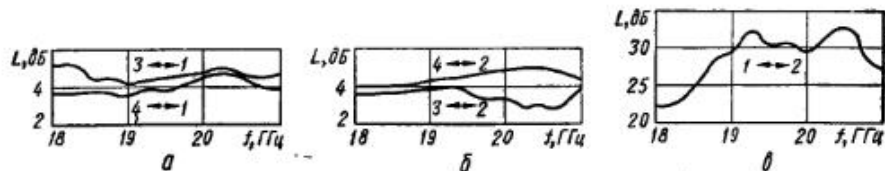


Рис. 4.23. Экспериментальные характеристики работы Т-моста: а — в фазе; б — в противофазе; в — характеристики развязки; 1 — вход сигнала; 2 — вход гетеродина; 3, 4 — выходы моста

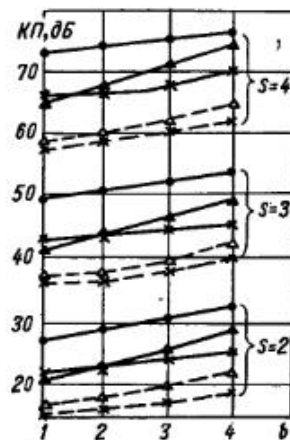


Рис. 4.22. Зависимость коэффициента подавления комбинационных составляющих частотного спектра одноконтурного смесителя от номера гармоник частот гетеродина  $b$  и сигнала  $s$  соответственно:

— с учетом нелинейной емкости и проводимости при  $R = 50$  Ом; --- с учетом только нелинейной проводимости при  $R = 0$ ; -x-x-  $U_r = 0,74$  В;  $U_0 = 0$ ; - - - -  $U_r = 0,7$  В;  $U_0 = 0$ ; -△-△-  $U_r = 0,34$  В;  $U_0 = 0,4$  В

на выходные МПЛ осуществляется в обоих БС с помощью сквозных штырьков, диаметр которых 0,5 мм. Применены диоды Шоттки из арсенида галлия, их последовательное сопротивление  $r_s = 2,5$  Ом, емкость при нулевом смещении  $C_j = 0,05$  пФ, коэффициент шума диода на  $f = 20$  ГГц  $z = 20$  — 140 Ом при токе смещения 0,5 мА, который соответствует для данных диодов минимуму потерь преобразования. Пассивные проводники выполнены фотолитографическим способом; 500 Å нихрома и 6000 Å золота нанесены с помощью вакуумного напыления. После этого слой золота доведен до 3 мкм с помощью химического осаждения с последующим фототравлением.

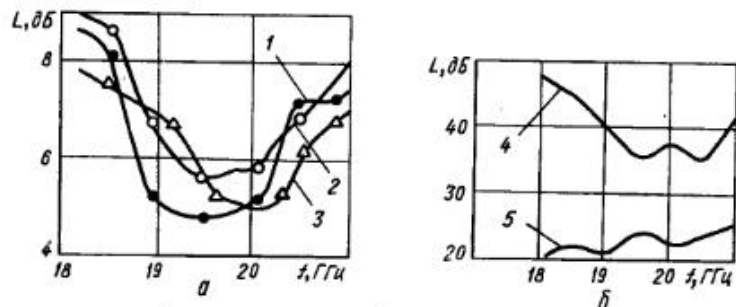


Рис. 4.24. Зависимость потерь преобразования ДБС от частоты сигнала (а) и развязки каналов (б):  
 1 —  $P_r = 13,7$  дБ мВт;  $f_r = 18,7$  ГГц; 2 —  $P_r = 15,4$  дБ мВт;  $f_r = 20$  ГГц;  
 3 —  $P_r = 14,5$  дБ мВт;  $f_r = 20,7$  ГГц; 4 — гетеродина — промежуточной частоты; 5 — сигнал — гетеродина

На рис. 4.24, а показана зависимость потерь преобразования ДБС от сигнальной частоты для различных гетеродинных частот, а на рис. 4.24, б — развязки между каналом гетеродина и сигнальным (или каналом ПЧ). Мощность гетеродина, поступающая на смеситель (14—15 дБ мВт), 60—70 мВт.

**Пример 11.** Рассчитать смеситель на МПЛ со следующими параметрами: полоса рабочих частот  $\Delta f_c = 4,8 \dots 5$  ГГц, причем  $f_r > f_c$ ; подавление зеркального канала  $L_3 = 40$  дБ; всех комбинационных частот не менее 20 дБ; подавление шумов гетеродина на частоте сигнала 10 дБ; мощность гетеродина 5—10 мВт.

Выбираем фильтровой способ подавления зеркального канала, так как требуемую величину подавления 40 дБ очень сложно получить фазовым способом. Промежуточную частоту выбираем такой, чтобы полоса входных частот (4,8—5 ГГц) не пересекалась с полосой зеркальных частот. Так как  $f_r > f_c$ , то  $\Delta f_3 = (4,8 + 2f_n) - (5 + 2f_n)$ . По такому критерию можно выбрать  $f_n = 150$  МГц, тогда полоса гетеродина совпала бы на протяжении 50 МГц с полосой частот зеркального канала. Режекторный фильтр, подавляющий сигнал, проходящий по зеркальному каналу на сигнальном входе БС, будет нарушать балансность моста для частот гетеродина на этом участке. Поэтому следует выбрать  $f_n > 250$  МГц. При 250 МГц  $\Delta f_r = 5050 \dots 5250$  МГц;  $\Delta f_3 = 5300 \dots 5500$  МГц. Таким образом, выбираемый мост должен работать в полосе 4800...5250 МГц, т. е. полоса частот составляет 10%. Выбираем мост Лэнжа, описанный в гл. 2

[32, 140]. Длина области связи в нем определяется для выбранного диэлектрика (полнокор с  $\epsilon = 9,8$ , толщиной 1 мм) из выражения

$$c_0/4K_y \cdot 5000 \text{ МГц} = 6 \text{ см/4} \cdot 2,51 \approx 0,6 \text{ см,}$$

где  $c_0$  — скорость света;  $K_y$  — коэффициент укорочения длины волны (см. гл. 1).

При этом выбор БС позволил подавлять шумы гетеродина на сигнальной частоте. Выбираем диоды 3А112, так как их рабочая частота выше заданной. Параметры диодов  $\alpha = 35 \text{ В}^{-1}$ ;  $i_0 = 10^{-13} \text{ А}$ ;  $C_j = 0,23 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ ;  $r_s = 8 \text{ Ом}$ ;  $L_B = 0,2 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}$ ;  $C_K = 0,07 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ . Для нормальной работы данных диодов (хорошего согласования с линией передачи) в режиме КЗ по зеркальному кана-

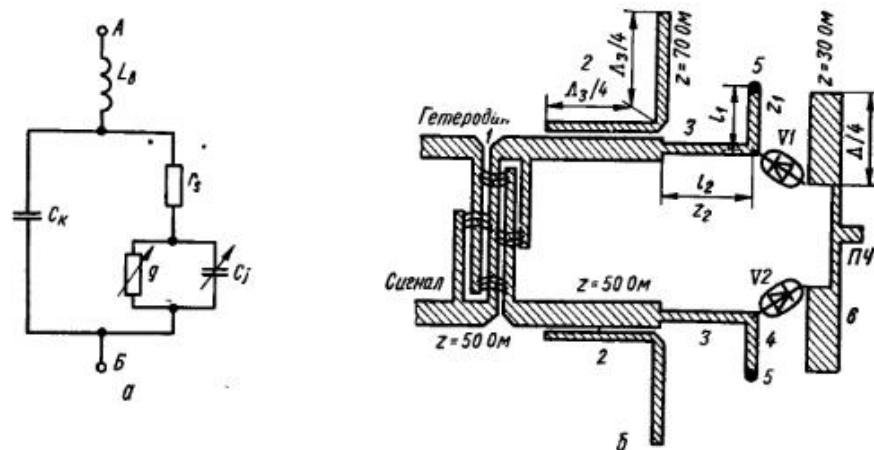


Рис. 4.25. Эквивалентная схема смесительного диода для расчета (а); топология БС (б):

1 — мост Лэнжа; 2 — режекторный фильтр зеркального канала; 3 — согласующий четвертьволновый трансформатор; 4 — параллельный шлейф, компенсирующий реактивность диода; 5 — закоротка шлейфа; 6 — ПЧ

лу требуется мощность не менее 2,5 мВт. Заданная  $P_r$  больше, что вполне достаточно для хорошей работы диодов без введения положительного смещения. Напряжения гетеродина на диоде можно определить по его мощности с помощью рекуррентной формулы:  $U_r = \sqrt{2P_r R_{вх}}$ , где  $R_{вх}$  — функция  $U_r$ . Этому соотношению в задаче удовлетворяет величина амплитуды гетеродина порядка 0,8 В. Используя формулу (4.5), получаем следующую матрицу проводимости диода, См

$$\begin{vmatrix} g_0 & g_1 & g_2 \\ g_1 & g_0 & g_1 \\ g_2 & g_1 & g_0 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 2,84 \cdot 10^{-2} & 2,7 \cdot 10^{-2} & g_2 \\ 2,7 \cdot 10^{-2} & 2,84 \cdot 10^{-2} & 2,7 \cdot 10^{-2} \\ g_2 & 2,7 \cdot 10^{-2} & 2,84 \cdot 10^{-2} \end{vmatrix}$$

По формулам (4.2)—(4.4) вычисляем потери преобразования диода, входное и выходное сопротивления контакта диода Шоттки:  $L_d \approx 5,8 \text{ дБ}$ ,  $R_{вх} = 115 \text{ Ом}$ ;  $R_{вых} = 115 \text{ Ом}$ . При согласовании диода в смесителе необходимо учитывать не только входное сопротивление самого нелинейного элемента перехода, но также последовательное сопротивление растекания диода ( $r_s$ ), емкость корпуса ( $C_K$ ) и индуктивность выводов ( $L_B$ ). Эквивалентная схема реального диода изображена на рис. 4.25, а. Пересчитаем входную проводимость перехода диода  $Y_{вх} = g + jC_j$  к концам выводов диода АБ с помощью формул пере-

счета комплексных проводимости и сопротивления для параллельного соединения в последовательное и наоборот:

$$R = g/(g^2 + C_j^2); X = -C_j/(g^2 + C_j^2), \quad (4.27)$$

где  $R$  и  $X$  — активная и реактивная составляющие полного сопротивления  $Z = R + jX$  перехода.

Затем к  $R$  добавим последовательное сопротивление  $r_s$  ( $R_1 = R + r_s$ ) и перейдем к параллельному соединению для возможности учета  $C_k$

$$G = R_1/(R_1^2 + X^2); B = X/(R_1^2 + X^2) \quad (4.28)$$

где  $Y = G + jB$  — проводимость перехода с учетом последовательного сопротивления диода.

В результате таких преобразований получим входное сопротивление реального диода

$$Z_{вх} = \frac{(R + r_s)(R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2) r}{[R + r_s]^2 + [X + \omega C_k (R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2)]^2} - j \left\{ \frac{\omega C_k (R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2) + X (R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2)}{[R + r_s]^2 + [X + \omega C_k (R^2 + 2Rr_s + r_s^2 + X^2)]^2} - \omega L_n \right\}. \quad (4.29)$$

При согласовании смесительного диода величина нагрузки  $Z_n$  должна быть сопряженной с  $Z_{вх}$ , т. е.  $Z_n = Z_{вх}^*$ .

Необходимо отметить, что расчет и согласование диодов следует выполнять в смесителях с учетом фильтров по зеркальному каналу, если таковые предполагаются в схемах приемников. В противном случае, при включении смесителя в приемное устройство, в котором имеется фильтр, произойдет рассогласование диода.

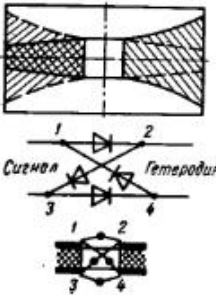
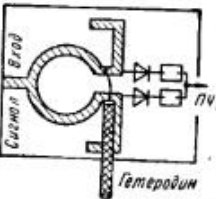
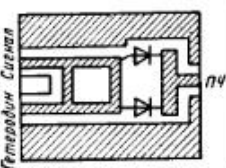
Рассчитаем входное сопротивление диода при условии, что емкость перехода  $C_j$  — величина постоянная и с учетом эквивалентной схемы диода (рис. 4.25, а). Входная полная проводимость перехода, См,  $Y_{вх} = 1/R_{вх} + j\omega C_j \approx 8,7 \times 10^{-3} + j \cdot 7 \cdot 10^{-3}$ . Подставляя это значение в формулу (4.29), получаем входное полное сопротивление последовательно включенных активной и реактивной составляющих проводимости диода:  $Z_{д.вх} \approx 97 + j \cdot 51$  Ом. Используя выражение (4.28), находим входную полную проводимость диода, эквивалентную параллельному соединению активной и реактивной составляющих диода:

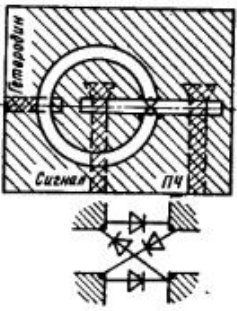
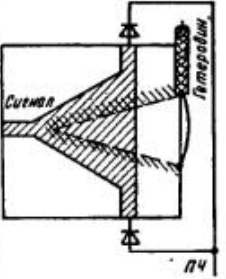
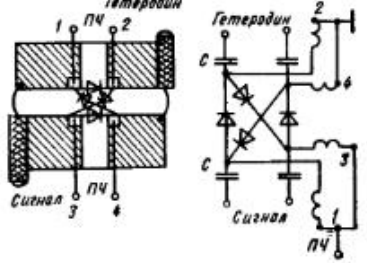
$$Y_{д.вх} \approx 8,1 \cdot 10^{-3} + j \cdot 6,1 \cdot 10^{-3}.$$

Мощность гетеродина, потребляемая диодом,  $P_r = U_r^2 \operatorname{Re} Y_{д.вх} / 2 \approx 2,6$  мВт. Согласовывать диод с линией передачи необходимо по входным величинам  $Z_{д.вх}$  или  $Y_{д.вх}$  самого диода.

Трансформатор, согласующий входное сопротивление диода с линией, имеющей волновое сопротивление 50 Ом, рассчитываем по методике, изложенной в гл. 5. Таким образом, получаем топологическую схему смесителя (рис. 4.25, б). Такой смеситель имеет следующие параметры: потери преобразования 5,8 дБ; подавление зеркальной частоты более 15 дБ за счет реже-

Таблица 8

Параметры	ДБС на симметрирующих трансформаторах	Камертонный смеситель	Смеситель на комбинации ШЛ и КЛ
Топология			
Диапазон частот	1—18 ГГц	5,5—12,4 ГГц	0,5 октавы
Развязка сигнал — гетеродн, дБ	20	13	15
КСВ: входа сигнала	2	3,5	1,5
входа гетеродина	2	Не нормируется	1,5
Потери преобразования, дБ	9	10	8

Параметры	ДБС на комбинации ШЛ и МПЛ	Смеситель на комбинации МПЛ и ШЛ	ДБС на ШЛ
Топология			
Диапазон частот	1—18 ГГц (20 %)	1—2 октавы	0,4—18 ГГц
Развязка сигнал — гетеродн, дБ	15	30	20—30
КСВ: входа сигнала	1,5	1,5—2	1,5
входа гетеродина	1,5	1,52	1,5
Потери преобразования, дБ	8	8	8

торного фильтра 2, который служит для создания КЗ по зеркальному каналу для уменьшения потерь преобразования и входного сопротивления смесителя; подавление зеркального канала до 40 дБ достигается дополнительным полосно-пропускающим фильтром на сигнальном входе смесителя, который легко рассчитать методами, рассмотренными в гл. 3; подавление комбинационных составляющих значительно больше 20 дБ, так как, согласно номограммы (рис. 4.3), они отсутствуют в полосе ПЧ; подавление шумов гетеродина 14 дБ за счет балансуности смесителя. Подробный анализ смесителя и оптимизацию его схемы можно выполнить, используя ЭВМ.

Более сложные примеры разработанных в настоящее время СВЧ смесителей приведены в табл. 8 [77]. Двойной балансный смеситель работает в широком диапазоне частот 1...18 ГГц. Недостаток — двустороннее расположение проводящих линий сигнала и гетеродина с точным совмещением их рисунков, размещение диодов в ограниченном пространстве с выводами диодов на обе стороны подложки. Камертонный смеситель построен по БС и имеет частотный диапазон до октавы. В смесителе на копланарно-щелевом трехдецибелном НО весь рисунок расположен с одной стороны подложки. Развязка сигнал — гетеродин получается за счет НО. Для построения смесителя с ПЧ, находящейся в СВЧ диапазоне, можно использовать ДБС на комбинации ЩЛ и МПЛ. Резкий рост потерь в ЩЛ обнаружен на частотах ниже 400 МГц. Частотный диапазон до 0,5 октавы вследствие наличия узкополосных четвертьволновых переходов с микрополосковой линии на щелевую и наличия щелевого кольца для съема сигнала ПЧ. Широкополосный смеситель на комбинации МПЛ и ЩЛ, волноводным аналогом которого является смеситель на основе двойного волноводного тройника, имеет высокую развязку между входами. Смеситель трудно изготовить, так как требуется точное совмещение рисунков с обеих сторон платы. Широкополосный ДБС на ЩЛ технологически прост и имеет хорошие параметры в широкой полосе частот, рисунок расположен с одной стороны платы. Роль входных трансформаторов выполняют переходы с коаксиальных линий на ЩЛ и трансформаторы импедансов, выполненные на ЩЛ для согласования с мостовой диодной сборкой, которая нагружает ЩЛ. Проводники ПЧ имеют индуктивный характер на СВЧ и поэтому большое входное сопротивление. Перпендикулярное расположение выводов ПЧ относительно ЩЛ увеличивает развязку гетеродин — ПЧ. Емкости имеют малое сопротивление на СВЧ и высокое на ПЧ. Отсутствие резонансных отрезков позволяет иметь широкую рабочую полосу, ограниченную снизу возможностями ЩЛ, а сверху — верхней рабочей частотой диода. Возбуждение осуществляется коаксиальным кабелем, разделка которого (особо отметим) проводится обязательно на токарном станке, а пайку проводят с особой тщательностью [77]. Эти технологические операции сильно влияют на параметры смесителя. Можно применять широкополосные стационарные переходы со ЩЛ на коаксиальную.

### 1. ТРЕБОВАНИЯ К МАЛОШУМЯЩИМ УСИЛИТЕЛЯМ СВЧ И ИХ ПАРАМЕТРЫ

Малошумящие усилители (МШУ) СВЧ обычно используют во входных цепях приемников для усиления входного сигнала, не искажая заложенную в этом сигнале информацию. К МШУ предъявляют следующие требования: сохранение работоспособности в требуемой полосе рабочих частот, низкий коэффициент шума, большой динамический диапазон, низкий КСВ входа и выхода, малая неравномерность АЧХ, высокая линейность ФЧХ, стабильность параметров при изменениях внешних условий (температуры, радиации и т. д.). Если МШУ используют в многоканальных системах (например, в фазированных антенных решетках), то добавляются специфические требования: высокая стабильность АЧХ и ФЧХ во времени, малая неидентичность АЧХ и ФЧХ и низкая стоимость.

**Основные параметры СВЧ МШУ.** Рабочий диапазон частот — это диапазон, в котором усилитель обеспечивает параметры не хуже величин, гарантированных изготовителем [53]. Рабочий диапазон задается граничными частотами: минимальной  $f_{\min}$  и максимальной  $f_{\max}$ . Полоса частот вычисляется относительно средней частоты диапазона:

$$\Delta f = 2[(f_{\max} - f_{\min}) / (f_{\max} + f_{\min})] 100 \%$$

Коэффициент шума — величина, показывающая, во сколько раз уменьшается отношение мощностей сигнал/шум на выходе по сравнению с входом из-за собственных шумов усилителя:

$$K_{\text{ш}} = (P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вх}} / (P_{\text{с}}/P_{\text{ш}})_{\text{вых}}$$

Коэффициент шума можно измерять в децибелах, а также шумовой температурой (особенно при малых величинах), в Кельвинах

$$T_{\text{ш}} = (K_{\text{ш}} - 1) / 290.$$

Коэффициент шума усилителя, который состоит из большого числа идентичных каскадов с усилением  $G$  и коэффициентом  $K_{\text{ш}}$ , определяется выражением

$$K_{\text{ш}\Sigma} = 1 + \frac{K_{\text{ш}} - 1}{1 - 1/G} = 1 + M_{\text{ш}}$$

где  $M_{\text{ш}}$  — мера шума, с помощью которой легче минимизировать коэффициент шума усилителя.

Предельная чувствительность — величина входной мощности, при которой обеспечивается превышение уровня мощности на выходе усилителя над уровнем собственных шумов в 2 раза. Предельная чувствительность измеряется в децибелах относительно ватта (дБ Вт):

$$P_{\text{пред}} = -146 + \Delta f + K_{\text{ш}} + 3.$$



Коэффициент усиления по мощности:  
номинальный коэффициент усиления

$$G = P_{\text{вых.ном}} / P_{\text{г.ном}}$$

где  $P_{\text{вых.ном}}$  — максимальная мощность, отдаваемая усилителем в согласованную выходную нагрузку  $z_n = z_{\text{вых.ус}}$ ;  $P_{\text{г.ном}}$  — максимальная мощность генератора, отдаваемая им в согласованную нагрузку  $z_r = z_{\text{с.н}}$ , при этом необязательно  $z_{\text{с.н}} \neq z_{\text{вых.ус}}$ ;

реализуемый номинальный коэффициент усиления

$$G_p = P_{\text{вых}} / P_{\text{г.ном}}$$

где  $P_{\text{вых}}$  — мощность на выходе усилителя, отдаваемая в реальную нагрузку, причем  $G \geq G_p$ ;

фактический коэффициент усиления

$$G_\phi = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}$$

где  $P_{\text{вх}}$  — мощность, поглощаемая во входной цепи, причем  $G \geq G_p \geq G_\phi$ ;

максимальный коэффициент усиления

$$G_{\text{макс}} = P_{\text{вых.ном}} / P_{\text{вх.ном}}$$

где  $P_{\text{вх.ном}}$  — максимальная мощность, отдаваемая генератором в согласованную нагрузку  $z_r = z_{\text{вх.ус}}$ , причем  $G_{\text{макс}} = G$ , если  $z_{\text{с.н}} = z_{\text{вх.ус}}$ .

Максимальная выходная мощность, которая поступает в нагрузку усилителя в момент уменьшения его усиления  $G_\phi$  на 1 дБ по сравнению с измерением при меньших уровнях входных сигналов, дБ Вт,

$$P_{\text{макс.вых}} = P_{\text{макс.вх}} + G_\phi + 1.$$

Динамический диапазон, дБ,

$$D = P_{\text{пред}} - P_{\text{макс.вых}}$$

Нелинейность ФЧХ — это наибольшее отклонение реальной ФЧХ от идеальной. Допустимый уровень входной мощности — уровень мощности, приводящий к необратимым ухудшениям характеристик усилителя.

## 2. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Наиболее часто в МШУ СВЧ используют следующие усилительные элементы: лампа бегущей волны (ЛБВ), параметрический диод (ПД), туннельный диод (ТД), биполярный транзистор (БПТ) и полевой транзистор (ПТ). Каждый из этих элементов имеет свои достоинства и недостатки, однако наиболее массовое применение в микроэлектронике получили транзисторы. Поэтому далее рассматриваются исключительно усилители на ПТ и БПТ.

До сих пор не совсем ясно, какой предельно минимальный коэффициент шума и на какой частоте можно ожидать у полевых транзис-

тов. Имеются образцы ПТ с рабочей частотой 40 ГГц, у БПТ коэффициент шума на частоте 20 ГГц достигает 12 дБ. Простейшая модель полевого транзистора показана на рис. 5.1, а. Транзистор состоит из пластины полупроводника  $n$ -типа (или  $p$ -типа) с впавлением участков  $p$ -типа ( $n$ -типа), которые соединены между собой и образуют единый электрод — затвор, имеющий металлизированный вывод. Края пластины также имеют металлизированные выводы: исток (откуда движутся основные носители) и сток (куда они движутся). Образованные таким образом  $p$ - $n$ -переходы работают в запираемом состоянии из-за обратного (относительно истока) напря-

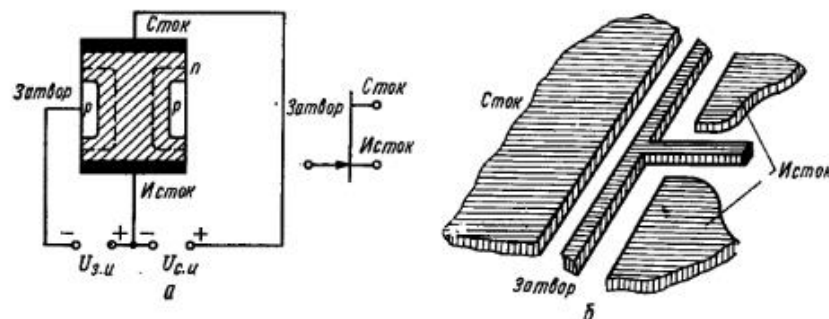
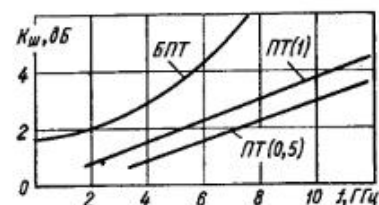


Рис. 5.1. Модель полевого транзистора и его схемное обозначение (а) и конструкция полевого транзистора (б)

Рис. 5.2. Частотные зависимости коэффициента шума СВЧ транзисторов:

ПТ (1) — полевых с шириной затвора 1 мкм;  
ПТ (0,5) — полевых с шириной 0,5 мкм



жения на затворе. От изменения напряжения затвор — исток меняется ширина  $p$ - $n$ -перехода (показан пунктиром), следовательно, меняется ширина канала, по которому движутся основные носители, что ведет к изменению тока через прибор. На рис. 5.1, б показан (в увеличенном масштабе) реальный СВЧ полевой транзистор [141]. От стока к истоку течет постоянный ток по тонкому (толщиной 0,2 мкм) эпитаксиальному слою. Величина тока регулируется глубиной слоя, расположенного снизу металлического затвора, образующего с полупроводником барьер Шоттки. Затвор представляет собой металлическую пленку шириной 1 мкм и длиной 500 мкм. Исток и сток — впавленные омические AuGe контакты. Они отделены от затвора на 1—2 мкм соответственно. Активная площадь прибора (эпитаксиальная пленка) получена с помощью мезатравления.

На коэффициент шума ПТ СВЧ большое влияние оказывает ширина затвора (рис. 5.2). Параметры ПТ в значительной степени зависят от питающих напряжений, причем режим, оптимальный по шуму, не совпадает с режимом, оптимальным по усилению мощно-

сти. Например, при напряжении  $U_{с.н} = 4$  В транзистор имеет максимальное усиление при токе  $I_{с.н} = 80$  мА, минимум меры шума при токе 30 мА, минимум коэффициента шума при 17 мА. Комплексные коэффициенты отражения нагрузки и источника сигнала, при которых реализуются максимальное усиление и минимальный шум, также различны. Комплексные проводимости источника сигнала для ПТ в зависимости от частоты, требующиеся для реализации минимума коэффициента шума ( $Y_{к.ш}$ ), минимума меры шума ( $Y_{м.ш}$ ) и максимума фактического коэффициента усиления ( $Y_G$ ) [141] построены на рис. 5.3, там же показаны S-параметры этого транзистора и частотная зависимость входной проводимости транзистора  $Y_{вх}$  и выходной проводимости  $Y_{вых}$ .

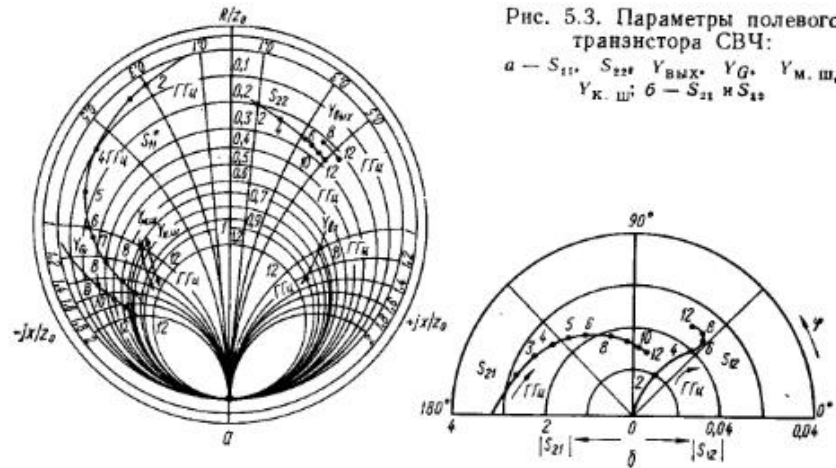


Рис. 5.3. Параметры полевого транзистора СВЧ:  
а —  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $Y_{вх}$ ,  $Y_G$ ,  $Y_{м.ш}$ ,  $Y_{к.ш}$ ; б —  $S_{21}$  и  $S_{12}$ .

### 3. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТРАНЗИСТОРА

Для исследования транзисторного МШУ необходимо иметь его математическую модель. Для получения модели используют представление транзистора в виде четырехполюсника, заданного матричными параметрами  $T$ ,  $S$ ,  $A$  или  $Y$ . Применение S-параметров в СВЧ диапазоне предпочтительнее, так как на этих частотах параметры рассеяния измеряются наиболее точно и расчеты можно проверить экспериментально. Следует отметить, что измеренные S-параметры отдельных транзисторов не дают представления о возможных разбросах их характеристик. Поэтому необходимо иметь алгоритм перехода от параметров, данных в технических условиях (ТУ) на транзистор, к его матричным параметрам. Такая зависимость позволяет также аналитически определять S- или T-параметры в диапазоне частот, зная эти параметры на единственной частоте из этого диапазона.

В зависимости от имеющейся информации пересчет параметров выполняют одним из двух способов: 1) от параметров ТУ переходят к матричным S- или T-параметрам; 2) от параметров матриц рассея-

ния, измеренных на одной частоте, переходят к параметрам в ТУ на этой частоте, а затем от параметров в ТУ к матричным параметрам, которые уже являются функцией частоты. Такой переход выполняется по формулам, приведенным ниже, в которых учитывается частотная зависимость Y-параметров транзисторов.

Рассмотрим первый способ перехода [11]. Из ТУ известно:  $\beta_0$  (статическое) — коэффициент передачи по току в схеме с ОЭ на низкой частоте;  $C_k$  (пФ) — емкость коллектора, измеренная при напряжении, которое указано в ТУ;  $\tau = r'_0 C_k$  (пс) — постоянная времени обратной связи;  $f_{нзм}$  (МГц) — частота, на которой определяется модуль ( $\beta$ );  $f_\tau = |\beta| / f_{нзм}$  (МГц);  $K$  — параметр, зависящий от конструкции транзистора ( $K = 2 \dots 5$ ).

Параметры проводимости для БПТ в схеме с ОЭ находят по формулам, приведенным в работе [110], причем рабочая частота  $f = f_{нзм} \leq f_\tau / 2$ . Все параметры выражены в системе СИ:

$$\left. \begin{aligned} Y_{11} &= \frac{I_3 \cdot 10^3}{26AB} \left[ \frac{1}{\beta_0} + E^2 M + jE \left( 1 - \frac{M}{\beta_0} \right) \right]; \\ Y_{12} &= \frac{-EM\omega C}{KAB} - j\omega C \frac{1+AB}{2AB}; \\ Y_{21} &= \frac{I_3 \cdot 10^3}{26AB} (1 - jEM); \quad Y_{22} = \frac{EM^2\omega C}{KAB} + j\omega C \left( 1 + \frac{M}{KB} \right), \end{aligned} \right\} (5.1)$$

где  $A = 1 + I_3 \cdot 10^3 r'_0 / (26\beta_0)$ ;  $M = I_3 \cdot 10^3 r'_0 / (26A)$ ;

$E = f / f_\tau$ ;  $B = 1 + E^2 M^2$ ;  $r'_0 = \tau K / C_k$ ;  $\omega = 2\pi f$ ;  $r_s = 26 / I_3 \cdot 10^3$ ;  $I_3$  — ток эмиттера, мА.

Зная Y-параметры, пересчитанные из измеренных (при определенном токе эмиттера, напряжении эмиттер — коллектор, частоте) параметров рассеяния, можно перейти к параметрам в ТУ с помощью следующих формул, которые получены из выражений (5.1):

$$\left. \begin{aligned} C &= \frac{\text{Im} Y_{12}^2 I_3 \cdot 10^3}{\omega (I_3 \cdot 10^3 + 26 \text{Re} Y_{21})}; \quad f_\tau = \frac{-f \text{Re} Y_{21} \text{Re} Y_{22}}{\text{Im} Y_{21} \text{Re} Y_{12}}; \\ \beta_0 &= \frac{-\text{Im} Y_{21} \text{Re} Y_{22}}{\text{Im} Y_{11} \text{Re} Y_{22} + \text{Im} Y_{21} \text{Re} Y_{12}}; \quad r'_0 = \frac{26\beta_0 \text{Re} Y_{22}}{I_3 \cdot 10^3 (\text{Re} Y_{22} - \beta_0 \text{Re} Y_{12})}; \\ K &= \frac{\text{Re} Y_{22}}{\left( \text{Im} Y_{22} + \frac{21 \text{Im} Y_{12} I_3 \cdot 10^3}{I_3 \cdot 10^3 + 26 \text{Re} Y_{21}} \text{Re} Y_{12} \right) \left[ 1 + \left( \frac{\text{Im} Y_{21}}{\text{Re} Y_{21}} \right)^2 \right]}; \\ \tau &= r'_0 C_k / K; \quad C = C_k^3 \sqrt{\frac{U_{эк(нзм)}}{U_{эк(раб)}}}. \end{aligned} \right\}$$

Переход от Y-параметров к параметрам рассеяния и обратно ведется по известным формулам [68]. Очевидно, что более точно экспериментальным характеристикам усилителей соответствуют расчетные, в которых использовались таблицы S-параметров, измеренные на различных частотах.

Полевые транзисторы используют в трех схемах включения: с общим истоком (ОИ), с общим затвором (ОЗ) и с общим стоком (ОС). Чаще всего применяется схема с ОИ. На низких частотах схему ОЗ можно рассматривать как схему ОИ с глубокой отрицательной обратной связью по току. Она имеет малое входное и повышенное выходное сопротивления, коэффициент усиления тока равен единице, а коэффициент усиления напряжения такой же, как у схемы ОИ [44]. Схему ОС можно на низких частотах рассматривать как схему ОИ с глубокой отрицательной обратной связью, последовательной по напряжению. Эта схема обладает большим входным и малым выходным сопротивлениями. На СВЧ эти зависимости сильно искажаются из-за влияния паразитных реактивностей и сопротивлений. Структуру ПТ на СВЧ трудно выразить эквивалентной схемой, чтобы затем перейти от нее к математической модели в виде S-матрицы. Поэтому параметры матрицы рассеяния полевого СВЧ транзистора измеряют и приводят в виде таблицы или графика (см. рис. 5.3).

#### 4. РАСЧЕТ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассмотрим структуры и методы расчетов усилителей, которые достаточно просты и точны, а также удобны для разработок микроэлектронных СВЧ усилителей. Расчет усилителя следует начать с выбора типа транзистора. Транзистор должен иметь на рабочих частотах коэффициент шума  $K_{ш, гр}$  приблизительно на 1—2 дБ ниже требуемого. После этого по справочнику или из опыта определяем, каким максимальным усилением на требуемой частоте обладает транзистор. Уменьшив эту величину приблизительно на 2 дБ, находим среднее усиление одного каскада  $G_1$ . Разделив требуемое усиление всего усилителя  $G_2$  на усиление одного каскада, вычислим число каскадов усилителя  $n$ . Каждый каскад можно выполнить безусловно или условно устойчивым. В последнем случае усиление каскада можно получить выше, однако такой каскад работает на строго определенную нагрузку, и если нагрузка из-за производственного разброса или изменения условий эксплуатации выходит за пределы, то усилитель может возбудиться. Поэтому целесообразнее строить усилители безусловно устойчивые, т. е. устойчиво работающие при любой нагрузке. Устойчивость каскада характеризуется его коэффициентом устойчивости [90]

$$K = \frac{1 + |\Delta_s|^2 - |\dot{S}_{11}|^2 - |\dot{S}_{22}|^2}{2 |\dot{S}_{12}| |\dot{S}_{21}|}, \quad (5.2)$$

где  $\dot{S}_{11}$ ,  $\dot{S}_{12}$ ,  $\dot{S}_{21}$ ,  $\dot{S}_{22}$  — элементы матрицы рассеяния транзистора;  $\Delta_s = \dot{S}_{11}\dot{S}_{22} - \dot{S}_{12}\dot{S}_{21}$ .

Для безусловной устойчивости справедливы следующие ограничения:  $K > 1$ ;  $(1 - |\dot{S}_{11}|^2) > |\dot{S}_{12}\dot{S}_{21}|$ ;  $(1 - |\dot{S}_{22}|^2) > |\dot{S}_{12}\dot{S}_{21}|$ . Итак, режим работы каждого каскада усилителя выбирают безусловно устойчивым, после чего переходят к расчету схем согласо-

вания входа и выхода каждого каскада с примыкающими к ним устройствами. При этом учитываются два фактора: согласование транзистора на максимум передачи мощности не совпадает с согласованием на минимум коэффициента шума; коэффициент шума  $K_{ш2}$  усилителя зависит от коэффициента шума каждого каскада ( $K_{ш1}$ ,  $K_{ш2}$ , ...) и от коэффициента усиления каждого каскада в режиме полного согласования по входу и выходу ( $G_1$ ,  $G_2$ ,  $G_3$ , ...). При этом значение коэффициента усиления используют не реально имеющееся, а теоретически возможное

$$K_{ш2} = K_{ш1} + \frac{K_{ш2} - 1}{G_1} + \frac{K_{ш3} - 1}{G_1 G_2} + \dots$$

где все величины безразмерные.

Обычно первые два каскада согласуют по минимуму коэффициента шума, а остальные — по минимуму неравномерности коэффициента передачи в рабочей полосе частот. Для получения минимума коэффициента шума каскада следует комплексную проводимость источника сигнала, имеющую коэффициент отражения  $\Gamma_r$ , трансформировать в комплексную проводимость с коэффициентом отражения  $\dot{\Gamma}_r$ , при котором транзистор имеет минимум коэффициента шума. Коэффициент шума при произвольном коэффициенте отражения источника сигнала  $\dot{\Gamma}_r$  [122]

$$K_{ш} = K_{ш, мин} + 4R_N \frac{|\dot{\Gamma}_r - \dot{\Gamma}_r'|^2}{(1 - |\dot{\Gamma}_r|^2)(1 + |\dot{\Gamma}_r'|^2)},$$

где  $R_N$  — эквивалентное входное шумовое сопротивление транзистора, указанное в справочниках.

Коэффициент отражения  $\dot{\Gamma}_r$  связан с входным комплексным сопротивлением  $z_{к, ш}$ , при котором коэффициент шума минимальный, выражением

$$z_{к, ш} = \frac{(1 - |\dot{\Gamma}_r'|^2) \cdot 50}{1 + |\dot{\Gamma}_r'|^2 - 2 |\dot{\Gamma}_r'| \cos |\dot{\Gamma}_r'|} + j \frac{(2 |\dot{\Gamma}_r'| \sin |\dot{\Gamma}_r'|) \cdot 50}{1 + |\dot{\Gamma}_r'|^2 - 2 |\dot{\Gamma}_r'| \cos |\dot{\Gamma}_r'|}.$$

Так как коэффициент шума не зависит от нагрузки, то выход каскада согласуется по максимальному усилению. Для этого нагрузка должна иметь следующий коэффициент отражения:

$$\Gamma_n = (\dot{S}_{22} + [\dot{S}_{21}\dot{S}_{12}\dot{\Gamma}_r'] / (1 - \dot{S}_{11}\dot{\Gamma}_r'))$$

или комплексное сопротивление

$$z_n = \frac{(1 - |\dot{S}'_{22}|^2) \cdot 50}{1 + |\dot{S}'_{22}|^2 - 2 |\dot{S}'_{22}| \cos |\dot{S}'_{22}|} + j \frac{(2 |\dot{S}'_{22}| \sin |\dot{S}'_{22}|) \cdot 50}{1 + |\dot{S}'_{22}|^2 - 2 |\dot{S}'_{22}| \cos |\dot{S}'_{22}|}.$$

Остается трансформировать  $z_r$  в  $z_{r1}$ , а  $\dot{S}'_{22}$  — в  $\dot{z}'_{r2}$ . Для этого следует в первую очередь выбрать структуру трансформатора. Для узкополосных ( $\Delta f \leq 10\%$ ) усилителей можно рекомендовать Т-об-

разную структуру (рис. 5.4, а), так как параллельный шлейф, закороченный через емкость на землю, удобно использовать для подачи напряжения смещения  $U_{см}$  на электроды транзистора. Для широкополосного усилителя ( $\Delta f > 10\%$ ) можно рекомендовать многозвенную цепь (рис. 5.4, б) [141].

Порядок расчета каскада следующий [72, 141].

1. Определяют в заданном частотном диапазоне комплексное сопротивление входной или выходной цепи транзистора и аппроксимируют его в полосе частот простой цепью. Если вещественная часть сопротивления более постоянная, чем вещественная часть проводимости, то нагрузку лучше представить в виде последовательной RLC-

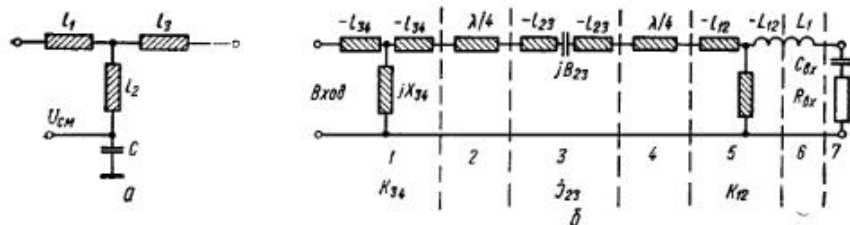


Рис. 5.4. Т-образная структура согласующего трансформатора (а) и широкополосный согласующий трансформатор (б):

1, 5 — импедансный инвертор; 2, 4 — четвертьволновый резонатор; 3 — адмитансный инвертор; 6 — индуктивность последовательного резонансного контура; 7 — эквивалент входной цепи транзистора

цепи. Если более постоянная вещественная часть проводимости, то нагрузку лучше представить в виде параллельной RLC-цепи.

2. При последовательной цепи нагрузки к ней последовательно подключают реактивный элемент так, чтобы получить в ней последовательный резонанс на средней частоте диапазона  $f_0$ , например, индуктивность  $L_1$  в схеме на рис. 5.4, б, величину которой определяют по формуле  $L_1 = 1/(2\pi f_0)^2 C_{вх}$ , где  $C_{вх}$  — емкость входа транзистора.

Для выбора прототипа фильтра нижних частот для схемы согласования рассчитывают декремент затухания

$$\delta = 1/\omega Q_A, \quad (5.3)$$

где  $\omega = (f_b - f_n)/f_0$ ;  $f_0 = (f_b + f_n)/2$ ;  $f_n$  и  $f_b$  — нижняя и верхняя граничные частоты полосы. Например, для схемы на рис. 5.4, б декремент вычисляют по формуле  $\delta = (2\pi f_0 R_{вх} C_{вх})/\omega$ , где  $R_{вх}$  — сопротивление входа транзистора.

Для получения лучшего согласования реактивный элемент, подключаемый к нагрузке, должен быть более сосредоточенным и располагаться как можно ближе к нагрузке. Если размеры реактивного элемента достигают четверти длины волны и более, или он расположен на значительном расстоянии от нагрузки, то увеличивается добротность резонансной нагрузки и сужается полоса согласования. Число резонаторов схемы согласования  $n < 4$ , при увеличении их числа растут потери в схеме согласования. Цепь с единичным резонатором ( $n = 1$ ), состоящая из последовательно включенной индуктив-

ности ( $L_1$ ) и полного сопротивления инвертора ( $K_{12}$ ) при  $C_{вх} = 0,57$  пФ и  $R_{вх} = 21$  Ом, имеет ширину полосы согласования 8,9—11,1 ГГц при  $f_0 = 10$  ГГц. Цепь прототипа фильтра нижних частот с двумя реактивными элементами ( $n = 2$ ) получается, если добавить один четвертьволновый резонатор к резонатору, образованному нагрузкой. Цепь с двумя дополнительными четвертьволновыми резонаторами ( $n = 3$ ) расширяет полосу ( $\Delta f = 6...14$  ГГц). Применение в схеме попеременно импедансных и адмитансных инверторов позволяет использовать последовательные четвертьволновые резонаторы, которые очень легко реализовать в микронном исполнении

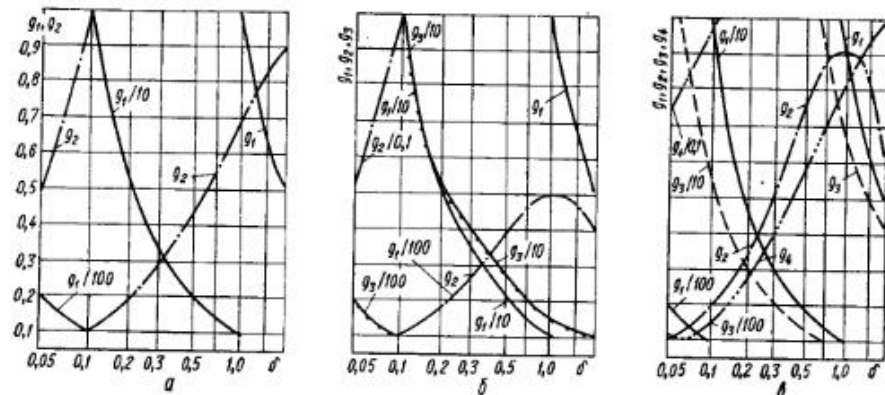


Рис. 5.5. Величина элементов чебышевских согласующих цепей в зависимости от  $\delta$  при минимальных значениях  $L_{макс}$  и  $g_0 = 1$ ,  $\omega_1 = 1$ :

а — для  $n = 1$ ; б — для  $n = 2$ ; в — для  $n = 3$ ;  $\delta = 1/(\omega' g_1 g_0) = 1/(G' \omega' L_1)$

в виде отрезка линии. Для чебышевской аппроксимации АЧХ, при которой схема согласования получается в 1,5—2 раза малогабаритнее, чем при аппроксимации максимально плоской функцией, число резонаторов

$$n = \left( \operatorname{arc ch} \sqrt{\frac{L_s - 1}{L_n - 1}} \right) / \operatorname{arc ch} \frac{\eta_a}{\eta_n},$$

где  $L_s$  — минимальные потери в полосе запираания;  $L_n$  — максимальные потери в полосе пропускания (в раз);  $\eta_n = f_b/f_0 - f_0/f_b$ ;  $\eta_a = f_a/f_0 - f_0/f_a$ ;  $f_a$  — частота запираания, на которой допустимы потери  $L_s$ .

При этом максимальный коэффициент отражения

$$|\Gamma|_{макс} = [(L_n - 1)/(L_n + 1)]^{1/2}.$$

Величины элементов чебышевских согласующих цепей в зависимости от декремента  $\delta$  построены на рис. 5.5 [141]. Структуры инверторов изображены на рис. 5.6.

Параметры схемы согласования рассчитывают с помощью формул [141]

$$K_{12} = z_0 \left( \frac{\pi \omega R_{\text{вх}}}{4g_1 g_2 z_0 \delta} \right)^{1/2}; \quad (5.4)$$

$$I_{23} = \frac{1}{z_0} \frac{\pi \omega}{4} \left( \frac{1}{g_2 g_3} \right)^{1/2}; \quad (5.5)$$

$$K_{34} = z_0 \left( \frac{\pi \omega}{4g_3 g_4} \right)^{1/2}, \quad (5.6)$$

где  $z_0$  — волновое сопротивление линии передачи между инверторами.

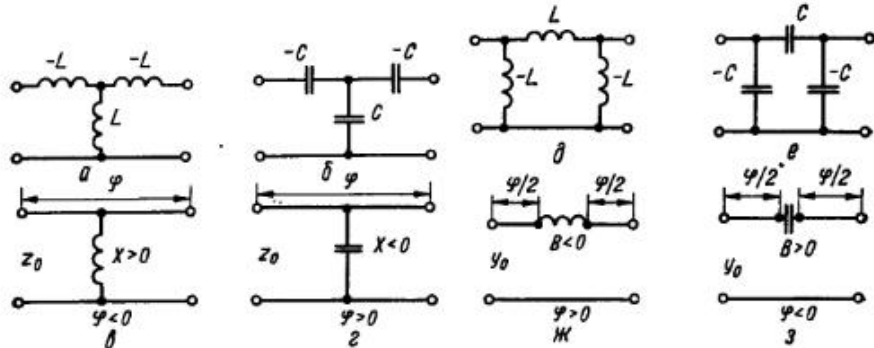


Рис. 5.6. Схемы  $K$ -инверторов:

$a - k = \omega L$ ;  $b - k = 1/\omega C$ ;  $c - k = z_0 \operatorname{tg}(\varphi/2)$ ;  $\varphi = \arctg(2x/z_0)$ ;  $|x/z_0| = (k/z_0)/[1 - (k/z_0)^2]$ ; схемы  $I$ -инверторов:  $d - l = 1/\omega L$ ;  $e - l = \omega C$ ;  $ж, з - l = Y_0 \operatorname{tg}|\varphi/2|$ ;  $\varphi = \arctg(2B/Y_0)$ ;  $|B/Y_0| = (l/Y_0)/[1 - (l/Y_0)^2]$

Для перехода к топологической схеме используют формулы

$$X_{ik} = \frac{K_{ik}}{1 - (K_{ik}/z_0')^2}; \quad (5.7)$$

$$l_{ik} = \frac{\lambda_0}{4\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg} \left( \frac{2X_{ik}}{z_0'} \right); \quad (5.8)$$

$$L_{12} = \frac{K_{12}}{4\pi f_0} \quad (\text{при } K_{12} \ll z_0'); \quad (5.9)$$

$$B_{23} = \frac{I_{23}}{1 - (I_{23}z_0')^2}; \quad (5.10)$$

$$l_{23} = \frac{\lambda_0}{4\pi} \operatorname{arc} \operatorname{tg} (2B_{23}z_0'), \quad (5.11)$$

где  $\lambda_0$  — длина волны в линии на центральной частоте ( $f_0$ );  $z_0'$  — волновое сопротивление используемой линии передачи.

Для получения максимального усиления в полосе частот применяют простой способ согласования, при котором коэффициент передачи схемы согласования на верхней частоте диапазона максимальный, а затем уменьшается с определенной скоростью. Выходную цепь транзистора можно представить в виде параллельного сопротивления  $R'_{\text{вых}}$  и емкости  $C'_{\text{вых}}$ . Так как транзистор имеет минимальное

усиление на верхней частоте диапазона  $f_{\text{в}}$  и усиление его растет при уменьшении частоты со скоростью 4—6 дБ/октаву, то выходную цепь следует выполнять так, чтобы она имела максимальный коэффициент передачи по мощности на частоте  $f_{\text{в}}$ , т. е. комплексное сопротивление  $R_{\text{вых}} + \frac{-j}{\omega C_{\text{вых}}}$  должно трансформироваться в комплексно сопряженное сопротивление нагрузки, а с уменьшением частоты коэффициент передачи должен падать со скоростью 4—6 дБ/октаву.

Такое согласование на практике удобно выполнять по схеме рис. 5.7, а, при этом параллельное соединение  $R$  и  $X$  пересчитывается в последовательное по следующим формулам:

$$R_{\text{вых}} = \frac{1/R'_{\text{вых}}}{y}; \quad X_{\text{вых}} = \frac{-1/X'_{\text{вых}}}{y}; \quad y = (1/R'_{\text{вых}})^2 + (1/X'_{\text{вых}})^2.$$

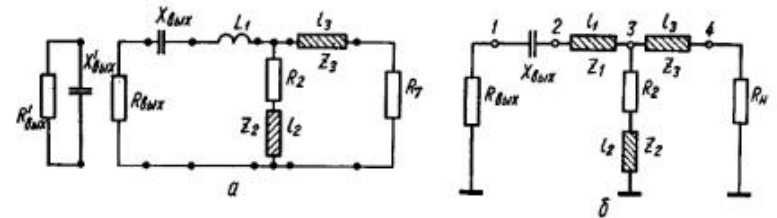


Рис. 5.7. Схема согласования выхода транзистора (а) и эквивалентная схема выходного трансформатора (б)

После этого необходимо скомпенсировать выходную емкость на верхней частоте рабочего диапазона с помощью последовательной индуктивности  $L_1$ , которая выполняется или в виде центрального проводника МПЛ, или в виде тонкой проволоки, или вывода транзистора

$$L_1 = 1/(2\pi f_{\text{в}}^2 C_{\text{вых}}) \quad \text{или} \quad L_1 = X_{\text{вых}}/(2\pi f_{\text{в}}).$$

Затем между выходом индуктивности  $L_1$  и нагрузкой включают четвертьволновой трансформатор для верхней частоты рабочего диапазона с волновым сопротивлением  $z_3 = \sqrt{R_{\text{вых}} R_{\text{н}}}$ . Для создания требующего перекоса АЧХ согласующей цепи в точку соединения индуктивности  $L_1$  и трансформатора параллельно включают активное сопротивление  $R_2$ , которое закорочено на землю микрополосковой линией длиной  $l_2$ . Эта длина равна четверти длины волны в линии на верхней частоте, благодаря чему сопротивление  $R_2$  на этой частоте изолировано от заземленной стороны платы и не поглощает мощности. При понижении частоты схема частично рассогласовывается и начинает отражать; часть мощности поглощается в сопротивлении  $R_2$ , а часть по-прежнему проходит на выход. Поглощение мощности повышает устойчивость усилителя на нижних частотах. Схемы с поглощением подробно рассмотрены в работах [7, 94]. Для расчета величин  $R_2$  и  $z_2$  представим схему рис. 5.7, а в ином виде

(рис. 5.7, б), в которой индуктивность представлена отрезком линии длиной

$$l_1 = \frac{1}{2\pi} \arctg \frac{X_{\text{вых}}}{z_1} \text{ (длин волн).}$$

Классическая ненормированная матрица передачи схемы между узлами 1 и 4 равна произведению матриц емкости, линии  $l_1$ , шлейфа  $l_2$  с сопротивлением  $R_2$  и линии  $l_3$ :

$$[a]_{14} = [a]_c \cdot [a]_{l_1} \cdot [a]_{l_2} \cdot [a]_{l_3}.$$

Матрицы-сомножители соответственно

$$[a]_c = \begin{bmatrix} 1 & X_{\text{вых}} \\ 0 & 1 \end{bmatrix}; [a]_{l_1} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_1 & jz_1 \sin \Theta_1 \\ j \frac{1}{z_1} \sin \Theta_1 & \cos \Theta_1 \end{bmatrix};$$

$$[a]_{l_2} = \begin{bmatrix} \cos \Theta_2 & jz_2 \sin \Theta_2 \\ j \frac{1}{z_2} \sin \Theta_2 & \cos \Theta_2 \end{bmatrix}; [a]_{l_3} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/(R_2 + jz_2 \operatorname{tg} \Theta_2) & 1 \end{bmatrix},$$

где  $\Theta = 2\pi l_i / \Lambda$ ;  $\Lambda$  — длина волны в линии.

Результирующая матрица

$$[a]_{14} = \begin{bmatrix} n \cos \Theta_3 + jb \frac{\sin \Theta_3}{z_3} & b \cos \Theta_3 + jnz_3 \sin \Theta_3 \\ m \cos \Theta_3 + jd \frac{\sin \Theta_3}{z_3} & d \cos \Theta_3 + jm \end{bmatrix}, \quad (5.12)$$

где  $n = a + b/(R_2 + jz_2 \operatorname{tg} \Theta_2)$ ;  $m = c + d/(R_2 + jz_2 \operatorname{tg} \Theta_2)$ ;  $a = \cos \Theta_1 + j(X_{\text{вых}}/z_1) \sin \Theta_1$ ;  $b = X_{\text{вых}} \cos \Theta_1 + jz_1 \sin \Theta_1$ ;  $c = j \sin \Theta_1 / z_1$ ;  $d = \cos \Theta_1$ . Рабочее затухание этой цепи [113]:

$$L_p = \frac{1}{4} \left| \dot{a}_{11} \sqrt{\frac{R_n}{R_{\text{вых}}}} + \frac{\dot{a}_{12}}{\sqrt{R_n R_{\text{вых}}}} + a_{21} \sqrt{R_n R_{\text{вых}}} + \dot{a}_{22} \sqrt{\frac{R_{\text{вых}}}{R_n}} \right|^2,$$

где  $a_{ij}$  — элементы матрицы (5.12).

На верхней частоте  $L_p = 1$ , а на нижней частоте — избыточному усилению транзистора на этой частоте по сравнению с верхней. Это достигается подбором на ЭВМ величин  $R_2$  и  $z_2$ .

Для расчета усилителя с узкой полосой частот (до 5 %) можно воспользоваться методикой, описанной в работе [115]. Цель расчета — определить геометрические размеры согласующих микроволновых линий, подключаемых к транзистору, которые обеспечивают требуемое согласование на заданной центральной частоте диапазона. Усилитель состоит из нескольких идентичных каскадов. Сначала выбирают схему (топологическую) (рис. 5.8). Для подключения к транзистору питающих напряжений входной и выходной согласующие трансформаторы усилителя необходимо выполнять Г-образной конфигурации, причем параллельный шлейф должен быть короткозамкнут через емкость. Но с точки зрения удобства перестройки усилителя на МПЛ лучше, чтобы эти шлейфы не были закорочены по СВЧ, поэтому на практике необходимо искать компромиссные решения: на-

пример, для первого каскада усилителя выполнить оба шлейфа короткозамкнутыми, а во втором каскаде (если схема усилителя имеет гальваническую связь между выходом первого и входом второго транзистора) входной шлейф выполнить незакороченным, а выходной — короткозамкнутым. Вначале выбирают режим транзистора, обеспечивающий минимум коэффициента шума или максимум усиления. Рассмотрим случай максимального усиления. Для выбранного режима измеряют или рассчитывают S-параметры и усилитель проверяют на устойчивость по формулам (5.2). После этого расчет ведут по следующему алгоритму.

Определяют максимальное усиление по мощности

$$G_{\text{макс}} = (|\dot{S}_{21}|/|\dot{S}_{12}|) |K \pm \sqrt{K^2 - 1}|, \quad (5.13)$$

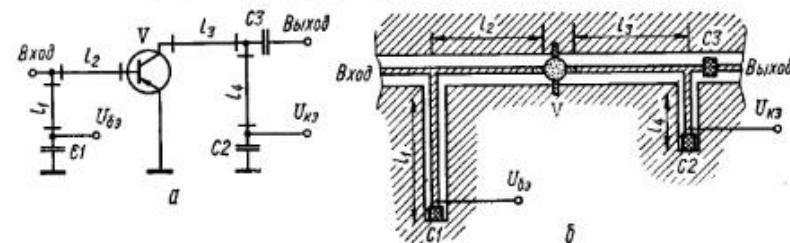


Рис. 5.8. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы однокаскадного усилителя на копланарной линии

при этом перед радикалом «+», если  $B_1 < 0$ , и «-», если  $B_1 > 0$

$$B_1 = 1 + |\dot{S}_{11}|^2 - |\dot{S}_{22}|^2 - |\dot{\Delta}_s|^2, \quad (5.14)$$

$$\Delta_s = \dot{S}_{11} \dot{S}_{22} - \dot{S}_{12} \dot{S}_{21}.$$

Рассчитывают требуемый импеданс генератора

$$\dot{R}_c = \dot{C}_1 \frac{B_1 \pm \sqrt{B_1^2 - 4|\dot{C}_1|^2}}{2|\dot{C}_1|^2}, \quad (5.15)$$

где  $\dot{C}_1 = \dot{S}_{11} - \Delta_s \dot{S}_{22}^*$ .

Требуемый импеданс нагрузки

$$\dot{R}_n = \dot{C}_2 \frac{B_2 \pm \sqrt{B_2^2 - 4|\dot{C}_2|^2}}{2|\dot{C}_2|^2} \quad (5.16)$$

где  $B_2 = 1 + |\dot{S}_{22}|^2 - |\dot{S}_{11}|^2 - |\dot{\Delta}_s|^2$ ;  $\dot{C}_2 = \dot{S}_{22} - \Delta_s \dot{S}_{11}^*$ . (5.17)

Вычисляют реактивную проводимость параллельного шлейфа выходного трансформатора

$$jB_4 = \pm \left| \frac{|\dot{R}_n|^2 (y_0 + G_n)^2 - (y_0 - G_n)^2}{1 - |\dot{R}_n|^2} \right|^{1/2}, \quad (5.18)$$

где  $y_0$  — волновая проводимость используемой передающей линии;  $G_n$  — действительная часть проводимости нагрузки, требующейся для согласования;  $G_c$  — то же, генератора.

Вычисляют реактивную проводимость параллельного шлейфа входного трансформатора:

$$jB_1 = \pm \left[ \frac{|\dot{R}_r|^2 (y_0 + G_r)^2 - (y_0 - G_r)^2}{1 - |\dot{R}_r|^2} \right]^{1/2}. \quad (5.19)$$

Определяют длины параллельных шлейфов:

$$l_{к.д} = \left( \text{arc ctg} \frac{-y_0}{B_{1(2)}} \right) / \beta, \quad (5.20)$$

где  $\beta = 2\pi K_y / \lambda_0$ ;  $K_y$  — коэффициент укорочения длины волны в линии:

$$l_{к.х} = \left( \text{arc ctg} \frac{y_0}{B_{1(2)}} \right) / \beta. \quad (5.21)$$

Определяют длины последовательных шлейфов

$$l_3 = \frac{\theta_{г.г} - \theta_{зг}}{4\pi} \frac{\lambda_0}{K_y}; \quad l_4 = \frac{\theta_{г.н} - \theta_{зн}}{4\pi} \frac{\lambda_0}{K_y}, \quad (5.22)$$

где  $\theta_{г.г}$ ,  $\theta_{г.н}$  — фаза коэффициента отражения реальных генератора и нагрузки с учетом проводимости параллельного шлейфа:

$$\left. \begin{aligned} \dot{Y}_r &= y_0 + jB_1; \quad \dot{Y}_n = y_0 + jB_2; \\ \Gamma_r \angle \theta_{г.г} &= \frac{y_0 - \dot{Y}_r}{y_0 + \dot{Y}_r}; \quad \Gamma_n \angle \theta_{г.н} = \frac{y_0 - \dot{Y}_n}{y_0 + \dot{Y}_n}; \\ \dot{Y}_r &= 1/\dot{R}_r; \quad \dot{Y}_n = 1/\dot{R}_n; \end{aligned} \right\} \quad (5.23)$$

$\theta_{R_r}$ ,  $\theta_{R_n}$  — фазы импедансов генератора и нагрузки, требующихся для согласования.

После расчета первого каскада переходят к расчету второго, который рассчитывают по входу на минимум коэффициента шума. Первый каскад можно согласовывать с величиной импеданса, при которой коэффициент шума 2-го каскада минимальный. Выход второго каскада согласовывают по максимуму усиления в требующейся полосе частот, для этого необходимо выполнить соотношение  $y_{вых2} = y_{вых3}$ .

##### 5. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЭВМ ПРИ ПРОЕКТИРОВАНИИ УСИЛИТЕЛЕЙ

В настоящее время применяют систему проектирования, при которой некоторые этапы проектирования выполняет разработчик, а другие — ЭВМ. Порядок проектирования следующий.

Выбирают тип транзистора (выполняет человек).

Выбирают режим работы транзисторов и проверяют безусловную устойчивость каскадов (человек и ЭВМ).

Рассчитывают число каскадов и выбирают структуру согласующих цепей (ЭВМ и человек).

Вычисляют значения элементов согласования (ЭВМ).

Оптимизируются параметры выбранных согласующих цепей по критерию получения минимального коэффициента шума для первых

двух каскадов, по критерию получения максимальной равномерности усиления для последующих каскадов и т. д.

При исследовании транзисторного усилителя необходимо иметь его математическую модель. Для получения этой модели воспользуемся представлением транзистора и других элементов в виде четырехполюсника, заданного волновыми параметрами передачи, к которым легко перейти от S-параметров с помощью стандартных формул [68]. Такое представление позволяет достаточно просто получить модель всего усилителя в виде произведения T-матриц его элементов. Следует учитывать при этом, что в месте перехода с линии с одним волновым сопротивлением  $z_1$  на линию с другим волновым сопротивлением  $z_2$  следует включать T-матрицу «скачка» волновых сопротивлений [68]:

$$\begin{bmatrix} \frac{N+1}{2\sqrt{N}} & \frac{N-1}{2\sqrt{N}} \\ \frac{N-1}{2\sqrt{N}} & \frac{N+1}{2\sqrt{N}} \end{bmatrix},$$

где  $N = z_2/z_1$ .

Если в месте «скачка» включено параллельное сопротивление  $Z$ , то T-матрица примет вид [68]

$$\begin{bmatrix} \frac{N(1+Y)+1}{2\sqrt{N}} & \frac{N(1+Y)-1}{2\sqrt{N}} \\ \frac{N(1-Y)-1}{2\sqrt{N}} & \frac{N(1-Y)+1}{2\sqrt{N}} \end{bmatrix},$$

где  $Y = 1/Z$ .

Рассмотренную методику применяют в тех случаях, когда разработчик не имеет доступа к комплексным программам синтеза усилителей на ЦВМ. Существует программа Compact [142]. Эта программа имеет банк данных, в котором представлены различные варианты согласующих схем с сосредоточенными или распределенными элементами. Имеется также банк данных транзисторов с указанием S-параметров, шумовых параметров и т. п. Расчеты в основном ведутся по приведенным в данной работе формулам, причем согласование выполняют на минимум шума, заданную равномерность АЧХ и т. д.

Метод оптимизации на ЭВМ элементов топологической схемы, которую предварительно выбрал разработчик, рассмотрен в работе [135]. Критерием оптимизации является минимум функции ошибок  $E$ :

$$E = \sum_{f_1}^{f_n} [\text{подсчитанное } H(f) - \text{требуемое } H(f)]^2,$$

где  $f$  — частота;  $H$  — функция, определяемая как сумма веса усиления, коэффициента шума и коэффициентов отражения входа и выхода усилителя.

6. ТОПОЛОГИЧЕСКИЕ СХЕМЫ  
МИКРОЭЛЕКТРОННЫХ СВЧ УСИЛИТЕЛЕЙ

Микроэлектронные СВЧ усилители на транзисторах представляют собой диэлектрическую плату, на которой нанесен рисунок (топология) пассивной схемы и припаяны или приварены навесные элементы. Усилитель помещается в индивидуальный корпус или вместе с другими элементами — в общий герметичный корпус приемного модуля. Рассмотрим топологическую схему МШУ СВЧ, в которой применена схема питания с гальванически связанными парами транзисторов (рис. 5.9, а). Эта схема имеет параллельную ( $R3$ ) и последовательную ( $R2, R5$ ) отрицательные обратные связи для стабилизации параметров усилителей. Используя электрическую схему

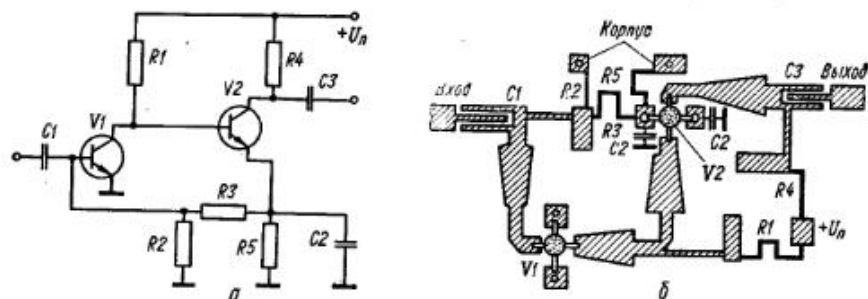


Рис. 5.9. Электрическая схема двухкаскадного усилителя (а) и топологическая схема двухкаскадного усилителя на МПЛ (б)

двухканального усилителя (рис. 5.9, а), можно построить микрополосковый усилитель, топологическая схема которого показана на рис. 5.9, б. Низкочастотные резисторы  $R1-R5$  выполнены с СВЧ пассивной схемой по единой технологии. Емкости  $C2$  представляют собой проходные конденсаторы ( $C = 70$  пФ), соединяющие по СВЧ заземленную сторону платы с лицевой стороной через просверленные в керамике отверстия. На входе и выходе усилителя имеются развязывающие схему по постоянному току фигурные зазоры ( $C1, C3$ ), ширина которых равна приблизительно 50 мкм, а длина — четверти длины волны в полосковой линии. Такие фигурные зазоры имеют потери в 10 %-ной полосе частот 0,1 дБ. Достоинства такой схемы — высокая надежность, которая достигается отсутствием навесных элементов за исключением транзисторов; высокая стабильность рабочей точки транзисторов при производственном разбросе параметров транзисторов и пассивных элементов схемы. Например, 20 %-ный разброс резисторов схемы не влияет на работу усилителя. Если все устройства какой-либо схемы выполнены на ЩЛ, целесообразно для уменьшения потерь в переходах и габаритных размеров усилитель также выполнить на ЩЛ. Топологическая схема четырехкаскадного усилителя на ЩЛ показана на рис. 5.10 (незаштрихованные линии — щели в металлизации), а электрическая схема пары каскадов по постоян-

ному току — на рис. 5.9. Как видно из топологии, СВЧ транзисторы включены в место присоединения к основной ЩЛ четвертьволновых щелевых закороченных резонаторов. Напряжения смещения подаются на металлизированные «островки», ограниченные от остальной металлизации вспомогательными ЩЛ, которые в местах пересечения с основной ЩЛ закорочены по СВЧ с помощью конденсаторов. Эмиттер транзистора  $V2$  расположен на «островке», который ограничен вспомогательной ЩЛ, равной половине длины волны в линии. В центре вспомогательной ЩЛ на расстоянии четверти длины волны от места подключения ее к основной ЩЛ включен четвертьволновой щелевой короткозамкнутый шлейф, исключающий влияние «островка» на параметры усилителя. С обратной стороны диэлектрической подложки нанесены резисторы смещения, которые связаны с «островками» смещения на лицевой стороне подложки при помощи штырьков, проходящих сквозь диэлектрик через просверленные отверстия.

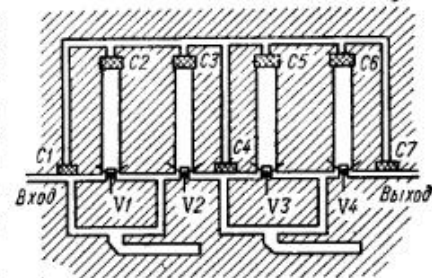


Рис. 5.10. Топологическая схема четырехкаскадного усилителя на ЩЛ

Недостаток такого усилителя — низкая развязка между базой и коллектором (за счет наличия резонатора) СВЧ транзистора, т. е. наличие обратной связи, увеличивающей обратную передачу от выхода ко входу усилителя. Расчет усилителя на ЩЛ выполняется также, как и усилителя на МПЛ.

7. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

По способу построения отдельных каскадов многокаскадные усилители можно разделить на три группы: однокатные, балансные и комбинированные. Преимущества однокатных — меньшие габаритные размеры, меньшее число транзисторов для получения того же усиления и отсутствие подбора пар транзисторов. Преимущества балансных [131] — более широкий динамический диапазон (балансный каскад увеличивает выходную линейную мощность на 3 дБ); высокая надежность; меньшая склонность к самовозбуждению, так как для выравнивания АЧХ в широкополосных транзисторных усилителях вводятся реактивные элементы, увеличивающие отражения на низких частотах, а в балансных каскадах отраженная мощность поглощается нагрузкой направленного ответвителя; балансные схемы можно одновременно согласовывать по минимальному коэффициенту

Таблица 9

Тип	Частотный диапазон, ГГц	Усиление и его неравномерность, дБ	Коэффициент шума, дБ
AT8032	4—8	$37 \pm 1,5$	5
AT12027	8—12	$30 \pm 1,5$	6,5
AD128015	12—18	$42 \pm 1,5$	8
AD181202	18—26	$38 \pm 1,5$	12

транзисторов для получения того же усиления и отсутствие подбора пар транзисторов. Преимущества балансных [131] — более широкий динамический диапазон (балансный каскад увеличивает выходную линейную мощность на 3 дБ); высокая надежность; меньшая склонность к самовозбуждению, так как для выравнивания АЧХ в широкополосных транзисторных усилителях вводятся реактивные элементы, увеличивающие отражения на низких частотах, а в балансных каскадах отраженная мощность поглощается нагрузкой направленного ответвителя; балансные схемы можно одновременно согласовывать по минимальному коэффициенту



шума и по отсутствию отражений мощности; лучшая линейность фазовых характеристик. Чаще всего усилители выполняют из комбинации однотактных и балансных каскадов, причем выходные балансные каскады работают на более мощных транзисторах. Функциональная схема такого усилителя показана на рис. 5.11. Выходная мощность такого усилителя на 6 дБ больше усилителя на тех же транзисторах, но выполненных по однотактной схеме. Параметры МШУ приведены в табл. 9 [143].

**Пример 12.** Рассчитать усилитель на ПТ с рабочей полосой 8–12 ГГц,  $K_{ш\Omega} = 7$  дБ,  $G_p \geq 20$  дБ. Выбираем транзистор [141] В данном случае ПТ можно рассматривать как однонаправленный, при этом эквивалентная схема его преобразуется в две RC-цепи: последовательную на входе и параллельную на выходе. Режим работы выбираем для минимума меры шума:  $U_{с.н} = 4$  В,  $U_{з.и} =$



Рис. 5.11. Функциональная схема многокаскадного усилителя:

1 — схема согласования; 2 — транзистор; 3 — трехцифальный направленный ответвитель; 4 — поглощающая нагрузка

$= -1$  В,  $i_{с.н} = 30$  мА. При этом коэффициент шума транзистора  $K_{шТ} = 3,3 - 4,5$  дБ;  $G_p = 10,4 \dots 7,6$  дБ. Коэффициент шума всего усилителя без учета потерь в согласующих трансформаторах

$$K_{ш\Omega} \approx 1 + \frac{K_{ш} - 1}{1 - 1/G} = 3,2 \text{ (или 5 дБ)}.$$

Число каскадов усиления

$$K = 20 \text{ дБ} / 7,6 \text{ дБ} \approx 3.$$

S-параметры для расчета транзистора определим из рис. 5.3. На средней частоте  $f_0 = 10$  ГГц  $S_{22} = 0,26 + j0,5$ . Приравняем  $Y_{вых} = S_{22}$  и нормируем, умножив на  $1/z_0 = 0,02$ ;  $Y_{вых} = 0,26 \cdot 0,02 + j0,5 \cdot 0,02 = 0,0053 + j0,01$  См, т. е. для  $f_0$  необходимо параллельное соединение сопротивления 192 Ом и емкости 0,16 пФ. На средней частоте  $Z_{11}^* = 0,85 + j1,15$ . Приравняем  $Y_{вх} = S_{11}^*$  и нормируем  $Y_{вх} = 0,017 + j0,023$  (параллельное соединение). Преобразуем его в последовательное соединение  $R_{вх} = 21$  Ом и  $1/\omega C_{вх} = 0,57$  Ом. Рассчитаем входной трансформатор. Крайние частоты:  $f_{в} = 12$  ГГц,  $f_{н} = 8$  ГГц. Определим по формуле (5.3) полосу усилителя и декремент затухания:  $f_0 = 10$  ГГц;  $\Delta f = 0,4$ ;  $\delta = 1,88$ .

Учитывая 40 %-ную рабочую полосу частот, выбираем схему согласования с тремя резонаторами  $n = 3$ . По рис. 5.5, а определяем элементы чебышевских согласующих цепей:  $g_0 = 1$ ;  $g_1 = 0,53$ ;  $g_2 = 0,8$ ;  $g_3 = 0,45$ . Структуру трансформатора выбираем аналогичную той, которая показана на рис. 5.4, б. Опре-

деляем параметры инверторов схем согласования по формулам (5.4)–(5.11) для волнового сопротивления подводящей линии  $z_0 = 50$  Ом:

$$K_{12} = 50 \left( \frac{3,14 \cdot 0,4 \cdot 21}{4 \cdot 0,53 \cdot 0,8 \cdot 50 \cdot 1,88} \right)^{1/2} = 20,33; X_{12} = \frac{20,33}{1 - \left( \frac{20,33}{50} \right)} \cdot 2 =$$

$$= 24,34 \text{ Ом}; L_{12} = \frac{K_{12}}{2\pi f_0} = \frac{20,33}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,33 \cdot 10^{-9};$$

$$j_{23} = \frac{1}{50} \cdot \frac{\pi \cdot 0,4}{4} \left( \frac{1}{0,8 \cdot 0,45} \right)^{1/2} = 0,0104; B_{23} = \frac{0,0104}{1 - (50 \cdot 0,0104)^2} =$$

$$= 0,0142 \text{ См}; C_{23} = \frac{B_{23}}{2\pi f_0} = \frac{0,014}{6,28 \cdot 10^{10}} = 0,22 \cdot 10^{-12} \text{ Ф};$$

$$K_{34} = 50 \left( \frac{\pi \cdot 0,4}{4 \cdot 0,45 \cdot 0,975} \right)^{1/2} = 42,3; X_{34} = \frac{42,3}{1 - \frac{42,3^2}{50}} = 148,8;$$

$$\varphi_{34} = -\frac{1}{2\pi} \arctg \left( \frac{2X_{34}}{50} \right) = -80,37; -I_{34} = \frac{-\varphi_{34}}{2} = 40,2^\circ$$

$$\text{(или } 0,111 \lambda_0); \varphi_{23} = -\frac{1}{2\pi} \arctg (2B_{23} z_0) = \frac{1}{2\pi} \arctg (2 \cdot 0,0142 \cdot 50) = 54,8^\circ;$$

$$-I_{23} = \frac{-\varphi_{23}}{2} = 27,4^\circ \text{ (или } 0,076 \lambda_0); I_a = I_{34-23} = 0,25 \lambda_0 - 0,076 \lambda_0 -$$

$$- 0,111 \lambda_0 = 0,063 \lambda_0;$$

$$\varphi_{12} = -\frac{1}{2\pi} \arctg (2B_{12} z_0) = -\frac{1}{2\pi} \arctg \left( 2 \frac{24,34}{50} \right) = 44,23^\circ;$$

$$-I_{12} = 22,11^\circ \text{ (или } 0,0614 \lambda_0); L_{12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_0} = \frac{20,39}{2\pi \cdot 10^{10}} = 0,33 \text{ нГн};$$

$$I_0 = I_{12-23} = 0,25 \lambda_0 - 0,076 \lambda_0 - 0,0614 \lambda_0 = 0,112 \lambda_0.$$

Для короткозамкнутого шлейфа с волновым сопротивлением 120 Ом

$$\varphi_{ш34} = \frac{1}{2\pi} \arctg \left( \frac{148,8}{120} \right) = 51^\circ; I_{ш34} - \varphi_{ш34} = 0,14 \lambda_0.$$

Для компенсации входной емкости на центральной частоте требуется величина индуктивности, определяемая следующим выражением:

$$L_1 = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{вх}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 10^{10})^2 \cdot 0,57 \cdot 10^{-12}} = 0,45 \cdot 10^{-9} \text{ Гн}.$$

Реальная индуктивность

$$L_{вх} = L_1 - L_{12} = 0,45 - 0,33 = 0,12 \text{ нГн}; L_{ш12} = \frac{X_{12}}{2\pi f_0} = 24,34 / (2\pi \cdot 10^{10}) =$$

$$= 0,39 \text{ нГн}.$$

Таким образом, индуктивность трансформатора:  $L_{вх} = 0,12$  нГн и  $L_{ш12} = 0,39$  нГн. Рассчитаем индуктивность прямоугольника медного проводника, расположенного на диэлектрике поликор с  $\epsilon = 9,6$ , толщиной 1 мм. Для  $L = 0,39$  нГн выбираем отношение  $l/w = 5$  и по рис. 5.12, а определяем:  $L/l = 5,7$  нГн/см. Следовательно, длина проводника  $l = 0,39/5,7 = 0,068$  см  $= 0,68$  мм, ширина проводника  $w = 0,68/5 = 0,136$  мм.

Для  $L = 0,12$  нГн  $l/w = 2$ ;  $L/l = 4$  нГн/см;  $l = 0,12/4 = 0,03$  см  $= 0,3$  мм;  $w = 0,3/2 = 0,15$  мм.

Емкость трансформатора  $C = 0,22$  пФ выполним гребенчатого типа (рис. 5.12, б) [94]. Ширина линии  $w_0 = 0,94$  мм, диэлектрик — поликор,  $h = 1$  мм,  $\epsilon = 9,6$ ,  $\text{tg } \delta = 10^{-4}$ .

Задаемся шириной зазора между зубцами  $t_3 = 0,06$  мм, а ширину зуба  $w_3$  предварительно выбираем равной  $w_3 \approx 2t_3 \approx 0,12$  мм. Число ячеек гребенки  $m = w_0 / [2(w_3 + t_3)] = 0,94 / [2 \times (0,12 + 0,06)] \approx 2,6$ . Округляем  $m = 2$ . Уточняем величину  $w_3$ , используя соотношение  $w_3 + t_3 = w_0 / 2m = 0,94 / 4 = 0,235$  мм,  $w_3 = 0,235 - 0,06 = 0,175$  мм. Определяем длину зуба, см, [94]:

$$l_3 = (1/C) 8,85 \cdot 10^{-2} (v + 1) [2A_1 (m - 1) + A_2],$$

где  $A_1 = 0,614 (h/t_3)^{0,25} (w_3/h)^{0,439}$ ;  $A_2 = 0,41 + 0,775 w_3 / [(2m - 1)(w_3 + t_3)]$ ;  $w_3$ ,  $h$ ,  $t_3$  в одинаковых единицах;  $C$  — пФ.

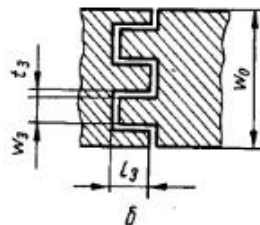
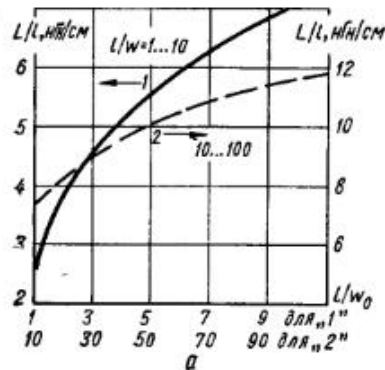


Рис. 5.12. Зависимость погонной индуктивности прямолинейного ленточного проводника от его размеров (а):

1 — для  $t_3/w_3 = 1 \dots 10$ ; 2 — для  $t_3/w_3 = 10 \dots 100$ ; гребенчатый конденсатор (б)

Вычисляем  $A_1 = 0,614 (1/0,06)^{0,25} (0,175 + 1)^{0,439} = 1,32$ ;  $A_2 = 0,41 + 0,775 \cdot 175 / [(2,2 - 1) (175 + 60)] = 0,6$ ;  $l_3 = (8,85/0,22) \cdot 10^{-2} (9,9 + 1) [2 \cdot 1,32 \cdot 1 + 0,6] = 0,07$  см = 0,7 мм.

Структура выходной цепи показана на рис. 5.7, а:

$R'_{\text{вых}} = 192$  Ом;  $C'_{\text{вых}} = 0,16$  пФ.  $X_{\text{вых}} = 1/\omega C'_{\text{вых}}$ . Пересчитаем в последователь-

ное соединение:  $R_{\text{вых}} = 30,4$  Ом;  $X_{\text{вых}} = -70,2$  Ом;  $L_1 = 0,9 \cdot 10^{-9}$  Гн.

Выполняем индуктивность в виде МПЛ с  $z_1 = 200$  Ом.

Тогда длина линии  $l_1 = \frac{1}{2\pi} \text{arctg} \left( \frac{82,9}{200} \right) = 0,06\lambda_w$  или  $0,05\lambda_0$ .

Сопротивление  $R_{\text{вых}}$  трансформируется этим отрезком линии в  $R_{\text{вых,тр}} = 35,5$  Ом, которое согласуется с  $R_{\text{нагр}} = 50$  Ом с помощью четвертьволнового (для  $\lambda_w$ ) трансформатора с параметрами  $l_3 = 0,21\lambda_0$  и  $z_3 = \sqrt{35,5 \cdot 50} = 42$  Ом. Активное сопротивление  $R_2$  и волновое сопротивление  $z_2$  найдем подбором по выражению (5.12) из расчета, что на  $f_n$   $1/G_p = 1$ , а на  $f_n$  рабочее затухание  $1/G_p = 2$ , так как спад усиления на октаву для выбранного транзистора равен около 4,7 дБ. Таким образом, получено:  $R_2 = 85$  Ом,  $z_2 = 38$  Ом. Электрическая и топологическая схемы рассчитанного усилителя и его АЧХ показаны на рис. 5.13. Усилитель выполнен с использованием МПЛ на поликоровой диэлектрической подложке толщиной 1 мм и  $\epsilon = 9,6$ . Размеры линий вычислены по формулам гл. 1 и сведены в табл. 10. Расчет выполнен для толщины напыленных проводников 10 мкм.

Пример 13. Рассчитать однокаскадный транзисторный усилитель на копланарной линии с коэффициентом передачи  $G_p \geq 12$  дБ на частоте  $f = 750$  МГц. Используем транзистор 2N 3570 с параметрами [115]  $S_{11} = 0,277 \angle -59^\circ = 0,146 - j0,237$ ;  $S_{12} = 0,078 \angle 93^\circ = -0,004 + j0,078$ ;  $S_{21} = 1,92 \angle 64^\circ = 0,84 + j1,725$ ;  $S_{22} = 0,848 \angle -31^\circ = 0,727 - j0,436$ . По формулам (5.2), (5.13) —

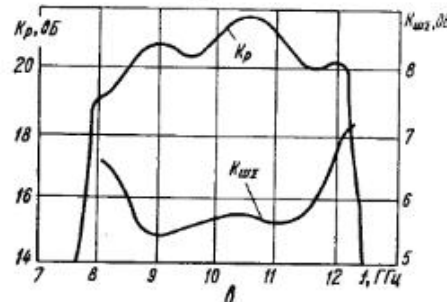
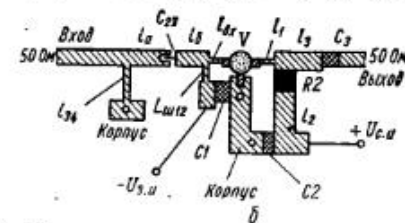
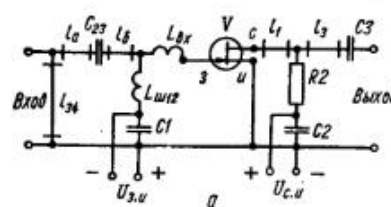


Рис. 5.13. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы одного каскада транзисторного усилителя на полевом транзисторе и экспериментальные частотные зависимости коэффициента передачи по мощности и коэффициента шума трехкаскадного усилителя [141] (в)

Таблица 10

Линия	Длина		Волновое сопротивление, Ом	Шарнир, мм	Длина		Волновое сопротивление, Ом	Ширина, мм
	электрическая $\lambda_0$	геометрическая, мм			электрическая $\lambda_0$	геометрическая, мм		
$l_a$	0,063	0,7	50	0,98	$l_3$	0,21	42	1,32
$l_6$	0,112	1,3	50	0,98	$l_2$	0,21	38	1,6
$l_{ш34}$	0,14	1,9	100	0,5	$R_2^*$	—	—	1,6
$l_1^*$	0,05	1	200	—				

\* Проволока, расположенная над диэлектриком. Подбирают экспериментально.

\*\*  $R_2 = 82$  Ом.

(5.23) рассчитаем  $\hat{\Delta}_2 = 0,323 \angle 295^\circ$ . Коэффициент устойчивости  $K = 1,04$ ;  $B_1 = 0,256$ . Максимальное усиление

$$G_{\text{макс}} = \left| \frac{1,92}{0,078} \right| / |1,03 - \sqrt{1,03^2 - 1}| = 19,2 \text{ или } (12,8 \text{ дБ});$$

$$\hat{C}_1 = (0,146 - j0,237) - 0,323 \angle 295^\circ \cdot 0,847 \angle 31,6^\circ = 0,118 \angle 224^\circ;$$

$$\hat{C}_1^* = 0,118 \angle 135,4^\circ; R_r = \frac{0,54 \angle 46^\circ}{2 \cdot 0,54^2} (0,256 \pm j1,04) = 0,73 \angle 135,4^\circ;$$

$$B_2 = 1 + 0,847^2 - 0,278^2 - 0,323^2 = 1,54 > 0;$$

$$\hat{C}_2 = 0,768 \angle 324^\circ; \hat{C}_2^* = 0,768 \angle 122,6^\circ;$$

$$R_n = \frac{0,929 \angle 28,7^\circ}{2 \cdot 0,929^2} (1,54 \pm j 1,04) = 0,951 \angle 33,8^\circ;$$

$$jB_4 = \mp \left[ \frac{0,951^2 (0,02 + 0,02)^2}{1 - 0,951^2} \right]^{1/2} = \pm 0,123 \text{ См};$$

$$jB_1 = \pm \left[ \frac{0,99^2 (0,02 + 0,02)^2}{1 - 0,99^2} \right]^{1/2} = \pm 0,043 \text{ См}.$$

Электрическая и топологическая схемы усилителя показаны на рис. 5.9. Чтобы длина короткозамкнутого шлейфа была не более  $\lambda/4$ , выбираем знак «-» в выражениях проводимости  $jB_4 = -0,123 \text{ См}$ ;  $jB_1 = -0,043 \text{ См}$ . Для частоты 750 МГц длина волны 40 см. Определим длины шлейфов в схеме:

$$l_4 = \left( \arctg \frac{y_0}{B_4} \right) / \left( \frac{2\pi K_y}{\lambda} \right);$$

$$l_4 = \left( \arctg \frac{-0,02}{-0,1235} \right) \frac{2\pi \cdot 2,4}{40} = 0,425 \text{ см} = 4,25 \text{ мм};$$

$$l_1 = \left( \arctg \frac{-0,02}{0,043} \right) \frac{2\pi \cdot 2,4}{40} = 1,15 \text{ см} = 11,5 \text{ мм};$$

$$\dot{\Gamma}_n = \frac{Y_0 - \dot{Y}_n}{Y_0 + \dot{Y}_n} = \frac{0,02 - (0,02 - j 0,123)}{0,02 + (0,02 - j 0,123)} = 0,953 \angle 162^\circ;$$

$$l_3 = \left( \frac{\Theta_{r,n} - \Theta_{Rn}}{4\pi} \right) \frac{\lambda}{K_y} = \frac{(162 - 34) 40}{720 \cdot 2,4} = 2,96 \text{ см} = 29,6 \text{ мм};$$

$$\dot{\Gamma}_r = \frac{Y_0 - Y_r}{Y_0 + Y_r} = \frac{0,02 - (0,02 + j 0,043)}{0,02 + (0,02 + j 0,043)} = 0,73 \angle 223^\circ;$$

$$l_2 = \left( \frac{\Theta_{r,r} - \Theta_{Rr}}{720^\circ} \right) \frac{\lambda}{K_y} = \frac{223 - 135,4}{720} \frac{40}{2 \cdot 4} = 2,02 \text{ см} = 20,2 \text{ мм}.$$

Для  $\epsilon = 9,6$  50-омная КЛ имеет следующие размеры:  $w = 1 \text{ мм}$ ;  $s = 0,3 \text{ мм}$  (см. гл. 1).

Коэффициент укорочения

$$K_y = \left( \frac{\epsilon + 1}{2 \left( \frac{b}{2a} \right)^{1/2}} \right)^{1/2}; \quad K_y = \left( \frac{9,6 + 1}{2 \left( \frac{0,4}{0,5} \right)^{1/2}} \right)^{1/2} = 2,4.$$

## 8. ВЛИЯНИЕ ВНЕШНИХ ФАКТОРОВ НА РАБОТУ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПТ

Рассмотрим влияние внешних условий на ПТ. Радиационная стойкость ПТ в основном зависит от действия облучения на время жизни основных носителей, которое значительно меньше, чем действие на время жизни неосновных носителей. Облучение приводит к уменьшению проводимости канала, т. е. к уменьшению тока стока и крутизны. Полевые транзисторы более стойкие к радиации, чем биполярные. Так, у ПТ с *p-n*-переходом крутизна заметно снижается при уровнях радиации  $10^{15}$  электрон/см<sup>2</sup>, а у БП — при  $10^{13}$  электрон/см<sup>2</sup> [44]. Нейтронное облучение влияет на параметры ПТ из GaAs следующим образом. Облучение быстрыми нейтронами с плотностью  $5 \cdot 10^{14}$  нейтрон/см<sup>2</sup> уменьшает крутизну вольт-амперной

характеристики на 10%. Облучение с плотностью  $5 \cdot 10^{15}$  нейтрон/см<sup>2</sup> уничтожает большинство свободных носителей [132]. Гамма-излучение уровнем 1,2 МеВ от кобальтового источника (кобальт-60) не вызывает никаких изменений вольт-амперной характеристики. Таким образом, воздействие различных видов облучения на ПТ различно и идет по мере воздействия в следующем порядке: протонное, нейтронное, электронное, гамма-излучение.

Значительно влияет на параметры ПТ окружающая температура. Особенно заметно это влияние на величину шумовой температуры транзистора, которая в интервале температур 50—110 °С описывается выражением [132]

$$T_{ш} = \gamma \frac{\omega C_{з.и}}{g_m} T^\circ, \quad (5.24)$$

где  $T^\circ$  — температура окружающей среды;  $\omega$  — круговая частота;  $C_{з.и}$  — емкость затвор — исток;  $g_m$  — крутизна;  $\gamma$  — постоянный коэффициент, определяемый экспериментально.

На рис. 5.14 показана зависимость температуры шума арсенид-галлиевых транзисторов от температуры окружающей среды. Усиление этих транзисторов уменьшается с возрастанием температуры со скоростью 0,015 дБ/°С для одного транзистора [130].

Стабильность работы усилителей на ПТ во времени  $\Delta G_p = \pm 0,1 \text{ дБ/ч}$ ,  $\pm 0,2 \text{ дБ/день}$ ,  $\pm 0,3 \text{ дБ/нед}$ . Данные приведены для диапазона 3,7...4,2 ГГц при  $G_p = 40 \text{ дБ}$  и  $K_{ш} = 1,55 \text{ дБ}$ .

Среднее время наработки на отказ составляет  $10^6 \dots 10^8 \text{ ч}$ .

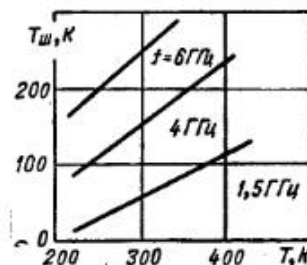


Рис. 5.14. Зависимость температуры шума от температуры среды

## Глава 6 УСТРОЙСТВА, УПРАВЛЯЮЩИЕ МОЩНОСТЬЮ

### 1. ТРЕБОВАНИЯ К УСТРОЙСТВАМ И ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ

Рассмотрим устройства, управляемые внешним электрическим полем (постоянным или непостоянным): выключатели, переключатели, многоканальные коммутаторы, аттенюаторы, модуляторы. Они управляют величиной амплитуды колебаний вследствие отражения или поглощения СВЧ энергии и по этому принципу работы делятся на два типа: проходные и отражающие. К проходным устройствам относят аттенюаторы, модуляторы, стабилизаторы; к отражающим — преимущественно переключатели, защитные выключатели и коммутаторы. Высокое быстродействие, широкополосность, малая потребляемая мощность, незначительные габаритные размеры и масса, долговеч-

ность и надежность микроэлектронных устройств управления мощностью способствовали широкому использованию их в радиотехнике. Рассмотрим только часто применяемые и перспективные широкополосные устройства ( $\Delta f \geq 20\%$ ), с остальными управляющими устройствами можно ознакомиться в книге [15].

К устройствам, управляющим мощностью, предъявляются требования по следующим параметрам: ослаблению — коэффициенту передачи устройства при прохождении управляющего тока; начальным потерям — коэффициенту передачи при отсутствии управляющего тока; скорости переключения, которая определяется временем установления и спада радиопульса, формируемого на выходе устройства, при подаче в схему управления импульсов управляющего тока прямоугольной формы; мощности управления — мощности, потребляемой устройством от внешнего источника напряжения (тока). Кроме перечисленных параметров, важными характеристиками являются КСВ на входе и выходе устройств при отсутствии управляющего тока и в динамическом режиме, а также допустимый уровень мощности на входе устройства. Иногда к этим устройствам предъявляются требования малости амплитудно- и фазочастотных нелинейных искажений, низкого уровня собственных шумов.

## 2. УПРАВЛЯЮЩИЕ ЭЛЕМЕНТЫ

В управляющих устройствах СВЧ диапазона используются разнообразные полупроводниковые элементы, которые можно разделить на три основные группы [97]: сосредоточенные, распределенные и монокристаллы. К сосредоточенным относятся элементы, размеры которых меньше длины волны в полупроводниковом материале и глубины проникновения СВЧ поля в него на рабочей частоте при отсутствии и наличии управляющего электромагнитного поля. У распределенного и монокристалльного элементов размеры соизмеримы с рабочей длиной волны. К первой группе элементов относятся полупроводниковые приборы, работающие на основе контактных явлений, например *p-i-n*-диоды (для диапазона волн с  $\lambda \geq 2$  см); к последующим группам — приборы, использующие некоторые явления в объемных полупроводниках (например, фотоинжекция).

В основе создания всех управляемых элементов лежат три типа физических явлений: ударная ионизация, контактная инжекция и фотоинжекция. Все эти явления изменяют электропроводные свойства полупроводникового материала, т. е. создают в собственном (высокоомном) полупроводнике высокую концентрацию электронно-дырочной плазмы и таким образом превращают объем материала из диэлектрической среды в проводящую среду. На взаимодействии изменяющейся плотности плазмы полупроводника с СВЧ колебаниями и осуществляется управление СВЧ энергией.

Ударная ионизация может использоваться в ограничителях и устройствах защиты от высоких уровней мощности, в других же микроэлектронных устройствах управления мощностью ее не используют, так как это явление протекает в большинстве полупровод-

ников при очень высоких напряженностях электрического поля (порядка десятков или сотен киловольт на сантиметр), что неудобно при управлении.

Контактная инжекция наиболее широко используется в устройствах управления мощностью. В этом случае два вырожденных перехода с противоположным типом проводимости обеспечивают контактный источник первичных носителей. Когда такие контакты смещены в прямом направлении, то и электроны, и дырки инжектируются отдельно, их дрейф и диффузия продолжаются до тех пор, пока объемный заряд не станет нейтральным, т. е. пока не образуется двухкомпонентная плазма. На основе этого явления работают как *p-i-n*-диоды

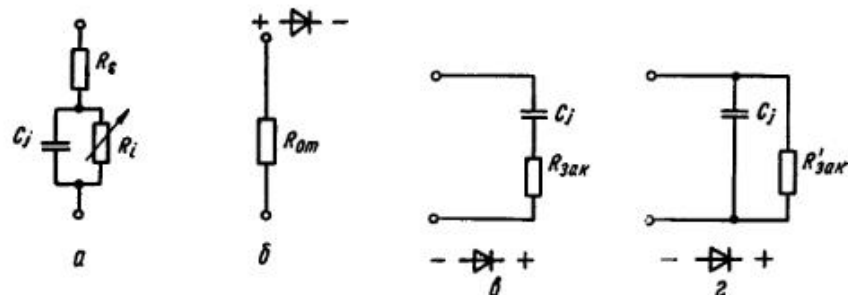


Рис. 6.1. Эквивалентные схемы *p-i-n*-диода:

*a* — в общем виде; *б* — для открытого состояния ( $R_{от} \approx R_s$ ); *в, г* — для закрытого состояния с последовательным и параллельным соединением емкости перехода  $C_j$  и сопротивления закрытого диода ( $R_{зак} = R_s$ ,  $R'_{зак} = 1/\omega^2 C_j^2 R_{ак}$ );  $R_s$  — сопротивление, последовательно включенное с активной областью диода;  $R_i$  — нелинейное сопротивление диода, созданное в основном за счет изменения проводимости *i*-области при подаче на диод смещения

[27], так и специально создаваемые полупроводниковые элементы, имеющие большие размеры и являющиеся одновременно и пассивной частью всего устройства, которые могут управлять большими величинами СВЧ мощности. В микроэлектронике они представляют часть подложки с нанесенными на ней контактами (с переходами) специальной конфигурации и являются распределенными элементами. В волноводной технике на этом явлении создано кремниевое СВЧ окно для переключателя [144].

Основной элемент управления амплитудой СВЧ колебаний — *p-i-n*-диод (рис. 6.1). Эти диоды характеризуются толстой высокоомной областью (базой), которая позволяет при достаточно большой площади перехода получить малую емкость самой полупроводниковой структуры. Большая площадь перехода и значительный объем высокоомной области определяют важнейшую особенность *p-i-n*-диодов: характеристики *p-i-n*-диодов не зависят от падающей на диод СВЧ мощности (вплоть до нескольких ватт в режиме непрерывной генерации). При изменении управляющего тока активное сопротивление высокоомной области *p-i-n*-диода изменяется в  $10^3$  раз и более. Эти диоды включают последовательно с линией передачи

(в токоведущих проводниках) или параллельно линии передачи СВЧ мощности. Переключательные *p-i-n*-диоды характеризуются следующими основными параметрами: емкостью диода, которая в значительной мере определяет частотный диапазон эффективного использования диода; сопротивлением обесточенного диода, которое характеризует начальные потери СВЧ мощности, вызванные наличием диода в передающей линии; сопротивлением диода при протекании через него управляющего тока, изменение этого сопротивления меняет потери, вносимые диодом в линию; временем переключения диода, которое характеризует длительность нестационарного режима при переходе

Таблица 11

Тип диода	Емкость диода, пФ	Сопротивление диода, Ом	Прямой ток, мА	Мощность рассеяния, Вт	Диапазон длин волн
2A516Б*	0,18	5,5	100	1	см, дм
2A517А	0,15...0,3	2,5	26	0,5	см, дм
2A519А	0,2...0,3	2,2	100	0,3	см, дм
2A522А	0,35...0,75	1,8	100	0,3	см, дм

\* Время восстановления 45 мкс.

диода из токового режима в бестоковый или наоборот, иногда быстрое действие *p-i-n*-диода характеризуется также величиной накопленного заряда в высокоомной области диода; максимально допустимой мощностью рассеяния, при которой температура диода не превышает пре-

дельного значения. В табл. 11 приведены основные параметры *p-i-n*-диодов.

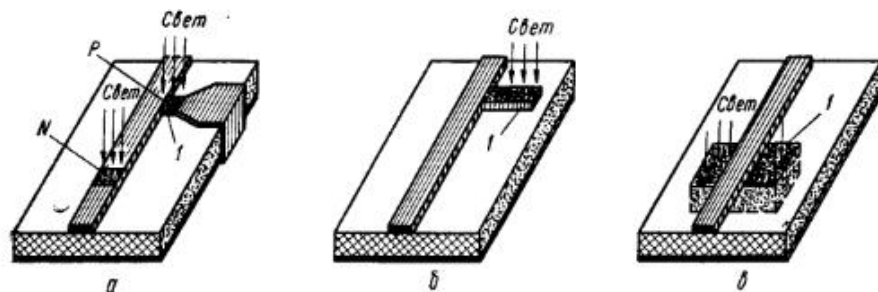


Рис. 6.2. Сосредоточенный и распределенный элементы, использующие явление фотонинжекции:

*a* — включение сосредоточенного элемента в МПЛ (*N* — последовательное, *P* — параллельное); *b* — распределенный элемент, представляющий собой отрезок токоведущего проводника (например, четвертьволновой шлейф); *в* — распределенный элемент — часть подложки; *г* — элементы

Фотонинжекция является перспективным направлением в развитии управляющих устройств СВЧ. Под действием света в объеме высокоомного полупроводника образуются электронно-дырочные пары и переход в проводящее состояние происходит там, где поглощаются фотоны. Основное преимущество этого метода получения плазмы и перевода полупроводника из диэлектрического в электропроводное

состояние заключается в том, что он не требует контакта с полупроводниковым материалом. Оптоэлектронное управление устройств СВЧ особое развитие получит в процессе усовершенствования и удешевления инжекционной лазерной техники, создания долговечных лазерных полупроводниковых диодов (ЛПД) на основе гетеропереходов. Элементы, использующие явление фотонинжекции носителей, позволят увеличить скорость переключения (уменьшить время срабатывания) устройства и увеличить широкополосность. Эти полупроводниковые (из кремния, арсенида галлия и т. д.) управляющие элементы могут быть как сосредоточенными и включаться в линии передач аналогично *p-i-n*-диодам (рис. 6.2, *a*), так и распределенными и представлять собой составную часть либо токоведущих проводников (рис. 6.2, *б*), либо подложки (возможно и подложку в целом) (рис. 6.2, *в*) [103]. Управляемый сигнал подается в схему питания источника света, фотоны которого, падая на полупроводниковый высокоомный ( $\rho \geq 0,1$  кОм · м) элемент, выполненный в виде нанесенной на поверхность диэлектрической подложки полупроводниковой пленки [148] или образца монокристалла, переводят его в проводящее (световое с  $\rho < 0,1$  Ом · м и значительно менее) состояние. В качестве источника света для распределенных элементов можно использовать лампы различных типов и лазеры, а для сосредоточенных — только лазеры и, в особенности, инжекционные лазерные диоды.

### 3. МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ ДЛЯ РАСЧЕТА УСТРОЙСТВ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ

При анализе управляющего устройства возникают две задачи выбора: 1) типа и конструкции устройства и способа включения в него полупроводникового элемента; 2) математической модели цепи, дающей достаточно точное и удобное описание каждого элемента СВЧ устройства. Существенную роль при расчетах параметров управляющих устройств играют матрицы параллельного или последовательного включений управляемого элемента в линию передачи (рис. 6.3). Матрица рассеяния для параллельного включения элемента имеет вид

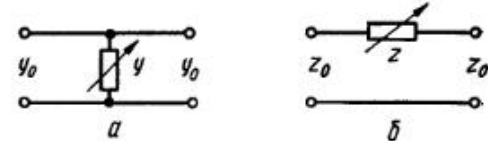


Рис. 6.3. Схема параллельного (*a*) и последовательного (*б*) включения управляемого элемента в линию

$$[S] = \begin{bmatrix} -\frac{Y}{2+Y} & \frac{2}{2+Y} \\ \frac{2}{2+Y} & -\frac{Y}{2+Y} \end{bmatrix}, \quad (6.1)$$

где нормированная проводимость активного элемента  $Y = y/y_0$ ;  $y_0$  — характеристическая проводимость линии;  $y = G + jB$  — комплексная проводимость управляющего элемента.

Из матрицы (6.1) следует, что комплексный коэффициент отражения четырехполюсника с параллельным включением элемента, согласованного с обеих сторон,

$$S_{11} = S_{22} = \frac{-y/y_0}{2 + y/y_0} = -\frac{Y}{2 + Y},$$

а комплексный коэффициент передачи

$$S_{12} = S_{21} = \frac{2}{2 + y/y_0} = \frac{2}{2 + Y}.$$

Определим модуль и аргумент комплексных коэффициентов, когда параллельно включенную проводимость можно рассматривать как чисто активную, т. е.  $y = G$ ,  $G/y_0 = g$ . В этом случае модуль коэффициента отражения

$$|S_{11}| = |S_{22}| = g/(2 + g),$$

а аргумент коэффициента отражения  $\varphi_r = \pi$ . Модуль коэффициента передачи

$$|S_{12}| = |S_{21}| = 2/(2 + g),$$

аргумент коэффициента передачи  $\varphi_r = 0$ . Таким образом, для чисто активной проводимости аргументы коэффициентов передачи и отражения не изменяются при изменении проводимости.

Матрица рассеяния для последовательного включения элемента с сопротивлением  $z = R + jx$  в линию с характеристическим сопротивлением  $z_0$  имеет вид

$$[S] = \begin{bmatrix} -\frac{Z}{2+Z} & \frac{2}{2+Z} \\ \frac{2}{2+Z} & -\frac{Z}{2+Z} \end{bmatrix}, \quad (6.2)$$

где  $Z = z/z_0$  — нормированное сопротивление элемента  $z_0 = 1/y_0$ .

При чисто активном элементе в матрице (6.2)  $Z$  заменяется на  $r/z_0$ . Зная модуль коэффициента передачи, определяем величину затухания в децибелах, вносимого включенным в линию элементом,

$$L = 10 \lg \frac{1}{|S_{12}|^2};$$

при чисто активной проводимости, включенной параллельно в линию,

$$L = 20 \lg (1 + g/2); \quad (6.3)$$

при последовательно включенном в линию чисто активном сопротивлении

$$L = 20 \lg (1 + r/2). \quad (6.4)$$

Матрица передачи отрезка линии с электрической длиной  $\beta l = \theta$ , где  $\beta = \omega/v_\phi = 2\pi/\Lambda$  — фазовая постоянная;  $v_\phi$  — фазовая ско-

рость;  $\omega$  — круговая частота;  $\Lambda$  — длина волны в линии передачи,

$$[T] = \begin{bmatrix} e^{j\theta} & 0 \\ 0 & e^{-j\theta} \end{bmatrix};$$

матрица параллельно включенной в линию проводимости

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Y}{2} & \frac{Y}{2} \\ -\frac{Y}{2} & 1 - \frac{Y}{2} \end{bmatrix}; \quad (6.5)$$

матрица последовательно включенного в линию сопротивления

$$[T] = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z}{2} & \frac{Z}{2} \\ -\frac{Z}{2} & 1 - \frac{Z}{2} \end{bmatrix}, \quad (6.6)$$

Затухание, вносимое каскадным соединением, определяется модулем коэффициента  $t_{11}$  матрицы передачи всей цепочки:

$$L = 20 \lg |t_{11}|.$$

Управляемый элемент целесообразно включать через резонансный отрезок или связанные линии. Такие устройства представляют собой шести- или восьмиполюсники с заданными нагрузками на выходах. Поэтому их расчет целесообразно проводить общими методами.

#### 4. УСТРОЙСТВА НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ УПРАВЛЯЮЩИХ ЭЛЕМЕНТАХ

Простейшим прибором этого класса устройств является выключатель на одном управляемом элементе, например  $p$ - $i$ - $n$ -диоде, который характеризуется двумя рабочими режимами «включено — выключено». Коэффициенты передачи выключателя в этих режимах, называемые потерями пропускания и запирания, обозначаются соответственно  $A_n$ ,  $A_s$ . Они представляют собой элементы матрицы передачи  $t_{11}$  в указанных режимах. Полагая полное сопротивление схемы включения диода в обоих режимах чисто активным (к чему стремятся во всех широкополосных устройствах), на основании выражений (6.5) и (6.6) получим соотношение

$$(A_s - 1)/(A_n - 1) = z_{\max}/z_{\min} = K.$$

Параметр « $K$ » — качество является важной характеристикой коммутирующего элемента, величина которого не зависит от выбора волнового сопротивления линии, но определяет эффективность работы устройства. Для рассмотрения широкополосных выключателей изучим зависимость параметров устройства управления амплитудой СВЧ колебаний от соотношения нормированных активной и реактивной составляющих проводимостей управляющего элемента. Комплекс-

ные коэффициенты передачи  $\tau$  и отражения  $\Gamma$ , определяющие работу управляющего устройства (при согласованных входе и выходе),

$$\tau = 2 / (2 + Y); \Gamma = -Y / (2 + Y),$$

где  $Y = g + jb$  — нормированная комплексная проводимость диода.

Подставив значение нормированной комплексной проводимости в выражение (6.1), получим формулы для определения модулей и аргументов коэффициента передачи и отражения управляющего устройства на одном диоде:

$$\left. \begin{aligned} |\tau| &= 2 / \sqrt{(2 + g)^2 + b^2}; \\ |\Gamma| &= \sqrt{[g(2 + g) + b^2]^2 + 4b^2} / [(2 + g)^2 + b^2]; \\ \varphi_\tau &= -\arctg [b / (2 + g)]; \\ \varphi_\Gamma &= \pi + \arctg [2b / [g(2 + g) + b^2]], \end{aligned} \right\} (6.7)$$

где  $\varphi_\tau$  — аргумент коэффициента передачи;  $\varphi_\Gamma$  — аргумент коэффициента отражения.

Зависимости модулей коэффициентов передачи и отражения от нормированной активной проводимости при постоянной реактивной и от реактивной проводимости при постоянной активной показаны на рис. 6.4. Проходные устройства управления амплитудой СВЧ колебаний с чисто активным управляющим элементом имеют лучшие характеристики по сравнению с управляющими устройствами на одном чисто реактивном элементе. Коэффициент передачи управляющего устройства на активном элементе меньше на 8—20 % (вносимое затухание больше), а коэффициент отражения — на 12—20 % по сравнению

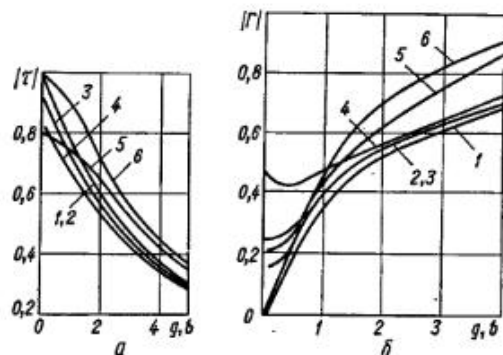


Рис. 6.4. Зависимости модулей коэффициентов передачи (а) и отражений (б) от нормированных проводимостей:

1 —  $b = 0,1$ ; 2 —  $b = 0,3$ ; 3 —  $b = 0,5$ ; 4 —  $b = 1$ ; 5 —  $b = 0,5$ ; 6 —  $b = 0$

с управляющим устройством с реактивным элементом в зависимости от величины нормированных проводимостей. Поэтому для проходных устройств управления амплитудой СВЧ колебаний предпочтительнее элементы с управляемой активной проводимостью. К таким элементам лучше всего приближаются  $p-i-n$ -диоды при работе в диапазоне частот, далеких от частоты собственного резонанса, и фотоинжекционные элементы. Если управляемый элемент имеет также и реактивную составляющую проводимости, характеристики управляющего устройства ухудшаются. При увеличении нормированной реактивной проводимости 0—0,5 коэффициент передачи уменьшается незначительно (вносимое затухание увеличивается на

3 %), а коэффициент отражения увеличивается несколько больше, особенно при малых значениях активной проводимости.

Для уменьшения реактивной проводимости элемента предпочтительно применять бескорпусные  $p-i-n$ -диоды, например, типа 2A517A или 2A522A с обрезанными выводами. В этом случае нормированная активная проводимость диода  $g = z_0 / R_i$ , нормированная реактивная проводимость  $b = z_0 \omega C$ , где  $z_0$  — характеристическое сопротивление линии передачи с  $p-i-n$ -диодом. Когда емкость диода невелика, реактивную проводимость можно сделать достаточно малой выбором соответствующей конструкции управляющего устройства, а также вводом компенсирующих индуктивностей и других неоднородностей в линию передачи.

Таким образом, основным ограничением для проходных устройств управления амплитудой СВЧ колебаний является сравнительно большой коэффициент отражения или коэффициент стоячей волны на входе и выходе устройства. Для управляющих устройств с одним чисто активным элементом нормированной активной проводимости, равной единице,  $K_{с.т} = 2$ . Если нормированная реактивная проводимость равна 0,5, то  $K_{с.т} = 2$  при нормированной активной проводимости, равной 0,8. Таким образом, устройства управления амплитудой СВЧ колебаний на одном элементе не могут иметь большого ослабления при малой величине КСВ без применения специальных мер, предназначенных для отвода отраженной от управляемого элемента мощности в поглощающую нагрузку.

Устройства с одним управляющим элементом имеют также ограниченный диапазон рабочих частот при достаточно большом вносимом ослаблении. Это следует из анализа зависимости нормированной комплексной проводимости корпусного  $p-i-n$ -диода от частоты и управляющего тока (отношения сопротивлений  $R/\rho$ ) [15]. Чем больше величина вносимого ослабления на один управляющий элемент, тем больше требуемая величина нормированной проводимости и тем больше ее зависимость от величины рабочей частоты.

Определим мощность, поглощаемую одним управляющим элементом. Как известно, для управляющего элемента с комплексной проводимостью (сопротивлением) выполняется равенство  $\tau^2 + \Gamma^2 + \kappa^2 = 1$ , где  $\kappa$  — коэффициент поглощения. Квадрат коэффициента поглощения, характеризующий величину поглощаемой мощности,

$$\kappa^2 = 1 - \tau^2 - \Gamma^2. \quad (6.8)$$

Подставив значения модулей коэффициентов передачи и отражения из выражений (6.7) в формулу (6.8) получим для управляющего устройства с одним управляемым элементом

$$\kappa^2 = 4g / [(2 + g)^2 + b^2].$$

Нормированную активную проводимость, при которой поглощаемая мощность максимальна, определяем из условия

$$g = \sqrt{4 + b^2}.$$

Чисто активный управляющий элемент поглощает максимальную мощность, равную половине падающей, при нормированной активной проводимости, равной двум. При этом одна четвертая часть падающей мощности отражается к генератору и одна четвертая часть проходит в нагрузку. Реактивная составляющая проводимости управляющего элемента уменьшает максимальную поглощаемую мощность. Если нормированная реактивная проводимость не превышает 0,5, то уменьшение поглощаемой мощности составляет не более 8 %. Проведенный анализ зависимости нормированных активной и реактивной проводимостей управляющего элемента от частоты тока управления выполнен в предположении, что само включение управляющего элемента в линию передачи не вносит никаких дополнительных проводимостей в эквивалентную схему управляемого элемента, что в основном и осуществляется при использовании бескорпусных *p-i-n*-диодов и фотонинжекционных элементов в микрополосковых интегральных схемах СВЧ. В микрополосковых устройствах управляющий элемент чаще всего включается непосредственно в линию передачи, а реактивная проводимость диода компенсируется дополнительным индуктивным элементом или другой неоднородностью, которую можно математически представить в общем случае четырехполосником [15].

Для расширения диапазона рабочих частот, увеличения вносимого затухания и уменьшения коэффициента стоячей волны применяют многоэлементные управляющие устройства.

С помощью перемножения  $[T]$ -матриц параллельно включенных чисто активных управляемых элементов и отрезков однородных линий передач между ними можно получить максимальное затухание при расстоянии между элементами, равном  $\lambda/4$ , а минимальное — при  $\lambda/2$ , при этом коэффициент отражения минимальный при расстоянии  $\lambda/4$  и максимальный при  $\lambda/2$ . При расстоянии между элементами, равном  $\lambda/4$ , отраженные от элементов волны складываются в противофазе и устройство обладает минимальным КСВ. При расстоянии  $\lambda/2$  управляющие элементы включают параллельно и они сильно шунтируют друг друга. Управляющее устройство вносит минимальное затухание. Отраженные от элементов волны складываются в фазе, образуя максимальный КСВ управляющего устройства. Чтобы уменьшить шунтирующее действие двух и более элементов друг на друга, необходимо выбирать расстояния между ними неодинаковыми и равными поочередно половине и четверти длины волны на средней частоте рабочего диапазона [14]. В этом случае в многоэлементном устройстве только по два элемента будут шунтировать друг друга (неблагоприятный случай) и частотный диапазон устройства расширяется при некотором увеличении величины КСВ.

Для увеличения ослабления при малой величине КСВ применяют меры для отвода отраженной от управляемого элемента мощности в поглощающую нагрузку. Помимо этого, расчет широкополосных аттенуаторов отличается от расчета узкополосных выбором величины вносимого затухания на один управляющий элемент и расстояния между ними, которое не равно  $\lambda/4$ , а выбирается в зависимости от

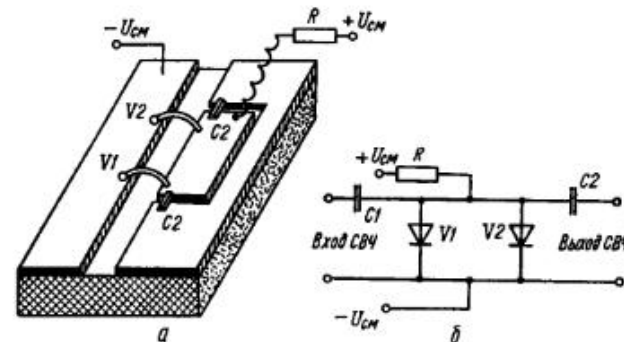
полосы рабочих частот и величины равномерности вносимого затухания в этом же диапазоне частот.

Реальное управляющее устройство на *p-i-n*-диодах имеет цепи питания, которые вносят неоднородности в линию передачи СВЧ энергии и тем ухудшают параметры устройства. В устройствах, построенных на несимметричных полосковых линиях, цепи питания представляют собой большую индуктивность для СВЧ сигнала, исключая его проникновение в них. Чтобы уменьшить величину КСВ устройства, возрастающую за счет влияния цепей питания, часто применяют четвертьволновые шлейфы.

Быстродействие устройства управления СВЧ мощностью определяется быстродействием управляющего элемента и постоянной вре-

Рис. 6.5. Топологическая (а) и принципиальная электрическая (б) схемы защитного выключателя, построенного на ШЛ:

$V_1, V_2$  — бескорпусные *p-i-n*-диоды;  $C_1, C_2$  — конденсаторы;  $R$  — ограничительное сопротивление питания



мени цепей питания  $RC_{\phi}$ , где  $C_{\phi}$  — емкость фильтра разделения цепей СВЧ и цепей питания. Для *p-i-n*-диодов основным фактором, определяющим быстродействие устройств, является время восстановления обратного сопротивления при переходе из проводящего состояния в непроводящее, которое определяется эффективным временем жизни носителей заряда  $\tau_{\phi}$ , составляющее несколько сот наносекунд. Но это только в том случае, если приняты специальные меры по уменьшению времени восстановления *p-i-n*-диода после окончания импульса управляющего тока, которое составляет несколько десятков микросекунд, необходимых для рассасывания накопленного в диоде заряда во время протекания управляющего тока  $I, q = I\tau_{\phi}$ . Для этого создаются управляющие импульсы с крутыми фронтами обратного тока. Иногда для увеличения быстродействия включается небольшая индуктивность последовательно с *p-i-n*-диодом [15]. Эта индуктивность способствует ускоренному удалению накопленных на переходе носителей заряда.

Наличие в устройствах управления мощностью построенных на МПЛ всевозможных конструктивных неоднородностей в линии передачи СВЧ и резонансных развязывающих элементов (например, шлейфов) приводит к сужению рабочей полосы. Избежать этого и расширить рабочий диапазон частот удается построением устройства управления амплитудой СВЧ колебаний на основе ШЛ; топология такого защитного выключателя показана на рис. 6.5, а, а принципиальная



электрическая схема — на рис. 6.5, б. Расстояние между диодами, которые включены в линию передачи благодаря металлизированному «островку», соединенному с остальной металлизацией платы с помощью конденсаторов, равно  $\lambda/4$ . Такой выключатель работает в 50 %-ной полосе частот и имеет начальные потери 0,2 дБ и затухание более 20 дБ.

Для дальнейшего расширения полосы и увеличения быстродействия управляющих устройств СВЧ применяют фотоинжекционные управляемые элементы [102]. Преимущества устройств, использующих эти элементы: отсутствие компенсационных элементов (которые, кстати, полностью не могут компенсировать реактивность  $p-i-n$ -диодов, особенно в широкополосном аттенуаторе), отсутствие цепей питания и, следовательно,

Таблица 12

R, Ом	L, дБ		$N_{\Phi}$ при $l = 1$ мм	J, квант/с		
	последовательное включение	параллельное включение		$\tau = 10^{-10}$ с	$\tau = 10^{-11}$ с	$\tau = 10^{-12}$ с
1	0,1	18,4	$10^{13}$	$10^{16}$	$10^{19}$	$10^{22}$
10	0,83	10,8	$10^{12}$	$10^{15}$	$10^{18}$	$10^{21}$
100	6,02	1,93	$10^{11}$	$10^{14}$	$10^{17}$	$10^{20}$
1000	20,8	0,22	$10^{10}$	$10^{13}$	$10^{16}$	$10^{19}$
10000	40,1	0,005	$10^9$	$10^{12}$	$10^{15}$	$10^{18}$

развязывающих фильтров (шлейфов), которые также сужают полосу частот и, наконец, оптический способ управления, который менее инерционен, что увеличивает быстродействие создаваемых управляющих устройств СВЧ.

Параметры оптоэлектронных устройств на фотоинжекционных элементах (см. рис. 6.2, а), рассчитанные по формулам последовательного и параллельного включения их (6.3) и (6.4) в 50-омную линию передачи, приведены в табл. 12. Оценим возможность получения под действием света сопротивления управляемого элемента менее 10 Ом. Изменение удельной проводимости под действием света [96]

$$\Delta\sigma_{\Phi} = e(\mu_n \Delta n_{\Phi} + \mu_p \Delta p_{\Phi}), \quad (6.9)$$

где  $e$  — заряд электрона;  $\mu_n, \mu_p$  — подвижности электронов и дырок;  $\Delta n_{\Phi}, \Delta p_{\Phi}$  — изменение концентрации электронов и дырок под действием света. Для оценки снизу ограничимся только электронной частью. Учитывая, что фотопроводимость значительно больше темновой проводимости и объем элемента  $V = Sl$  ( $S$  — площадь, перпендикулярная направлению изменения сопротивления;  $l$  — его длина, т. е. расстояние между контактами с металлическими частями линии передачи), а также формулу (6.9), запишем полное число носителей заряда в элементе:

$$N_c = \Delta n_{\Phi} V = I^2 / re \mu_n. \quad (6.10)$$

Для генерации такого числа носителей на поверхность фоточувствительного управляющего элемента должно попадать количество квантов света, определяемого формулой,

$$N_{\Phi} = N_c / \eta = I^2 / re \mu_n \eta, \quad (6.11)$$

где  $\eta$  — квантовый выход.

Полагая  $l = 0,1$  см,  $\mu_n = 8500$  см<sup>2</sup>/(В · с) для GaAs,  $\eta = 0,7$ , а  $r \leq 10$  Ом, получаем, что для возможности эффективного управления СВЧ мощностью необходимо  $N_{\Phi} \geq 10^{12}$  квант. При этом световое удельное сопротивление 0,1 Ом · м и не зависит от конкретных размеров полупроводникового элемента. Удельное сопротивление в темноте для полупроводников, например GaAs, Si, CdSe и других, может быть на несколько порядков выше (выше  $10^3$  Ом · м), коэффициент качества таких элементов  $10^3$  и много больше.

Инерционность устройств (определяемая по спаду проводящего состояния), построенных на таких управляемых линиях передачи СВЧ мощности, зависит от времени жизни фотовозбужденных носителей  $\tau$  в полупроводниковом элементе и может достигать  $10^{-9}$  —  $10^{-10}$  с, а нарастание проводящего состояния определяется еще меньшим временем: генерацией носителей  $10^{-12}$  с. Для того чтобы рассматриваемые устройства работали с быстродействием, определяемым временем  $T$ , необходимо соблюдать соотношение  $T \geq \tau$ , и за промежуток времени  $\tau$  на полупроводниковый элемент должно попадать не менее  $N_{\Phi} = 10^{12}$  квант, т. е. необходим источник света с интенсивностью излучения в импульсе

$$J \geq N_{\Phi} / \tau. \quad (6.12)$$

Таким источником света могут быть всевозможные лазеры, особенно следует отметить возможность использования инжекционных гетеролазеров. Интенсивность излучения лазеров для СВЧ приборов с быстродействием  $10^{-6}$  —  $10^{-9}$  с, посчитанная по формуле (6.12), приведена в табл. 12. Лазерные диоды имеют интенсивность излучения в импульсе значительно большую, чем указана в табл. 12. Следовательно, можно ожидать быстродействия  $10^{-9}$  с с коэффициентом качества элементов более  $10^3$ , что означает большие развязки в таких устройствах, чем в устройствах на  $p-i-n$ -диодах.

Следует учесть, что расчет начальных потерь (без освещения полупроводникового элемента) в линии передачи по формулам (6.3) и (6.4) проводился без учета емкостных связей между центральными проводниками в их разрывах, а также без учета искажения СВЧ поля несимметричной полосковой линии при монтаже элементов, имеющих диэлектрическую проницаемость  $\epsilon \approx 12$ . Для учета этих связей были проведены измерения (в сантиметровом диапазоне частот) потерь в разрывах линий без полупроводникового элемента и с ним, а также с образцом из керамики 22ХС. Результаты даны в табл. 13. По данным табл. 13 можно выбрать темновое удельное сопротивление полупроводникового элемента, а также его размеры и форму, учитывая при этом мощность источника света согласно формулам (6.10) — (6.12). Например, исследования последовательно включенного кремниевого образца монокристалла  $p$ -типа с  $\rho = 0,1$  кОм · м и  $\rho = 0,6$  кОм · м,  $\tau = 10^{-4}$  с и размером  $3 \cdot 1,5 \cdot 1$  мм<sup>3</sup> в разрыв центрального проводника 50-омной линии, равный 1,5 мм, в сантиметровом диапазоне частот дали следующие результаты. В темноте затухание составляло 20 дБ, а при облучении рассеянным светом 12-вольтовой лампы накаливания (мощностью 21 Вт) коэффициент

Таблица 13

Зазор в центральном проводнике, $l$ , мм	$L$ , дБ				
	без полупроводникового элемента	кремний, $\epsilon = 11,6$			22ХС $\epsilon = 9,8$ $1 \times 2 \times 4 \text{ мм}^2$
		$\rho = 20 \text{ кОм} \times$ $\times \text{см}, 1 \times 2 \times$ $\times 4 \text{ мм}^2$	$\rho = 20 \text{ кОм} \times$ $\times \text{см}, 0,5 \times$ $\times 2 \times 4 \text{ мм}^2$	$\rho = 2,3 \text{ кОм} \times$ $\times \text{см}, 1 \times 2 \times$ $\times 4 \text{ мм}^2$	
0,5	23	13,4	14,4	13,5	14,3
1,0	29	16,0	17,5	16,0	16,8
1,5	40	20,5	24	20,5	22
2,0	40	26,5	31	25,7	27,5
2,5	40	30	40	30	34

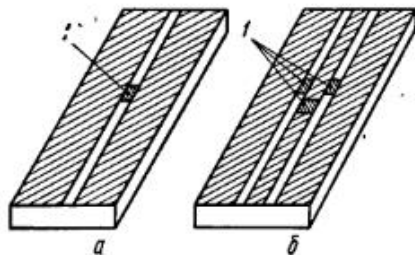
передачи равен 6 дБ [103]. Использование для кремниевого или арсенидгаллиевого образца инжекционного гетеролазера ( $\text{Ga}_x\text{Al}_{1-x}\text{As}$ — $\text{GaAs}$ ) повысит КПД такого СВЧ оптрона примерно на два порядка, что значительно уменьшит начальные потери при уменьшении управляющей мощности. При параллельном включении в СВЧ линию передачи высокоомного кремниевого образца (размерами  $3 \times 1 \times 1 \text{ мм}^3$ )

начальные потери уменьшаются [103]. Освещаемый элемент размещается между центральным проводником и заземленным (см. рис. 6.2, а), находящимся на расстоянии 1 мм. Начальные потери без освещения в сантиметровом диапазоне частот составляют 0,2 дБ, а освещение указанной выше лампы накаливания, создает глубину модуляции потерь более 5 дБ. Недостаток такой конструкции — наличие паразитной емкости между заземленным и центральным проводниками линии передачи, которая с увеличением частоты повышает начальные потери.

Используя фотонинжекционные элементы, можно создать устройства управления СВЧ мощностью на основе ШЛ и КЛ (рис. 6.6). В ШЛ управляемый элемент, расположенный в щели, при воздействии света закорачивает линию передачи. В КЛ управляемый элемент, расположенный в разрыве центрального проводника, под действием света включает передачу СВЧ мощности, а элементы, расположенные между центральным и заземленными проводниками, под действием света закорачивают линию, т. е. выключают передачу СВЧ мощности. В таком устройстве время управления составляет  $10^{-12}$  с, т. е. быстродействие определяется временем генерации носителей как в источнике света — лазере, например, инжекционном, так и в приемнике — полупроводниковом элементе. Продолжитель-

Рис. 6.6. Конструкции оптоэлектронных модуляторов СВЧ на щелевой (а) и копланарной (б) линиях передач:

1 — полупроводниковый оптический управляемый элемент



ность импульса СВЧ мощности такой линии определяется временем задержки между световыми импульсами, облучающими последовательно элемент, расположенный в разрыве центрального проводника, и элементы, расположенные между центральным и заземленным проводниками, а скважность может быть не менее времени жизни фотосенситивителей в приемнике.

Конструирование, построение и расчет многоэлементных устройств на сосредоточенных фотонинжекционных управляемых элементах выполняется так же, как и для устройств на  $p-i-n$ -диодах. Устройства, построенные на фотонинжекционных сосредоточенных элементах могут управлять большими СВЧ мощностями, чем на  $p-i-n$ -диодах, однако для них требуется значительная мощность управляющего сигнала.

**Пример 14.** Разработать аттенюатор на  $p-i-n$ -диодах в 30 %-ном частотном диапазоне с центральной рабочей частотой  $f_0 = 8,5 \cdot 10^9$  Гц; минимальными КСВ по входу и выходу и малой неравномерностью амплитудно-частотной характеристики; плавная регулировка с максимальным затуханием ( $L$ ) более 13 дБ; начальные потери ( $L_0$ ) менее 1,5 дБ.

Выбираем переключаемый  $p-i-n$ -диод типа 2А517А, так как его граничная рабочая частота [27]  $f_{\text{гран}} = 1/(2\pi\sqrt{CL_n})$ , где  $C$  — емкость диода ( $C = 0,3 \text{ пФ}$ );  $L_n = z_0^2 C$ , поэтому  $f_{\text{гран}} = 1/2\pi z_0 C = 1,06 \cdot 10^{10}$  Гц.

Из двух типов аттенюаторов на диодах (аттенюаторов, обеспечивающих поглощение только в диодах, и поглощающих СВЧ энергию как в самих диодах, так и отраженную энергию в нагрузке) выбираем второй, так как для аттенюаторов с плавной регулировкой затухания этот тип проще по схеме питания диодов, требует меньшее количество диодов, менее критичен к температурным колебаниям, а следовательно, более экономичен и надежен в эксплуатации. Малую величину КСВ в аттенюаторах первого типа обеспечивают подачи меньшего напряжения на крайние диоды. В данном случае малость величины КСВ входа и выхода обеспечивается за счет развязанных плеч моста, в одно из которых уходит отраженная от диода мощность и поглощается там в согласованной нагрузке, а другое является СВЧ входом. Решим задачу с помощью моста Ленжа, который имеет хорошую амплитудно-частотную характеристику вплоть до 40 %-ного интервала полосы рабочих частот и более 20 дБ развязки между плечами моста [80, 140].

Количество диодов рассчитаем с учетом максимально заданного затухания и максимального затухания  $L$ , которое может обеспечить один диод, включенный параллельно в линию передачи (из паспорта на диод известно, что при прямом смещении сопротивление диода не более 5 Ом),

$$L = 20 \lg(1 + 1/2 \cdot 0,1) \approx 15,6 \text{ дБ}.$$

Таким образом, достаточно одного диода в СВЧ тракте. Начальные потери складываются из потерь в мостах и потерь в диоде  $L_0$ , которые в основном определяются реактивной составляющей полного сопротивления диода (емкость диода по паспорту не более 0,3 пФ). Посчитать их можно по формуле (6.3), как и максимальные потери. На максимальной рабочей частоте за счет отражения на неоднородности, созданной реактивностью диода, СВЧ потери  $L_0 = 3,5$  дБ. Поэтому необходимо ввести компенсирующие элементы, например индуктивные выточки (отрезки линии передачи с повышенным волновым сопротивлением). Характеристическое сопротивление такой выточки с диодом равно волновому сопротивлению однородной линии, и поэтому ее индуктивность [97]  $L_{н.н} = z_0^2 C$ , где  $C$  — емкость диода. Волновое сопротивление выточки упрощенно можно посчитать по формуле [27]

$$z_1 = L_{н.н} v_{\phi} / l,$$

где  $l$  — длина выточки;  $v_\phi$  — фазовая скорость распространения волны в этой линии — выточке (она равна  $c_0/2,55$ , где  $c_0$  — скорость света в вакууме; 2,55 — коэффициент замедления скорости распространения СВЧ энергии в полноре, на котором создается топология attenuатора). Длина компенсирующей выточки должна быть менее  $1/8\lambda$ . Учитывая диаметр основания диода 0,7 мм, длину выточки выберем 1,5 мм  $< 1/8\lambda$ . Ширину отрезка линии выточки определим по  $Z_1$  с помощью графиков и формул, приведенных в гл. 5 по  $L_{н.в}$  и  $l$ . Она равна 0,65 мм.

Расчет моста Лэджа проведем согласно указанию в гл. 2. Принципиальная электрическая и топологическая схемы attenuатора [66] показаны на рис. 6.7. Проанализируем схему построенного attenuатора. Первый мост делит входной сигнал поровну между диодами. Отраженный от них сигнал (во время подачи на них прямого смещения) приходит ко входному плечу в противофазе (этим обеспечивается низкий КСВ) и в одинаковой фазе к плечу с согласован-

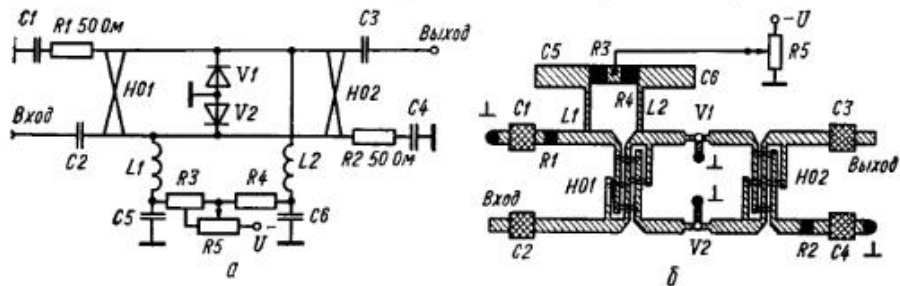


Рис. 6.7. Электрическая (а) и топологическая (б) схемы attenuаторов:  $R3, R4$  — ограничительные сопротивления в цепи питания диодов;  $L$  — четвертьволновые шлейфы;  $C$  — разделительные конденсаторы;  $V$  — диоды

ной 50-омной нагрузкой  $R1$ , где и поглощается. Поэтому в первом мосте особенно важно иметь малый дисбаланс и, конечно, достаточную идентичность диодов. Неточность фазовых соотношений на  $8,5^\circ$  дает КСВ не более 1,32 [140]. На втором мосте прошедшая мощность складывается. Требования к выполнению второго моста менее критичны, и влияет он в основном на начальные потери. Питание к диодам подводится по тонким проводникам, длина которых равна нечетному числу четвертьволновых отрезков и представляет собой квази-разрыв линии для СВЧ мощности. Гальванический разрыв для постоянного напряжения питания диодов представляют собой разделительные конденсаторы  $C$ , которые почти без потерь пропускают СВЧ энергию, например, конденсаторы типа К10-9. Начальные потери такого attenuатора за счет потерь в мостах Лэджа составляют 0,6 дБ плюс частичная рассогласованность диодов и дисбаланс мостов, которые в сумме дают менее 1,5 дБ [80, 140]. Расчет максимального затухания прежний, хотя диоды включены в отрезки линий с повышенным сопротивлением, их характеристические сопротивления равны 50 Ом. Неравномерность АЧХ такого attenuатора 1 дБ и КСВ менее 2.

##### 5. УСТРОЙСТВА НА ЭЛЕМЕНТАХ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Устройства, управляющие СВЧ мощностью, благодаря управляемым элементам с распределенными параметрами, способны выдерживать и обрабатывать более мощные СВЧ сигналы, чем устройства, построенные на сосредоточенных элементах. Как известно, распределенные управляемые элементы используют методы инжекции носителей в объеме полупроводника [111]. Создание таких устройств не может сводиться только к схемотехническим задачам, как в случае с сосре-

доточенными элементами, и поэтому управляемые распределенные элементы должны конструироваться и создаваться совместно со всем или частью управляющего СВЧ мощностью устройством. Такие устройства сейчас только начинают создаваться и не являются серийными.

Создание микроскопических управляющих устройств СВЧ диапазона, работающих на основе контактной инжекции, представляет большие технологические трудности, так как при контактной инжекции для получения плазмы в значительном объеме полупроводника необходимо учитывать два фактора [111]. Во-первых, для обеспечения высокой однородности и плотности плазмы толщина контактирующих структур (или структур переходов), выполняющих роль инжекторов носителей, обычно не должна превышать одну-две диффузионные длины. Следовательно, большое объемное время жизни носителей и низкие скорости поверхностной рекомбинации также обязательны, как и небольшие толщины исходного материала и расстояние между контактами или переходами. Во-вторых, если объем полупроводника должен использоваться и в качестве диэлектрика без потерь и в качестве проводника (при образовании плазмы), то контактные структуры, необходимые для инжекции и генерации плазмы, не должны заметно ухудшать диэлектрические свойства полупроводника при отсутствии инжекции. Это условие весьма существенно при использовании обоих состояний полупроводника, и для его выполнения контакты должны иметь специальную структуру с определенными геометрическими размерами, что необходимо для топологического построения устройства. Такая плазма, инжектируемая в собственный кремний, имеет плотность  $10^{16}$  Ом и удельное сопротивление  $5 \times 10^{-4}$  Ом · м [111]. Несмотря на указанные технологические трудности создания инжекционных контактов большой площади, имеются сведения об отдельных таких устройствах [144].

Фотонинжекция не требует контактов, и она более перспективна для создания управляющих устройств с распределенными параметрами управляемых элементов [5, 84, 102, 103, 148]. В ряде случаев удается создать устройства, имеющие преимущества, например, меньшие начальные потери в управляемых СВЧ линиях передачи мощности [5]. Линия представляет собой следующую конструкцию (см. рис. 6.2, б). Параллельно основному тракту подключается четвертьволновый отрезок линии, центральный проводник которой выполняется из высокоомного полупроводникового материала, облучаемого светом. Начальные потери в таком устройстве менее 0,1 дБ, модуляция потерь, полученная на управляемом элементе из кремния с удельным сопротивлением  $\rho \approx 0,6$  кОм · м и  $\tau \approx 100$  мкс при использовании лампы накаливания ( $U = 12$  В и  $P = 21$  Вт), 4 дБ.

Следует отметить возможность создания проходных управляющих устройств на основе поглощения СВЧ энергии фотонинжекционной плазмой. Одна из конструкций такого attenuатора на МПЛ показана на рис. 6.2, в, часть подложки которой занимает полупроводниковая вставка из собственного кремния с  $\rho = 0,1 \dots 0,6$  кОм · м и временем жизни пары  $\tau = 0,1 \dots 1$  мс [103]. В полноразмерной подложке МПЛ просверливается отверстие, в которое помещается полупроводниковая

вставка, освещаемая вышеописанной лампой накаливания. Такая конструкция — «комбинированная подложка» — позволяет использовать attenuator в совокупности с другими ГИС на одной подложке. В МПЛ, имеющих подложку с высокой относительной диэлектрической проницаемостью  $\epsilon \geq 9$ , затухание состоит из суммы затухания в металлических плоскостях  $\alpha_n$  и затухания, обусловленного потерями в подложке  $\alpha_d$ . Основным источником потерь в рассматриваемых приборах являются диэлектрические потери  $\alpha_d$  вследствие электропроводности подложки. Известно, что поглощение СВЧ мощности в полупроводниках слабо зависит от частоты электромагнитного колебания. Затухание, вносимое attenuatorом, построенным на несимметричной линии, с учетом того, что тангенс угла диэлектрических

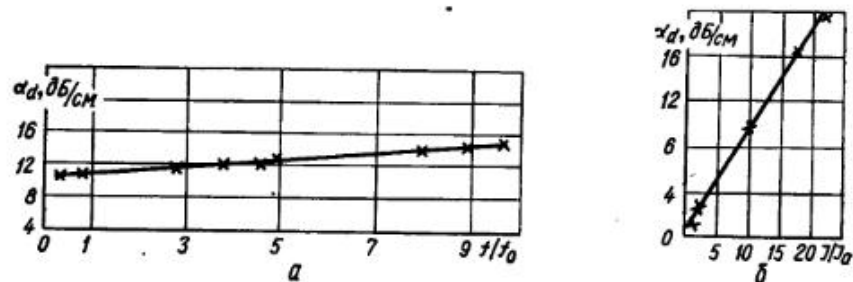


Рис. 6.8. АЧХ поглощения СВЧ энергии (а) и зависимость поглощения СВЧ энергии от интенсивности освещения (б) в оптоэлектронном attenuatorе с полупроводниковой вставкой на МПЛ

потерь подложки является величиной частотно-зависимой  $\operatorname{tg} \delta = F(f)$  [57],

$$\alpha_d = 27,3 \sqrt{\epsilon_{эф}} \operatorname{tg} \delta / \Lambda_0. \quad (6.13)$$

В attenuatorе на несимметричной линии передачи (см. рис. 6.2, в) с размерами кремниевой подложки  $10 \times 12 \text{ мм}^2$  в широкой полосе частот получена модуляция от 8 до 23 дБ/см соответственно от метрового до сантиметрового диапазона длин волн [103]. АЧХ показана на рис. 6.8, а. Продемонстрируем, что величина конечного затухания определяется мощностью источника света. Тангенс угла потерь [73]

$$\operatorname{tg} \delta = 1,8 \cdot 10^{12} / \rho_c \epsilon_{эф}, \quad (6.14)$$

где  $\rho_c$  — значение удельного сопротивления материала подложки при освещении; величина его определяется с учетом формул (6.9) — (6.12):

$$\rho_c = V/e (\mu_n + \mu_p) \eta J. \quad (6.15)$$

Подставив в выражение (6.13) формулы (6.14) и (6.15), получим линейную зависимость  $\alpha_d$  от интенсивности света, падающего на полупроводниковую подложку,

$$\alpha_d = 16,37 \cdot 10^2 e (\mu_n + \mu_p) \eta J / \sqrt{\epsilon_{эф}} V. \quad (6.16)$$

Такая зависимость рассматриваемого attenuatorа показана на рис. 6.8, б. Если в инжекционном лазере интенсивность изучаемого света пропорциональна протекаемому через переход току, то при использовании такого источника света не только возрастает затухание в связи с ростом поглощаемого полупроводниковым образцом света, но наблюдается линейная зависимость затухания attenuatorа от управляемого таким СВЧ оптоном тока. Для attenuatorа, построенного на ШЛ и кремниевой подложке с  $\tau \geq 10^{-4}$ , в полосе 3 октавы в сантиметровом диапазоне частот модуляция потерь составляет 10—20 дБ/см. Достигнутые величины затухания СВЧ мощности на погонном сантиметре линии обеспечиваются, согласно формуле (6.16), при интенсивности света  $J = 2 \cdot 10^{16}$  квант/с. Начальные потери в обоих attenuatorах 0,1—0,2 дБ/см;  $K_{ст} = 1,1 \dots 1,3$  при всех исследуемых освещенностях и без специального освещения. КСВ при освещении можно уменьшить, если плавно изменять (уменьшать) освещенность от центра полупроводникового образца к его краям — местам стыков с остальной линией передачи [84].

В целом attenuatorе и attenuatorе, построенном на копланарной линии, источник света можно размещать с любой стороны подложки. Это позволяет использовать в качестве подложки компенсированные полупроводники с малым временем жизни пары (например, высокоомный GaAs) и соответственно с малой длиной свободного пробега носителей, не ухудшая при этом эффекта взаимодействия СВЧ мощности с фотоинжектированной плазмой, так как обеспечивает проникновение объемно-поглощаемого света во всей области концентрации СВЧ поля. На такой конструкции можно построить быстродействующий проходной модулятор с постоянной времени вплоть до  $10^{-9}$  с.

Сравнение мощности источника света при одинаковых начальных и максимальных коэффициентах передачи СВЧ мощности для фотоинжекционных приборов на сосредоточенных (отражающих) и распределенных (проходных) элементах показало, что в последних устройствах, работающих на эффекте поглощения СВЧ энергии, требуются на порядок меньшие величины интенсивности света, т. е. проходные устройства более перспективны для приборов с большой инерционностью. При использовании указанной выше лампы накаливания можно регулировать затухание СВЧ мощности в кремниевом элементе в широких пределах: от 0,5 до 60 дБ и более в полосе частот 10 октав [103]. Предел регулируемой мощности определяется возможностями самой МПЛ.

**Пример 15.** Разработать attenuator с распределенными параметрами, работающий в полосе частот от  $2 \cdot 10^9$  до  $8 \cdot 10^9$  Гц с плавной регулировкой затухания от  $L_0 < 1$  дБ до  $L_3 > 30$  дБ, с минимальными КСВ по входу и выходу и малой неравномерностью амплитудно-частотной характеристики.

Так как в задании не дано условие быстродействия attenuatorа, то для уменьшения мощности системы управления выбираем собственный кремний, у которого время жизни пары  $10^{-4}$  с (оценка снизу, т. е. не меньше), а удельное сопротивление больше  $0,1 \text{ кОм} \cdot \text{м}$ . По формулам (6.13) и (6.14) оценим величину начального затухания на сантиметр. Для этого в выражение (6.14) вместо  $\rho_c$  подставим величину темнового удельного сопротивления  $10 \text{ кОм} \cdot \text{см}$ :

$$\alpha_d = 27,3 \sqrt{\epsilon_{эф}} 1,8 \cdot 10^{12} / C_{эф} \epsilon_{эф} \approx 0,05 \text{ дБ/см.}$$

Учитывая, что КСВ меньше при плавном уменьшении концентрации свободных носителей от центра к краям и при меньшей их концентрации, выбираем возможно длиннее полупроводниковую подложку, в которой происходит затухание СВЧ волны, чтобы требуемую величину потерь запирания получить при меньших концентрациях носителей. Поэтому определим длину с запасом по начальным потерям (в экспериментах они 0,1...0,2 дБ/см) и учетом некоторой рассогласованности по входу и выходу, равную 3 см.

Определим по формуле (6.16) величину интенсивности освещения с учетом, что на одном сантиметре длины должна затухать мощность СВЧ энергии, т. е. 30 дБ/3 см = 10 дБ/см. Для кремния  $\mu_n = 1700 \text{ см}^2/\text{В}$ ;  $\mu_p = 350 \text{ см}^2/\text{В}$ ;  $\epsilon_{\text{эф}} = 11,7$ , считаем  $\eta = 0,7$ ;  $V = 0,1 \times 3 \times 0,3$  (освещаемую ширину подложки полупроводника выбираем 3 мм из соображения, что длина свободного пробега носителей в собственном кремнии 1 мм, на этом расстоянии от полоски проводника, ширина которой 1 мм, для подложки толщиной 1 мм,

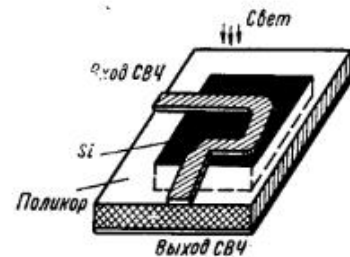


Рис. 6.9. Плата макета оптоэлектронного СВЧ аттенюатора

и осуществляется эффективное действие света). Требуемая интенсивность света  $10^{17}$  квант/с для объемно-поглощаемых кремнием квантов ориентировочно соответствует мощности излучения  $10^{-2}$  Вт (таким излучением обладает, например, лампочка карманного фонаря на 3,2 В или соответствующий инжекционной лазерный диод с потребляемой мощностью не более  $10^{-1}$  Вт).

Итак, однородная МПЛ длиной 3 см, выполненная на подложке из собственного кремния, под действием изменяющегося излучения до  $10^{17}$  квант/с выполняет роль аттенюатора. Топологическая схема аттенюатора может быть любой в зависимости от конструктивных требований (рис. 6.9). КСВ аттенюатора менее 1,3; неравномерность АЧХ менее 4 дБ при максимальной затухании и плавно возрастающая с ростом частоты от  $2 \cdot 10^9$  до  $8 \cdot 10^9$  Гц; начальные потери менее 0,8 дБ; максимальные потери более 35 дБ.

## Глава 7

### ФАЗОВРАЩАТЕЛИ

#### 1. ПАРАМЕТРЫ

##### ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ

Управляемые фазовращатели широко применяют в радиотехнической аппаратуре СВЧ. По характеру регулирования фазы они делятся на аналоговые (плавные) и дискретные (ступенчатые). Рассмотрим только дискретные фазовращатели.

Основными параметрами электрически управляемого дискретного фазовращателя являются: число дискретов, которые обеспечивают точность установки фазы (обычно 3,4); величина дискретов (например, 22,5, 45, 90, 180°, их перебор обеспечивает сдвиг фаз от 0 до 337,5° через каждые 22,5°); точность установки каждого дискрета; разброс начальной длины; затухание  $L$ ; рабочая мощность. К фазовращателям предъявляют также специальные требования: форма фазочастотной характеристики, температурная стабильность параметров, определенный закон управления фазой, быстродействие, идентичность характеристик в группе устройств. Полупроводниковые

фазовращатели можно реализовать на  $p-n$  и  $p-i-n$ -диодах. Механизм их действия основан на изменении емкости у  $p-n$ -диодов и активного сопротивления у  $p-i-n$ -диодов. Устройства на  $p-n$ -диодах работают при малых уровнях мощности (до 1 Вт). Устройства на  $p-i-n$ -диодах работают на мощностях до 1 кВт. Они имеют малую потребляемую мощность, работают в широком интервале температур ( $-80^\circ\text{C} \dots 150^\circ\text{C}$ ), имеют малые потери. Поэтому их широко применяют в микроэлектронике СВЧ.  $p-i-n$ -диод является полупроводником с плоскими переходами, состоящими из области собственной электропроводности между двумя сильнолегированными областями  $p^+$  и  $n^+$ . Размеры области  $i$  очень велики по сравнению с переходами классических СВЧ полупроводников типа варактора и туннельных диодов, что позволяет получать очень высокие напряжения пробоя.

В эквивалентную схему диода (см. рис. 6.1, а) без учета соединительных элементов диода и корпуса входят последовательное сопротивление  $R_s$ , создаваемое областями  $p^+$  и  $n^+$  и металлизированными контактами, а также емкость перехода  $C_j$  (чтобы соблюдалось условие  $1/(C_j\omega) \gg R_s$ ) с параллельным сопротивлением  $R_i$  области собственной электропроводности, величина которого зависит от состояния проводимости диода. При прямом смещении рекомбинация дырок и электронов в области собственной электропроводности обеспечивает прохождение прямого тока  $I_{от}$ . Динамическое сопротивление перехода зависит от тока  $I_{от}$ , однако, когда ток превышает несколько десятков миллиампер, это сопротивление становится очень малым (значительно меньше  $R_s$ ), так что  $R_i \ll R_s \ll 1/(C_j\omega)$ . Для прямого смещения эквивалентная схема диода состоит из сопротивления  $R_{от}$ .

Для обратного смещения при напряжении, не превышающем напряжения лавинного пробоя, ток через переход составляет лишь несколько наноампер, поэтому сопротивление  $R_i$  области собственной электропроводности очень велико  $R_i \gg 1/(C_j\omega)$ . Эквивалентная схема диода для обратного смещения состоит из последовательно соединенных емкости перехода  $C_j$  и сопротивления  $R_s$  (рис. 6.1, в).

Критическая частота (или частота отсечки)  $p-i-n$ -диода  $f_{кр}$  определяет собственные потери диода, дБ, по формуле  $\alpha_c = 40f/f_{кр}$  [27].

Зависимость собственных потерь диодов четырех типов от рабочей частоты для 4-разрядного отражательного фазовращателя показана на рис. 7.1, а. Включенный в линию  $p-i-n$ -диод имеет эквивалентную схему (рис. 7.1, б). Входное комплексное сопротивление диода  $Z_{д.от.зак}$  (в открытом и закрытом состоянии) проще всего измерить известными методами в реальной линии.

Комплексное сопротивление открытого диода

$$Z_{д.от} = \frac{R_{от}}{(1 - \omega^2 L_d C_d)^2 + \omega^2 C_d^2 R_{от}^2} + j \left[ \omega L_s + \frac{\omega L_d (1 - \omega^2 L_d C_d) - \omega C_d R_{от}^2}{(1 - \omega^2 L_d C_d)^2 + \omega^2 C_d^2 R_{от}^2} \right],$$

где  $L_a$  — индуктивность внешних выводов диода;  $L_d$  — индуктивность корпуса диода;  $C_d$  — емкость корпуса диода;  $R_{от}$  — эквивалентное сопротивление перехода в открытом состоянии.

Обычно для  $p-i-n$ -диода выполняются следующие соотношения:

$$\omega^2 C_d^2 R_{от}^2 \ll (1 - \omega^2 L_d C_d)^2; \quad C_d R_{от}^2 \ll L_d (1 - \omega^2 L_d C_d),$$

и, следовательно,

$$Z_{д.от} = R_{д.от} + jX_{д.от} \approx \frac{R_{от}}{(1 - \omega^2 L_d C_d)^2} + j \left( \omega L_a + \frac{\omega L_d}{1 - \omega^2 L_d C_d} \right).$$

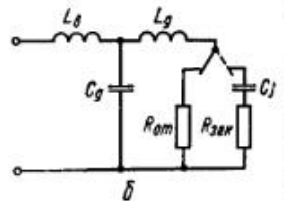
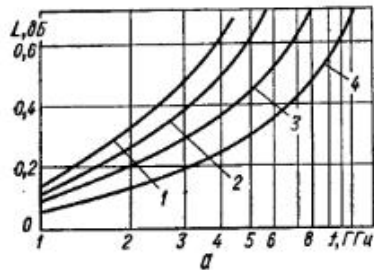


Рис. 7.1. Зависимость собственных потерь диодов от рабочих типов от рабочей частоты для 4-разрядного фазовращателя (а):  
 1 —  $f_{кр} = 250$  ГГц;  $C_j = 2$  пФ; 2 —  $f_{кр} = 350$  ГГц;  $C_j = 1$  пФ;  
 3 —  $f_{кр} = 500$  ГГц;  $C_j = 1$  пФ; 4 —  $f_{кр} = 700$  ГГц;  $C_j = 0,3$  пФ  
 и эквивалентная схема  $p-i-n$ -диода, включенного в линию (б)

Выражение для комплексного сопротивления закрытого диода

$$Z_{д.зак} = \frac{R_{зак}}{\left[ 1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right]^2 + \omega^2 C_d^2 R_{зак}^2} + j \left( \omega L_a + \frac{\left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \left[ 1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right] - \omega C_d R_{зак}^2}{\left[ 1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right]^2 + \omega^2 C_d^2 R_{зак}^2} \right),$$

где  $R_{зак}$  — эквивалентное сопротивление перехода в закрытом состоянии;  $C_j$  — емкость закрытого перехода, причем

$$\omega^2 R_{зак}^2 C_d^2 \ll \left[ 1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right]^2;$$

$$\omega C_d R_{зак}^2 \ll \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \left[ 1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right].$$

Тогда

$$Z_{д.зак} = R_{д.зак} + jX_{д.зак} \approx \frac{R_{зак}}{\left[ 1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right]^2} + j \left( \omega L_a + \frac{\omega L_d - \frac{1}{\omega C_j}}{1 - \omega C_d \left( \omega L_d - \frac{1}{\omega C_j} \right)} \right).$$

Для сравнения  $p-i-n$ -диодов удобно пользоваться параметром — качеством диода [97]:

$$K_d = |Z_{д.зак}| / |Z_{д.от}|.$$

Представляя диод в виде нагрузки, характеризующейся своим коэффициентом отражения  $\Gamma_d$ , запишем формулу

$$\Gamma_d = \frac{R_d + jX_d + iz_0 \operatorname{tg} \beta l - z_0}{R_d + jX_d + iz_0 \operatorname{tg} \beta l + z_0},$$

где  $z_0$  — волновое сопротивление линии;  $\beta = 2\pi l / \lambda$ ;  $l$  — длина от места отсчета до диода.

Параметры  $p-i-n$ -диодов приведены в табл. 14 при условии пренебрежения изменением тепла в течение длительности импульса.

Таблица 14

Обозначение	Название	Параметры $p-i-n$ -диодов									
		6	4	4	4	4	2	2	2	1	1
$h_z$	Ширина зоны, $10^{-5}$ м	6	4	4	4	4	2	2	2	1	1
$C_j$	Емкость перехода*, пФ	3	2	1	0,2	0,1	0,7	0,2	0,1	0,2	0,1
$U_{пр}$	Пробивное напряжение**, кВ	1,8	1,2	1,2	1,2	1,2	0,6	0,6	0,6	0,3	0,3
$f_{кр}$	Частота отсечки***, ГГц	250	250	350	500	600	350	550	700	600	800
$f_{макс}$	Максимальная используемая частота*4 для 180-градусного изменения, ГГц	1,5	2	5	25	50	7	25	50	25	50
$R_{от}$	Сопротивление*5 открытого диода на 1 ГГц, Ом	0,2	0,3	0,4	0,8	1	0,4	0,7	1	0,9	1
$R_{зак}$	Сопротивление*5 закрытого диода на 1 ГГц, Ом	0,2	0,3	0,5	3	6	0,6	3	4	2	4
$I_{ст}$	Рекомендуемый прямой ток, 1 мА	250	150	100	100	100	50	50	50	25	25
$U_{зак}$	Рекомендуемое обратное напряжение, В	250	150	150	150	150	50	50	50	25	25
$\tau_{th}$	Постоянная времени (типичное время жизни носителей), $10^{-8}$ с	15	8	5	4	3	2	1,5	1	0,8	0,5
$Q_{jc}$	Тепловое сопротивление, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$	1,5	3	4	15	25	7	12	15	15	25
$C_{th}$	Теплоемкость	2000	500	100	20	10	35	12	5	5	1
$U_{раб}$	Максимальное рабочее импульсное напряжение*6, В	900	600	600	600	600	300	300	300	150	50
$P_{имп}$	Пиковая импульсная мощность при 50 $^{\circ}\text{C}$ , Вт	100	50	33	20	20	35	12	5	10	2
$P_{ср}$	Средняя мощность при 50 $^{\circ}\text{C}$ , Вт	33	17	12	3	2	7	4	3	3	2
$\tau_{макс}$	Максимальная длительность импульса при $U_{зак}$ , $10^{-8}$ с	1000	500	150	50	25	50	50	50	25	25

\* Измеренная при смещении, достаточном для рассасывания  $i$  области.  
 \*\* Рассчитанное из условия 0,3 кВ на  $10^{-5}$  м ширины  $i$  области.  
 \*\*\*  $f_{кр} = (2\pi C_j \sqrt{R_{зак} R_{от}})^{-1}$ .  
 \*4 Рассчитанная для 10 % полосы 180° дискрета и фазовой ошибки  $\pm 10^{\circ}$ .  
 \*5 Сопротивление увеличивается с частотой вследствие скин-эффекта.  
 \*6 При условии, что вся падающая СВЧ мощность отражается от диода.

Зная измеренные на частоте  $\omega_0 = 2\pi f_0$  величины  $Z_d$  и паспортные данные  $L_d$  и  $C_d$ , можно рассчитать  $L_B$ ;  $R_{от}$ ;  $C_f$ ;  $R_{зак}$ :

$$L_B = \frac{X_{д.от}}{\omega_0} - \frac{L_d}{Q_0}; \quad R_{от} = R_{д.от} Q_0^2;$$

$$C_f = \frac{1 + \omega_0 C_d (X_{д.зак} - \omega_0 L_B)}{\omega_0 (\omega_0 L_d - (X_{д.зак} - \omega_0 L_B) Q_0)};$$

$$R_{зак} = R_{д.зак} \left[ 1 - \omega_0 C_d \left( \omega_0 L_d - \frac{1}{\omega_0 C_f} \right) \right]^2,$$

где  $Q_0 = 1 - \omega_0^2 L_d C_d$ ;  $\omega_0 = 2\pi f_0$ .

## 2. СХЕМЫ ФАЗОВРАЩАТЕЛЕЙ И АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ С НАПРАВЛЕННЫМ ОТВЕТВИТЕЛЕМ

Широкое распространение получили два вида фазовращателей: проходные и отражательные. В первых фазовращателях сигнал, фазу которого меняют, проходит все цепи только один раз, а во вторых

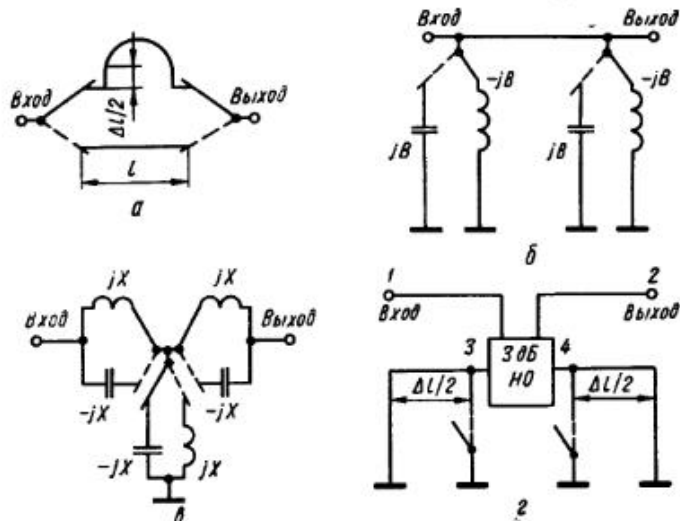


Рис. 7.2. Эквивалентная схема фазовращателей:

а — с переключаемыми каналами ( $\Delta\varphi = 2\pi \Delta l/\lambda$ ); б — проходной резонаторной ( $\Delta\varphi = 2 \arctg [B/(1 - 0.5B^2)]$ ); в — с фильтрами нижних и верхних частот ( $\Delta\varphi = 2 \arctg X$ ); г — отражательный с направленным ответвителем ( $\Delta\varphi = 2\pi \Delta l/\lambda$ )

фазовращателях часть цепей сигнал проходит два раза — туда и обратно. Схемы проходных фазовращателей можно разделить на три основных типа [57]: с переключаемыми каналами (рис. 7.2, а), проходной резонаторной (рис. 7.2, б), с фильтрами нижних и верхних частот (рис. 7.2, в). Схема отражательного фазовращателя (рис. 7.2, г) обязательно имеет устройство, которое развязывает вход и выход,

например, циркулятор или направленный ответвитель. Расчет таких схем дан в работе [15]. Выбор схемы фазовращателя определяется обычно требованиями к допустимой мощности (например, в устройствах отражательных с направленными ответвителями на каждый диод попадает в два раза меньшая мощность, чем проходит); собственным затуханием, быстродействием и т. д.

Наибольшее применение получил фазовращатель, показанный на рис. 7.2, г. Для разделения падающей и отраженной волн в нем используется трехдецибелльный направленный ответвитель. Сигнал поступает на вход 1 направленного ответвителя и снимается с выхода 2. Выходы 3 и 4 нагружены на отражающие фазовращатели, состоящие из управляемых  $p-i-n$ -диодов и закорачивающих штырей. Сигнал, поступающий на вход 1, делится трехдецибелльным направленным ответвителем поровну между его выходами 3 и 4. Проходя через отражающие фазовращатели, отраженные сигналы складываются на выходе 2. Таким образом, все устройство образует в целом схему проходного фазовращателя, в котором фазовый сдвиг определяется в основном фазовыми сдвигами двух отражательных фазовращателей на  $p-i-n$ -диодах. Основными характеристиками фазовращателя в функции от частоты сигнала и управляющего напряжения являются: фазовый угол коэффициента передачи  $\varphi = \psi_1(f, U_{упр})$ ; модуль коэффициента передачи  $|\tau| = \psi_2(f, U_{упр})$ ; модуль коэффициента отражения  $|\Gamma| = \psi_3(f, U_{упр})$ . Определим коэффициенты отражения и передачи одного звена (дискрета) фазовращателя, выраженные через коэффициенты рассеяния ответвителя и отражающих фазовращателей,

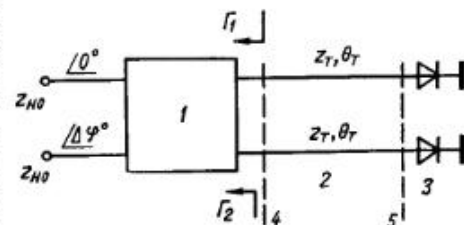


Рис. 7.3. Эквивалентная схема одного звена фазовращателя с трехдецибелльным направленным ответвителем:

1 — ответвитель; 2 — согласующая линия; 3 — диоды; 4 — сечение отсчета фазы; 5 — сечение подключения диодов

$$\Gamma = S_{11} + \frac{S_{13}^2 (1 - S_{44} \Gamma_2) \Gamma_1 + S_{14}^2 (1 - S_{33} \Gamma_1) \Gamma_2 + 2S_{13} S_{14} S_{33} \Gamma_1 \Gamma_2}{(1 - S_{33} \Gamma_1) (1 - S_{44} \Gamma_2) + S_{34}^2 \Gamma_1 \Gamma_2}; \quad (7.1)$$

$$\tau = S_{12} + \frac{S_{13} S_{23} (1 - S_{44} \Gamma_2) \Gamma_1 + S_{14} S_{24} (1 - S_{33} \Gamma_1) \Gamma_2}{(1 - S_{33} \Gamma_1) (1 - S_{44} \Gamma_2) + S_{34}^2 \Gamma_1 \Gamma_2} + \frac{S_{13} S_{24} + S_{14} S_{23} S_{34} \Gamma_1 \Gamma_2}{(1 - S_{33} \Gamma_1) (1 - S_{44} \Gamma_2) + S_{34}^2 \Gamma_1 \Gamma_2}, \quad (7.2)$$

где  $S_{ij}$  — комплексные коэффициенты матрицы рассеяния направленного ответвителя;  $\Gamma_1, \Gamma_2$  — комплексные коэффициенты отражения управляющих диодов в сечении 4 (рис. 7.3).

В предположении идеальности направленного ответвителя расчетные соотношения (7.1) и (7.2) можно существенно упростить. Запи-

шем матрицу рассеяния идеального трехдецибелного направленного ответвителя

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{13} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (7.3)$$

$$\text{где } S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = \frac{1}{\sqrt{2}} e^{j\pi/2}; \quad S_{14} = S_{41} = S_{32} = S_{23} = -\frac{1}{\sqrt{2}} e^{-j\pi/2}.$$

В этом случае выражения (7.1) и (7.2) имеют вид

$$\Gamma = S_{13}^2 \Gamma_1 + S_{14}^2 \Gamma_2; \quad (7.4)$$

$$\tau = S_{13} S_{11} (\Gamma_1 + \Gamma_2). \quad (7.5)$$

Предполагая равенство комплексных коэффициентов отражения диодов  $\Gamma_1 = \Gamma_2 = \Gamma_d$  и учитывая выражение (7.3), получаем  $\Gamma = 0$  и  $\tau = \Gamma_d$ . Таким образом, при идеальном трехдецибелном направленном ответвителе коэффициент отражения эквивалентного проходного четырехполюсника равен нулю, а модуль и фаза коэффициента передачи определяются соответственно модулем и фазой комплексного коэффициента отражения диодов. Требуемый фазовый сдвиг получается путем изменения фазы коэффициентов отражения  $\angle \Gamma_{от}$  и  $\angle \Gamma_{зак}$  открытого и закрытого диодов:  $\Delta\Phi = \angle \Gamma_{от} - \angle \Gamma_{зак}$ . При включении последовательно нескольких звеньев целесообразно использовать матрицы  $[A]$  или  $[T]$ . Эти матрицы для каждого звена легко получить с помощью известных формул перехода из  $S$ -матрицы одного звена как четырехполюсника, которая имеет вид [68].

$$\hat{S}_{11} = S_{11} + \frac{(S_{14} S_{31} S_{43} + S_{13} S_{34} S_{41} - S_{13} S_{44} S_{31} - S_{14} S_{33} S_{41}) \Gamma_1 \Gamma_2}{\Delta S} + \frac{S_{13} S_{31} \Gamma_1 + S_{14} S_{41} \Gamma_2}{\Delta S};$$

$$\hat{S}_{12} = S_{12} + \frac{(S_{24} S_{31} S_{43} + S_{23} S_{34} S_{41} - S_{23} S_{31} S_{44} - S_{24} S_{33} S_{41}) \Gamma_1 \Gamma_2}{\Delta S} + \frac{S_{23} S_{31} \Gamma_1 + S_{24} S_{41} \Gamma_2}{\Delta S};$$

$$\hat{S}_{22} = S_{22} + \frac{(S_{24} S_{32} S_{43} + S_{23} S_{34} S_{42} - S_{23} S_{32} S_{44} - S_{24} S_{33} S_{42}) \Gamma_1 \Gamma_2}{\Delta S} + \frac{S_{23} S_{31} \Gamma_1 + S_{24} S_{41} \Gamma_2}{\Delta S};$$

$$\Delta S = 1 - S_{33} \Gamma_1 - S_{44} \Gamma_2 + (S_{33} S_{44} - S_{34} S_{43}) \Gamma_1 \Gamma_2,$$

где  $S_{ij}$  — комплексные элементы матрицы рассеяния направленного ответвителя.

Элементы  $[T]$ -матрицы определяются следующим образом [68]:

$$\hat{T}_{11} = 1/\hat{S}_{21}; \quad \hat{T}_{12} = -\hat{S}_{22}/\hat{S}_{21}; \quad \hat{T}_{21} = \hat{S}_{11}/\hat{S}_{21};$$

$$\hat{T}_{22} = -|\hat{S}|/\hat{S}_{21}; \quad \hat{S} = \hat{S}_{11}\hat{S}_{22} - \hat{S}_{12}\hat{S}_{21}.$$

Результирующая  $[T]$ -матрица примет вид

$$[T]_2 = [T]_{1зв} [T]_{2зв} [T]_{3зв} \dots$$

Затухание, вносимое всем фазовращателем [15], дБ,

$$L_2 = 20 \lg |T_{112}|.$$

Фазовый сдвиг

$$\varphi_2 = \arctg |T_{112}|.$$

Запишем входную проводимость в сечении 4 (рис. 7.3), нормированную по волновому сопротивлению выходов направленного ответвителя  $z_{н.о}$  и выраженную через сопротивление диода  $z_{д.от.зак}$  в сечении 5 (рис. 7.3), трансформируемое линией длиной  $\theta_T$  и волновым сопротивлением  $z_T$ .

$$Y_L = \frac{(z_{д.от.зак}/z_T) j \operatorname{tg} \theta_T + 1}{(z_{д.от.зак}/z_{н.о}) + (z_T/z_{н.о}) j \operatorname{tg} \theta_T}. \quad (7.6)$$

С учетом выражения (7.6) коэффициент отражения в сечении 5

$$\Gamma_L = \frac{1 - Y_L}{1 + Y_L}.$$

Учитывая влияние на фазу только изменения реактивной части входного сопротивления диода, заменим в выражении (7.6)  $Z_d$  на  $jX_d$  и получим выражение для проводимости диодов. Если представить входную комплексную проводимость диода в сечении 4 в виде  $Y_L = g_L + jb_L$ , то:

$$jb_{L \text{ от. зак}} = j \left[ -\frac{(-X_{д.от.зак} h + z_T) z_{н.о}}{z_T X_{д.от.зак} + z_T^2 h} \right], \quad (7.7)$$

где  $h = \operatorname{tg} \theta_T$ .

Тогда коэффициенты отражения диодов в сечении 4

$$\Gamma_{L \text{ от. зак}} = \frac{1 - jb_{L \text{ от. зак}}}{1 + jb_{L \text{ от. зак}}} = |\Gamma_{L \text{ от. зак}}| \angle -2 \arctg (b_{L \text{ от. зак}}). \quad (7.8)$$

Подставив выражение (7.8) в формулы (7.1)–(7.5), определим фазовый сдвиг в сечении 4:

$$\Delta\Phi = 2(\arctg b_{L \text{ от}} - \arctg b_{L \text{ зак}}). \quad (7.9)$$

Для получения выражения, связывающего искомые величины  $z_T$ ,  $\theta_T$ , определим тангенс угла  $\Delta\Phi$  выражения (7.9):

$$\operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} = \frac{\operatorname{tg} \alpha - \operatorname{tg} \beta}{1 + \operatorname{tg} \alpha \operatorname{tg} \beta} = \frac{(b_{L \text{ от}} - b_{L \text{ зак}})}{1 + b_{L \text{ от}} b_{L \text{ зак}}}, \quad (7.10)$$

где  $\alpha = \arctg b_{L \text{ от}}$ ;  $\beta = \arctg b_{L \text{ зак}}$ .



Подставив выражение (7.7) в формулу (7.10), получим:

$$z_T^4 h^2 \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} + z_T^3 h \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} (X_{д.от} + X_{д.зак}) - z_T^2 [z_{н.о} (X_{д.от} - X_{д.зак}) (1 + h^2) - \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} (X_{д.от} X_{д.зак} + z_{н.о}^2)] - z_T z_{н.о}^2 h \times \times \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} (X_{д.от} + X_{д.зак}) + z_{н.о}^2 h^2 \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} X_{д.от} X_{д.зак} = 0. \quad (7.11)$$

Потери мощности в фазовращателе определяются коэффициентом отражения между направленным ответвителем 1 и согласующей линией 2, т. е. отражением в сечении 4:

$$L = -20 \lg |\Gamma_{L \text{ от. зак}}|.$$

Если не принять специальных мер, то при открытом и закрытом диоде потери различные, а при равенстве потерь в двух состояниях соблюдается соотношение

$$L_{от} = L_{зак}; \quad |\Gamma_{L \text{ от}}| = |\Gamma_{L \text{ зак}}|. \quad (7.12)$$

Так как модуль коэффициента отражения имеет вид

$$\Gamma_{L \text{ от. зак}} = \sqrt{\frac{(R_{L \text{ от. зак}} - z_{н.о})^2 + X_{L \text{ от. зак}}^2}{(R_{L \text{ от. зак}} + z_{н.о})^2 + X_{L \text{ от. зак}}^2}},$$

то на основании выражений (7.12) получаем равенство

$$\frac{(R_{L \text{ зак}} - z_{н.о})^2 + X_{L \text{ зак}}^2}{(R_{L \text{ зак}} + z_{н.о})^2 + X_{L \text{ зак}}^2} = \frac{(R_{L \text{ от}} + z_{н.о})^2 + X_{L \text{ от}}^2}{(R_{L \text{ от}} - z_{н.о})^2 + X_{L \text{ от}}^2};$$

$$\frac{R_{L \text{ зак}}^2 + z_{н.о}^2 + X_{L \text{ зак}}^2 - 2R_{L \text{ зак}} z_{н.о}}{R_{L \text{ зак}}^2 + z_{н.о}^2 + X_{L \text{ зак}}^2 + 2R_{L \text{ зак}} z_{н.о}} = \frac{R_{L \text{ от}}^2 + z_{н.о}^2 + X_{L \text{ от}}^2 - 2R_{L \text{ от}} z_{н.о}}{R_{L \text{ от}}^2 + z_{н.о}^2 + X_{L \text{ от}}^2 + 2R_{L \text{ от}} z_{н.о}}.$$

Используя свойства производных пропорций, запишем

$$\frac{R_{L \text{ от}}}{R_{L \text{ зак}}} = \frac{|(R_{L \text{ от}})^2 + (X_{L \text{ от}})^2| + (z_{н.о})^2}{|(R_{L \text{ зак}})^2 + (X_{L \text{ зак}})^2| + (z_{н.о})^2}, \quad (7.13)$$

$$\text{где } R_{L \text{ от. зак}} + jX_{L \text{ от. зак}} = \frac{Z_{д.от.зак} + jz_T h}{z_T + jZ_{д.от.зак} h} z_T.$$

Для расчета волнового сопротивления согласующей линии  $z_T$  в уравнении (7.13) подставляем выражение для  $h$ , которое получается из соотношения (7.11):

$$h = \frac{-K \pm \sqrt{K^2 - 4nm}}{2n}, \quad (7.14)$$

$$\text{где } n = z_T^4 \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} - z_T^2 z_{н.о} (Z_{д.от} - Z_{д.зак}) + z_{н.о}^2 X_{д.от} X_{д.зак} \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2};$$

$$K = z_T (X_{д.от} + X_{д.зак}) (z_T^2 - z_{н.о}^2) \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2}; \quad m = z_T^2 \left[ \operatorname{tg} \frac{\Delta\Phi}{2} (X_{д.от} X_{д.зак} + z_{н.о}^2) - z_{н.о} (X_{д.от} - X_{д.зак}) \right].$$

По формуле (7.14) определяют  $\Theta_T = \operatorname{arctg} h$ . После этого проверяют равенство потерь, используя выражения (7.12) и, если требуется, потери выравниваются изменением  $L_a$  [156]. После этого проверяют фазовый сдвиг на крайних частотах диапазона, для чего используют равенство (7.9), в которое подставляют значения  $b_{L \text{ от. зак}}$  для соответствующей частоты. Если ошибка фазового сдвига больше требуемой, следует провести коррекцию параметров  $\Theta_T, z_T$ . Для коррекции фазовых ошибок в полосе частот приравняют нулю производную от  $\Delta\Phi$  по  $f$ :

$$\frac{1}{1 + b_{L \text{ от}}^2} \frac{db_{L \text{ от}}}{df} \Big|_{f=f_0} - \frac{1}{1 + b_{L \text{ зак}}^2} \frac{db_{L \text{ зак}}}{df} \Big|_{f=f_0} = 0, \quad (7.15)$$

где

$$\frac{db_{L \text{ от}}}{df} \Big|_{f=f_0} = \frac{z_{н.о}}{z_T} \frac{(X_{д.от}^2 + z_T^2) \frac{dh}{df} \Big|_{f=f_0} + (h^2 + 1) z \frac{dX_{д.от}}{df} \Big|_{f=f_0}}{(X_{д.от} + z_T h)^2}; \quad (7.16)$$

$$\frac{dX_{д.от}}{df} = 2\pi L_a + \frac{2\pi L_a (1 + \omega^2 L_a^2 C_a)}{(1 - \omega^2 L_a C_a)^2}; \quad (7.17)$$

$$\frac{dX_{д.зак}}{df} = 2\pi L_b + 2\pi \frac{\left( L_a + \frac{1}{\omega^2 C_j} \right) + C_a \left( \omega L_a - \frac{1}{\omega C_j} \right)^2}{\left[ 1 - \omega C_a \left( \omega C_a - \frac{1}{\omega C_j} \right) \right]^2}; \quad (7.18)$$

$$\frac{dh}{df} = \frac{1}{\cos^2 \Theta_T} \frac{\Theta_T f_0}{f_0}, \quad (7.19)$$

так как  $h = \operatorname{tg} \left( \Theta_T, \frac{f}{f_0} \right)$ .

Подставив выражения (7.16) — (7.19) в соотношение (7.15), получим уравнение (7.20).

При коррекции ошибок на ЭВМ решают систему уравнений из (7.13) и (7.20) [156]:

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{\Delta\Phi}{2} &= \operatorname{arctg} b_{L \text{ от}} - \operatorname{arctg} b_{L \text{ зак}}; \\ \frac{t_{от} + g}{S_{от}} &= \frac{t_{зак} + P}{S_{зак}}, \end{aligned} \right. \quad (7.20)$$

где  $S_{от.зак} = z_T^2 (X_{д.от.зак} \cos \Theta + z_T \sin \Theta)^2 + z_{н.о}^2 (z_T \cos \Theta - X_{д.от.зак} \times$

$$\times \sin \Theta)^2; \quad t_{от.зак} = [(X_{д.от.зак})_{на f_0}^2 + z_T^2] \frac{\Theta_T f_0}{f_0 \cos^2 \Theta_T f_0};$$

$$g = z_T \left[ 2\pi L_b + \frac{2\pi L_a (1 + \omega_0^2 L_a^2 C_a)}{(1 - \omega_0^2 L_a C_a)^2} \right];$$

$$P = z_T \left\{ 2\pi L_b + 2\pi \frac{L_a + \left( \frac{1}{\omega_0^2 C_j} \right) + C_a \left[ \omega_0 L_a - \left( \frac{1}{\omega_0 C_j} \right) \right]^2}{\left[ 1 - \omega_0 C_a \left( \omega_0 L_a - \frac{1}{\omega_0 C_j} \right) \right]^2} \right\},$$

причем  $S_{от.зак}$  определяется на крайней частоте диапазона.

**Пример 16.** Рассчитать топологическую схему двухдискретного фазовращателя (рис. 7.4) в полосе частот 1,5...1,7 ГГц. Требуемые параметры:  $\Delta\Phi = 45^\circ$  и  $90^\circ$ ; параметры диода:  $X_{д.от} = 17,5$  Ом;  $X_{д.зак} = -50$  Ом;  $L_{д} = 1,25$  нГн;  $C_{д} = 0,2$  пФ; волновое сопротивление направленного ответвителя  $z_{к.о} = 50$  Ом.

Для упрощения примем, что  $\Theta_{T, f_0} = 90^\circ$  для обоих дискретов. Тогда по формуле (7.13) определяем  $z_{T(45^\circ)} = 91,1$  Ом,  $z_{T(90^\circ)} = 62,3$  Ом. По формуле (7.9) определяем  $\Delta\Phi$  на крайней частоте  $f = 1,5$  ГГц:  $\Delta\Phi_{(45^\circ)} = 49^\circ$ ;  $\Delta\Phi_{(90^\circ)} = 95,5^\circ$ . При коррекции по формуле (7.20) можно уменьшить ошибку:  $\Delta\Phi'_{(45^\circ)} = 46^\circ$ ;  $\Delta\Phi'_{(90^\circ)} = 91^\circ$ . При этом  $z'_{T(45^\circ)} = 91,8$  Ом;  $z'_{T(90^\circ)} = 63$  Ом;  $\Theta_{T, f_0(45^\circ)} = 110,75^\circ$ ;  $\Theta_{T, f_0(90^\circ)} = 118,7^\circ$ .

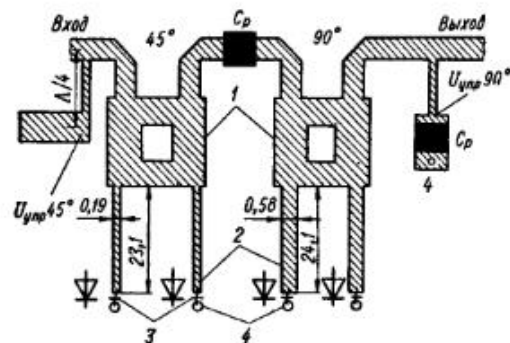


Рис. 7.4. Топологическая схема двухдискретного фазовращателя:

1 — трехдецибелный направленный ответвитель; 2 — отрезки согласующих линий; 3 — *p-i-n*-диоды; 4 — закорачивающие штыри;  $C_p$  — разделительный конденсатор

Минимальные потери (0,08 дБ на диод) для дискрета  $90^\circ$  получаются при  $L_{в} = 9$  нГн;  $R_{от} = 0,5$  Ом [156]. При  $L_{в} = 0$  потери возрастают до 0,14 дБ на диод [15].

Фазовращатель выполнен на поликоре с  $e = 9,6$  толщиной 1 мм. Ширина согласующих линий:  $w_{91,8} = 0,19$  мм,  $w_{63} = 0,58$  мм. Длина  $l_{110,75} = 23,1$  мм;  $l_{118,7} = 24,3$  мм. Управляющее напряжение подается через закороченный четвертьволновой отрезок.

## Глава 8

### ОГРАНИЧИТЕЛИ МОЩНОСТИ

#### 1. ПАРАМЕТРЫ

##### ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

Для защиты входных цепей приемников СВЧ применяют ограничители мощности, которые представляют собой газовые разрядники, ферритовые устройства и устройства на полупроводниковых элементах. Ограничители предназначены для снижения до безопасного уровня мощности, поступившей на вход приемников, в качестве первых каскадов которых используют транзисторные усилители (допустимая средняя мощность около 25 мВт) или смесители на диодах (допустимая средняя мощность которых около 300 мВт).

Рассмотрим только полупроводниковые ограничители мощности, так как благодаря малым габаритным размерам они широко применяются в микроэлектронике. Предельная импульсная мощность таких ограничителей составляет 1...2 кВт. Диодный ограничитель имеет два состояния: пропускания — при малой мощности сигнала и запирания — при большой мощности. Переход из одного состояния в другое основывается на нелинейных свойствах полупроводниковых дио-

дов и осуществляется с помощью внешнего управляющего напряжения, которое образуется за счет пришедшей СВЧ мощности.

Параметры ограничителей делятся на две группы: высокого уровня и низкого уровня мощности. Параметры для высокого уровня мощности: большие потери запирания  $L_{з}$ , характеризующие ослабление сигнала при прохождении через ограничитель; малая просачивающаяся мощность на выходе, ограничителя; малое время восстановления  $\tau_{вос}$ , определяющее продолжительность перехода ограничителя от режима запирания в режим пропускания. Параметры для низкого уровня: малые потери пропускания  $L_{п}$  при малой входной мощности; малая величина коэффициента отражения от входа; широкая полоса рабочих частот; порог ограничения  $P_{пор}$ , который определяется мощностью сигнала на входе, под воздействием которой потери пропускания увеличиваются в два раза по сравнению с потерями пропускания при минимальной мощности.

#### 2. ОГРАНИЧИТЕЛЬНЫЕ ДИОДЫ

Ограничительные диоды используют полупроводниковые структуры типа *p-n* или *p-i-n*. Различия *p-n* и *p-i-n*-структур приводят к различию рабочего уровня мощности (*p-i-n* выше) и быстродействия (*p-n* выше). Различие в уровне мощности объясняется значительно большим объемом *p-i-n*-структуры (при одной и той же величине емкости диода объем *p-i-n*-структуры на 3—4 порядка больше объема *p-n*-структуры), а меньшее быстродействие обусловлено накоплением в *i*-слое большого заряда неосновных носителей, время рассасывания  $\tau_{вос}$  которых велико. Время рассасывания у *p-i-n*-диодов с различной толщиной *i*-слоя лежит в пределах от единиц до десятков микросекунд, а у *p-n*-диодов — в пределах от единиц до десятков наносекунд.

Эквивалентные схемы *p-i-n*-диодов показаны на рис. 6.1, а (диод закрыт, т. е. на него попадает малый уровень СВЧ мощности), и на рис. 6.1, б (диод открыт, т. е. на него попадает высокий уровень СВЧ мощности).

Частота, на которой потери пропускания равны потерям запирания ( $L_{п} = L_{з}$ ), называется критической частотой диода:

$$f_{кр} = (2\pi C_j \sqrt{R_{зак} R_{от}})^{-1}.$$

Например, для диода КА517А  $f_{кр} = 75$  ГГц;  $C_j = 0,15...0,3$  пФ;  $R_{от} = 5$  Ом при прямом токе  $I_{пр} = 10$  мА [100]. По этим данным определяется  $R_{зак} = (1/2\pi f_{кр} C_j)^2 / R_{от} = 22,5$  Ом. В открытом состоянии диод отражает большее количество падающей мощности, однако часть мощности поглощается в диоде, вызывая нагрев полупроводникового перехода.

На рис. 8.1, а показана простая тепловая модель *p-i-n*-диода. Предполагая, что переход охлаждается вследствие теплопроводности, определяем максимальную мощность, которую может рассеять полупроводниковый переход, а также температуру перехода. Очевидно,

что падающая СВЧ мощность повышает температуру  $T_j$  полупроводникового перехода [129]:

$$T_j = T_A + P_{\text{рас}} \Theta_{jc} (1 - e^{-t/\tau_{th}}), \quad (8.1)$$

где  $T_A$  — температура поглотителя тепла (при  $P_{\text{рас}} = 0$ ), °С;  $P_{\text{рас}}$  — мощность рассеяния в диоде, Вт;  $\Theta_{jc}$  — тепловое сопротивление, °С/Вт;  $t$  — время, в течение которого к переходу приложена мощность, с;  $\tau_{th}$  — временная температурная постоянная диода, с.

Если падающая мощность является непрерывной, то уравнение (8.1) упрощается:

$$T_{\text{макс}} = T_A + P_{\text{рас}} \Theta_{jc},$$

где  $T_{\text{макс}} = 125...175$  °С — максимально допустимая температура перехода.

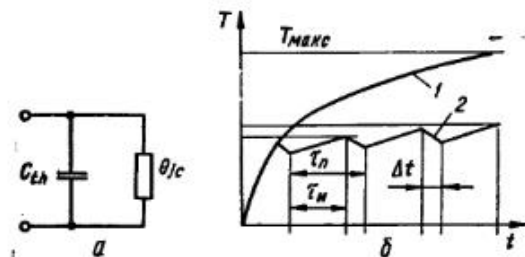


Рис. 8.1. Тепловая модель  $p$ - $i$ - $n$ -диода (а) и зависимость температуры диода при воздействии мощности (б):

1 — непрерывной; 2 — импульсной

Для импульсного режима максимальная мощность, которую диод может выдержать, зависит от длительности импульсов и периода повторения импульсов  $\tau_n$ . При импульсном режиме температура перехода увеличивается, когда импульс мощности поглощается в диоде, и уменьшается в интервале между импульсами при условии непрерывного охлаждения диода. Этот эффект показан на рис. 8.1, б. В течение времени одного импульса  $\tau_n$  температура перехода увеличивается согласно уравнению [129]

$$T_j = T_A + P_{\text{рас}} \Theta_{jc} (1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}).$$

В междуимпульсном промежутке  $\Delta t$  диод охлаждается до температуры

$$T_j' = T_A + (T_j - T_A) e^{-\Delta t/\tau_{th}},$$

где  $\Delta t = \tau_n - \tau_n$ .

Температура поглотителя тепла за счет поступающей мощности постепенно растет от  $T_A$  до

$$T_1 = T_A + (T_2 - T_1) (e^{-\Delta t/\tau_{th}}). \quad (8.2)$$

Температура диода также постепенно растет от  $T_1$  до

$$T_2 = T_1 (T_A + P_{\text{рас}} \Theta_{jc} - T_1) (1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}), \quad (8.3)$$

пока не наступает момент, когда  $T_1 = T_2$ .

Приравняв выражения (8.2) и (8.3), получают температуру диода, которую он имеет с этого момента,

$$T_2 = T_A + P_{\text{рас}} \Theta_{jc} \frac{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}}{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}}. \quad (8.4)$$

Для непрерывного процесса  $\tau_n/\tau_{th} \approx \tau_n/\tau_{th} \gg 1$  и уравнение можно упростить

$$T_2 = T_A + P_{\text{рас}} \Theta_{jc}.$$

Мощность, поглощаемая диодом и рассеиваемая в виде тепла, связана с падающей на ограничитель средней СВЧ мощностью  $P_{\text{пад}}$  выражением

$$P_{\text{рас. п. з}} = 2P_{\text{пад}} (\sqrt{L_{\text{п. з}} + 1})/L_{\text{п. з}}, \quad (8.5)$$

где  $L_{\text{п}}$  — потери пропускания;  $L_{\text{з}}$  — потери запирания.

Потери в линии с параллельно включенным диодом

$$L_{\text{п. з}} = [1 + z_0/(2z_d)]^2,$$

где  $z_0$  — волновое сопротивление подводящей линии;  $z_d$  — сопротивление диода, шунтирующее линию.

В режиме запирания

$$L_{\text{з}} = [1 + z_0/(2R_{\text{от}})]^2. \quad (8.6)$$

Подставив выражение (8.6) в формулу (8.5) и учитывая влияние нескольких диодов, получим

$$P_{\text{рас. з}}/P_{\text{пад. з}} = 1/\{n^2 [R_{\text{от}}/z_0 + 1 + z_0/(4R_{\text{от}})]\} \approx \approx 4R_{\text{от}}/[4R_{\text{от}} + z_0] n^2, \quad (8.7)$$

где  $R_{\text{от}}$  — сопротивление открытого диода;  $n$  — число параллельно включенных диодов.

Полагаем, что максимальная температура  $T_2$  имеет величину  $T_{\text{макс}} = 125...175$  °С. Тогда из уравнения (8.4) следует, что максимальная мощность для непрерывного процесса, которую диод может рассеять,

$$P_{\text{рас}} = (T_{\text{макс}} - T_A)/\Theta_{jc}$$

или падающая мощность

$$P_{\text{пад}} = \frac{(z_0 + 4R_{\text{от}}) n^2}{4R_{\text{от}} \Theta_{jc}} (T_{\text{макс}} - T_A). \quad (8.8)$$

Пример 17. Рассчитать максимально допустимую среднюю СВЧ мощность, переключаемую диодом со следующими параметрами:  $R_{\text{от}} = 2,5$  Ом;  $\Theta_{jc} = 9,57$  °С/Вт;  $T_{\text{макс}} = 175$  °С;  $\tau_{th} = 9,5 \cdot 10^{-3}$  с.

Если диод смонтирован в 50-омную линию как поглотитель тепла, поддерживающий благодаря внешнему охлаждению температуру 25°С, то он может коммутировать непрерывную мощность, Вт,

$$P_{\text{пад}} = \frac{50 + 10}{4 \cdot 2,5 \cdot 9,57} (175 - 25) = 94.$$

Максимально допустимая импульсная мощность

$$P_{\text{рас. и}} = P_{\text{рас}} \frac{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}}{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}} = \left( \frac{T_{\text{макс}} - T_A}{\theta_{jc}} \right) \frac{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}}{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}} \quad (8.8a)$$

Используя уравнение (8.7), получаем

$$P_{\text{пад. и}} = \frac{z_n + 4R_s}{4R_s \theta_j} n^2 (T_{\text{макс}} - T_A) \frac{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}}{1 - e^{-\tau_n/\tau_{th}}}$$

Для  $\tau_n/\tau_{th} < 0,3$ ;  $\tau_n/\tau_{th} \ll 1$  получаем  $P_n = P \frac{1}{\tau_{\text{пер}}}$ ; для  $\tau_n/\tau_{th} \gg 1$ ;  $\tau_n/\tau_{th} \ll \ll 1$   $P_n = P \tau_{th}/\tau_n$ ; для  $\tau_n = \tau_n$   $P_n = P$

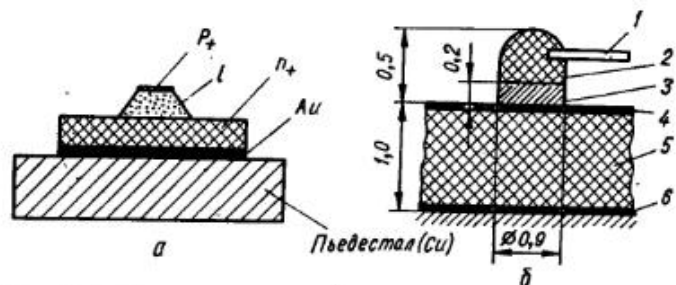


Рис. 8.2. Конструкция *p-i-n*-диода средней мощности (а) и смонтированного на керамической плате (б):

1 — вывод; 2 — диод; 3 — пьедестал (поглотитель тепла); 4 — полосковый проводник; 5 — керамическая плата; 6 — «земляная» металлизация платы

Используя параметры для непрерывного режима и считая, что  $\tau_n = 10^{-3}$  с,  $\tau_n = 10^{-5}$  с, получаем максимально допустимую импульсную мощность, Вт,

$$P_{\text{пад. и}} = \frac{50 + 4 \cdot 2,5}{4 \cdot 2,5 \cdot 9,57} (175 - 25) \frac{1 - e^{-10^{-3}/9,5 \cdot 10^{-3}}}{1 - e^{-4/9,5 \cdot 10^{-3}}} = 940.$$

Из уравнения (8.8a) два параметра ( $\theta_{jc}$  и  $\tau_{th}$ ) не даются в техническом условии. Величины этих параметров можно вычислить, зная конструкцию диода и способ его монтажа. Тепловое сопротивление  $\theta_{jc}$  определяем по закону Фурье для тепловых условий, который устанавливает зависимость между градиентом температур и теплопроводностью [129]:

$$P = -K_{th} \frac{\Delta T}{\Delta l} S_0,$$

где  $K_{th}$  — теплопроводность, Вт/(см · °C);  $S_0$  — площадь поперечного сечения см<sup>2</sup>;  $l$  — длина, см.

Тепловое сопротивление, °C/Вт,

$$\theta_{jc} = l / (K_{th} S_0). \quad (8.9)$$

Для определения  $\theta_{jc}$  диода необходимо вычислять тепловое сопротивление отдельно каждого слоя материала в диоде и просуммировать их.

Определим тепловое сопротивление *p-i-n*-диода (рис. 8.2, а). Тепловое сопротивление каждого слоя кремниевой структуры вычисляем, используя уравнение (8.9) и константы материалов, приведенные в табл. 15.

Таблица 15

Константы	Кремний (Si)	Медь (Cu)	Золото (Au)	Поликор
$K_{th}$ , Вт/(см · °C)	0,8	3,9	3	0,26
$C_{th}$ , Дж/(г · °C)	0,76	0,39	0,13	0,25
$\rho$ , г/см <sup>3</sup>	2,42	8,89	19,32	4

Таблица 16

Слой	Толщина слоях × 10 <sup>-3</sup> , см	Площадь слоях × 10 <sup>-4</sup> , см <sup>2</sup>
<i>p</i> -слой	0,76	2
<i>i</i> -слой	0,76	3,12
<i>n</i> -слой	10,2	4,5
Золотая металлизация	0,127	4,5
Пьедестал	1,02	12,9

Размеры диода, показанного на рис. 8.2, а, даны в табл. 16. Тепловое сопротивление, °C/Вт,

$$\theta_{jc(Si)} = \theta_{jc(p+)} + \theta_{jc(i)} + \theta_{jc(n+)} = \frac{1}{K_{th(Si)}} \left( \frac{l}{S_0(p+)} \frac{l}{S_0(i)} + \frac{l}{S_0(n+)} \right) = 1,25(0,38 + 2,44 + 2,27) = 6,36.$$

Тепловое сопротивление золота

$$\theta_{jc(Au)} = 0,33 \left( \frac{l}{S_0} \right)_{(Au)} = 9,3 \cdot 10^{-3}.$$

Тепловое сопротивление пьедестала из меди, на котором установлена кремниевая структура,

$$\theta_{jcп} = \frac{1}{3,9} \frac{l}{S_0} = 2,57.$$

Тепловое сопротивление медного поглотителя тепла (корпуса)

$$\theta_{jc \text{ кор}} = \frac{1}{2dK_{th(Cu)}} = \frac{0,125}{0,203} = 0,62.$$

После суммирования всех частей получаем  $\theta_{jc} = 9,87$  °C/Вт. Вторым параметром, который не дается в техническом описании на диод, является временная температурная постоянная [129]

$$\tau_{th} = \rho C_{th} l^2 / K_{th}.$$

где  $\rho$  — плотность материала, г/см<sup>3</sup>;  $C_{th}$  — удельная теплоемкость Дж/(г · °C).

Как и при вычислении теплового сопротивления, временная температурная постоянная равна сумме временных постоянных отдельных слоев:

$$\tau_{th} = \tau_{th(Si)} + \tau_{th(Au)} + \tau_{th(Cu)}$$

Тепловой постоянной золотого слоя ( $\tau_{th(Au)}$ ) можно пренебречь, после чего получаем

$$\tau_{th} = 2,28 \cdot 10^{-6} (0,57 + 57,16 + 104) + 0,88 (10,45 \cdot 10^{-3}) = 2,28 \times 10^{-6} \cdot 161,73 + 9,2 \cdot 10^{-3} = 9,5 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

В рассмотренном примере использовался мощный диод, имеющий массивный пьедестал.

Пример 18. Рассчитать мощность для маломощного бескорпусного диода КА517А, смонтированного на поликоровой плате (рис. 8.2, б).

Тепловое сопротивление диода определяется по формуле (8.9) как сумма слоев 2, 3, 5. При этом теплопроводность  $K_{th}$  слоя 2 принимаем такую же, как для кремния, т. е. 0,8 Вт/(см · °C):

$$\theta_{jc} = \theta_2 = \theta_3 + \theta_5 = \frac{0,3}{0,08 \cdot 0,635} + \frac{0,3}{0,39 \cdot 0,025} + \frac{1}{0,026 \cdot 0,635} = 83.$$

При вычислениях учитывается, что в данном случае влияющие слои 4 незначительно. Из расчета видно, что максимальное тепловое сопротивление имеет подиковая плата 5. Хотя тепло отводится также через напыленные проводники, однако из-за тонкого слоя напыления величина теплового сопротивления от этого практически не уменьшается. Тепловое сопротивление металлической рамки 6 мало, его также можно не учитывать.

Определим  $\tau_{th}$  слоев 2, 3, 5

$$\tau_{th} = \frac{2,42 \cdot 0,76 \cdot 9 \cdot 10^{-6}}{0,8} + \frac{8,9 \cdot 0,39 \cdot 4 \cdot 10^{-6}}{3,9} + \frac{4 \cdot 0,25 \cdot 10^{-4}}{0,26} = 6,4 \cdot 10^{-3} \text{ с.}$$

По техническим условиям  $R_s = 5 \text{ Ом}$ ;  $T_{\text{макс}} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$ . Подставив в уравнение (8.8) данные, получим, что диод при внешней температуре  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  может коммутировать падающую среднюю мощность (при 50-омной подводящей линии):

$$P_{\text{пад}} = \frac{50 + 20}{4 \cdot 5 \cdot 83} (125 - 25) = 4,2 \text{ Вт.}$$

Считаем, что длительность импульса  $\tau_n = 10^{-5} \text{ с}$ , период повторения импульсов  $\tau_p = 10^{-3} \text{ с}$ , тогда допустимая падающая импульсная мощность

$$P_{\text{пад.д}} = P_{\text{пад}} \frac{1 - e^{-0,105}}{1 - e^{-0,0105}} = 42 \text{ Вт.}$$

Из уравнения (8.7) определим тепловую мощность рассеяния

$$P_{\text{рас}} = \frac{4R_s}{z_0 + 4R_s} P_{\text{пад}} = \frac{4 \cdot 5}{50 + 20} 4,2 = 1,2 \text{ Вт.}$$

### 3. СХЕМЫ ОГРАНИЧИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ И ИХ РАСЧЕТ

Схемы ограничителей мощности выполняют с внешним управлением или без него. В последнем случае в схему вводят дополнительно смесительный диод  $V1$  (рис. 8.3), который вследствие большей, чем

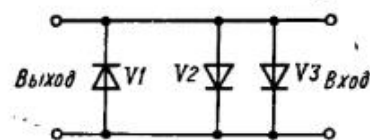


Рис. 8.3. Электрическая схема (по постоянному току) ограничителя мощности с автосмещением

у  $p-i-n$ -диодов чувствительности к СВЧ мощности, открывается при меньшем уровне падающей мощности, чем  $p-i-n$ -диоды  $V2$  и  $V3$ , и с него снимается напряжение смещения для  $p-i-n$ -диодов, которое понижает порог срабатывания ограничителя.

Для анализа многокаскадного полупроводникового ограничителя на  $p-i-n$ -диодах используем выражения работы [15]. Топологическая схема рассматриваемого ограничителя показана на рис. 8.4, а и представляет собой три одинаковых неоднородных шлейфа, включенных параллельно в линию передачи через  $p-i-n$ -диоды на расстояниях четверти длины волны один от другого. В конце этого  $p-i-n$ -ограничителя устанавливают обычно смесительный диод подпитки (см. рис. 8.3). Ограничитель с диодом подпитки работает следующим образом. Когда уровень проходящей через ограничитель мощности достигает достаточно большой величины (порядка нескольких милливольт), диод подпитки открывается. Выпрямленный ток, проходящий через него, замыкается через  $p-i-n$ -диоды и понижает порог открывания. Так как

передний фронт пришедшего СВЧ импульса всегда наклонный, то  $p-i-n$ -диоды начинают открываться с помощью диода подпитки при прохождении нижней части фронта, уже достаточно открыты при прохождении его верхней части, т. е. быстрдействие ограничителя увеличивается. Когда  $p-i-n$ -диоды открылись, они отражают большую часть пришедшей мощности, и таким образом защищают последующую часть приемника, а также и диод подпитки.

Для анализа схемы применяют матрицы передачи ( $A$ -матрицы), причем отдельные звенья представляют эквивалентной схемы  $p-i-n$ -диода (см. рис. 6.1).

Входное сопротивление шлейфа  $Z_{ш}$ , нормированного по  $z_1$ ,

$$Z_{ш} = \frac{j \frac{1}{2} z_1 \tan \theta_1 - z_2 \operatorname{cth} \theta_2}{z_1 + z_2 \operatorname{cth} \theta_2 \tan \theta_1} = jD,$$

где  $D = |Z_{ш}|$ .

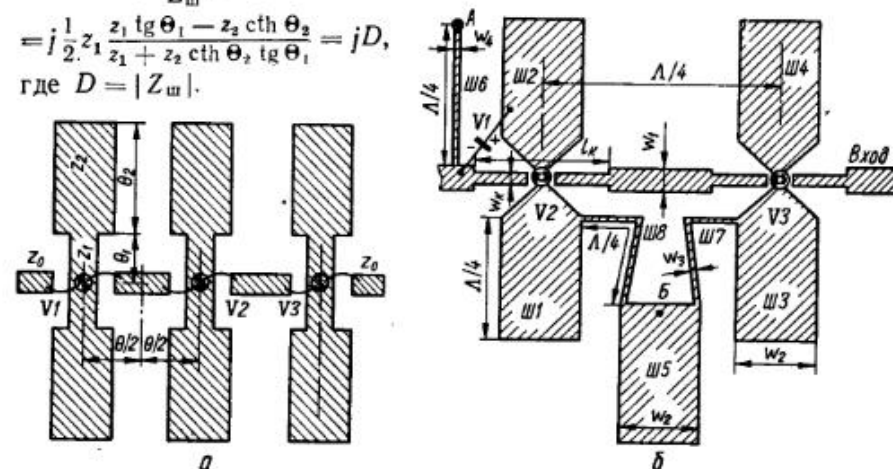


Рис. 8.4. Упрощенная топологическая схема ограничителя на МПЛ (а) и топологическая схема рассчитанного в примере ограничителя (б)

Для высокого уровня мощности суммарная проводимость диода и шлейфа

$$Y_2 = 1/(Z_{от} + jD).$$

Для низкого уровня мощности

$$Y_1 = 1/[Z_{зак} + j(D - X_c)],$$

где  $X_c = 1/(\omega C_j)$ ;  $Z_{зак}$ ,  $Z_{от}$  — комплексные сопротивления закрытого и открытого диодов (рис. 6.1).

Как видно из рис. 8.4, а, схема ограничителя представляет собой три каскадно включенных одинаковых ячейки, состоящих из двух отрезков линий передачи с электрической длиной  $\theta/2$  и общей проводимости диода и шлейфа  $Y_1$  или  $Y_2$ . Следовательно, нормированная матрица передачи ограничителя представляет собой произведение

следующих трех одинаковых матриц (нормированных по волновому сопротивлению подводящей линии  $z_0$ )

$$A_{1,2} = \begin{bmatrix} \cos \Theta + \frac{1}{2} Y_{1,2} \sin \Theta & j \sin \Theta - Y_{1,2} \sin^2 \frac{\Theta}{2} \\ j \sin \Theta + Y_{1,2} \cos^2 \frac{\Theta}{2} & \cos \Theta + \frac{1}{2} Y_{1,2} \sin \Theta \end{bmatrix}$$

Чтобы учесть влияние смесительного диода, топология включения которого показана на рис. 8.4, б, следует получившуюся после перемножения матрицу умножить на матрицу передачи смесительного диода. Ненормированная матрица диода

$$[a_{c,d}] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ g_{c,d} & 1 \end{bmatrix}, \quad (8.9a)$$

где  $g_{c,d}$  — проводимость смесительного диода.

При условии, что генератор сигналов согласован с проводящей линией, потери мощности, в дБ, ограничителя определяются выражением [113]

$$L = 20 \lg |A| = 20 \lg \left[ \frac{1}{2} \left( a_{11} \sqrt{\frac{z_n}{z_0}} + \frac{a_{12}}{\sqrt{z_n z_0}} + a_{21} \sqrt{z_n z_0} + a_{22} \sqrt{\frac{z_0}{z_n}} \right) \right],$$

где  $z_n$  — комплексное сопротивление нагрузки;  $a_{ij}$  — элементы ненормированной  $a$ -матрицы всего ограничителя.

Фазовый сдвиг  $\varphi = \arctg A$ . Если считать, что порог ограничения — это удвоенное значение потерь пропускания ( $2L_n$ ) и увеличение этих потерь при пороговой мощности зависит только от свойств диода подпитки, то величину проводимости диода подпитки в пороговом состоянии можно определить следующим образом. Потери диода подпитки в безразмерных единицах

$$L_{c,d} = \frac{1}{2} \left| a_{11} \left( \sqrt{\frac{z_n}{z_0}} + a_{12} / \sqrt{z_n z_0} \right) + a_{21} \sqrt{z_n z_0} + a_{22} \left( \sqrt{\frac{z_0}{z_n}} \right) \right|$$

Элементы  $a_{ij}$  в это выражение подставляются из матрицы диода (8.9), а величина  $L_{c,d} = 2$ . Тогда

$$2 = \frac{1}{2} \left| \sqrt{Z_{вх}/z_0} + g_{c,d} \sqrt{Z_{вх} z_0} + \sqrt{z_0/Z_{вх}} \right|,$$

где  $Z_{вх}$  — входное комплексное сопротивление той части ограничителя, в которой включены  $p-i-n$ -диоды при низком уровне мощности.

Проводимость диода, при которой наступает порог ограничения,

$$g_{c,d} = \frac{4 \sqrt{Z_{вх} z_0} - (Z_{вх} + z_0)}{Z_{вх} z_0},$$

если  $Z_{вх} = z_0$ , то  $g_{c,d} = 2/z_0$ .

Пример 19. Рассчитать ограничитель мощности с параметрами: рабочая частота  $f_0 = 1500$  МГц; коммутируемая импульсная мощность 80 Вт; длительность импульса  $\tau_n = 10^{-5}$  с; период повторения импульсов  $\tau_n = 10^{-3}$  с; поте-

ри заграждения  $L_n > 30$  дБ; потери пропускания  $L_n < 1$  дБ; порог ограничения (по непрерывной мощности)  $P_{пор} > 10$  мВт. Выбираем конструкцию ограничителя на МПЛ и на диодах КА517А.

Проверяем по формулам примера 17, какую импульсную мощность выдержит ограничитель данной конструкции. Полученное значение 112 Вт больше заданного 80 Вт в 1,4 раза, что свидетельствует о хорошей надежности ограничителя. Выбираем ограничитель, аналогичный тому, который показан на рис. 8.4, б. Тип смесительного диода КА116 выбираем по рабочей частоте ограничителя. Определяем порог ограничения данного устройства. Проводимость смесительного диода, соответствующая порогу ограничения, См,

$$g_{c,d} = 2/50 = 0,04,$$

где 50 — величина волнового сопротивления подводящей линии, Ом.

При этом падающая на параллельное соединение  $g_{c,d}$  и  $z_0$  мощность

$$P_{пад} = U^2 \left( \frac{1}{z_0} + g_{c,d} \right).$$

Для диода КА116 входная проводимость  $g_{c,d} = 0,04$  См получится при подаче на него мощности

$$P_{пад} = 0,3^2 (0,02 + 0,04) = 5,4 \text{ мВт}.$$

Число ограничительных каскадов определим с помощью формулы (8.6)

$$L_n = 20 \lg \left( 1 + \frac{50}{2 \cdot 5} \right) = 15,6 \text{ дБ}.$$

Требуемое затухание 30 дБ можно получить с помощью двух каскадов на  $p-i-n$ -диодах. Расчет по формуле (8.6) следует уточнить после введения в топологию ограничителя элементов, согласующих закрытый  $p-i-n$ -диод с подводящей линией, так как вместо  $z_0 = 50$  Ом в месте включения в линию может получиться другое волновое сопротивление. Расстояние между диодами целесообразно выбирать равным четверти длины волны в линии, при этом влияние диодов друг на друга минимально.

Топологическая схема рассчитываемого ограничителя показана на рис. 8.4, б, а на рис. 8.5 показан эскиз крепления  $p-i-n$ -диодов на МПЛ. На рис. 8.4, б шлейфы Ш1—Ш4 служат для закорачивания СВЧ сигнала, прошедшего с основной линии через открытые  $p-i-n$ -диоды. ФНЧ, состоящий из шлейфов Ш5, Ш7, Ш8, служит для обеспечения цепи постоянного тока смещения диодов, шлейф Ш6 — для закорачивания цепи постоянного тока смещения диодов нижних частот.

Для проверки работоспособности смонтированных диодов постоянное смещение следует подать в точки А и Б схемы (рис. 8.4, б). Если на А подать плюс, а на Б — минус, то будут открыты  $p-i-n$ -диоды и закрыт смесительный диод подпитки. Если поменять полярность, то будет открыт смесительный вход, а  $p-i-n$ -диоды закрыты. В первом случае затухание для СВЧ сигнала будет значительно большим, чем во втором, что и используют для проверки работоспособности диодов. Диоды типа  $p-i-n$  полностью открываются при токе 10 мА (типа КА517).

Волновое сопротивление основной подводящей линии составляет 50 Ом, при этом ширина МПЛ  $w_1 = 0,96$  мм (при  $h = 1$  мм и  $\epsilon = 9,8$ ). Для хорошей работы ограничителя в широкой полосе частот (до 30 %) следует выбрать шлейфы Ш6—Ш8 с большим волновым сопротивлением. Технология позволяет выполнить толщину проводников  $w_4 = w_3 < 0,06$  мм достаточно точно. По тем же причинам следует выбирать волновое сопротивление шлейфов Ш4—Ш5

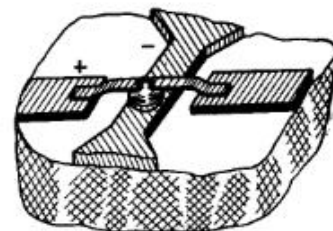


Рис. 8.5. Эскиз установки  $p-i-n$ -диода на МПЛ

достаточно малым, однако чтобы в этих линиях не возникали паразитные типы колебаний обычно их ширину выбирают в 2—3 раза больше ширины основной линии. В данном примере выбираем  $\omega_2 = 3$  мм.

Реактивная составляющая (емкость) комплексного сопротивления закрытого диода увеличивает потери ограничителя при низком уровне пришедшей СВЧ мощности. Емкость диода можно компенсировать следующими способами:

1) последовательным включением индуктивности (рис. 8.6, а), где  $L_k$  — компенсирующая индуктивность;  $C_j$  и  $R'_{зак}$  — параметры  $p$ - $i$ - $n$ -диода в закрытом состоянии;

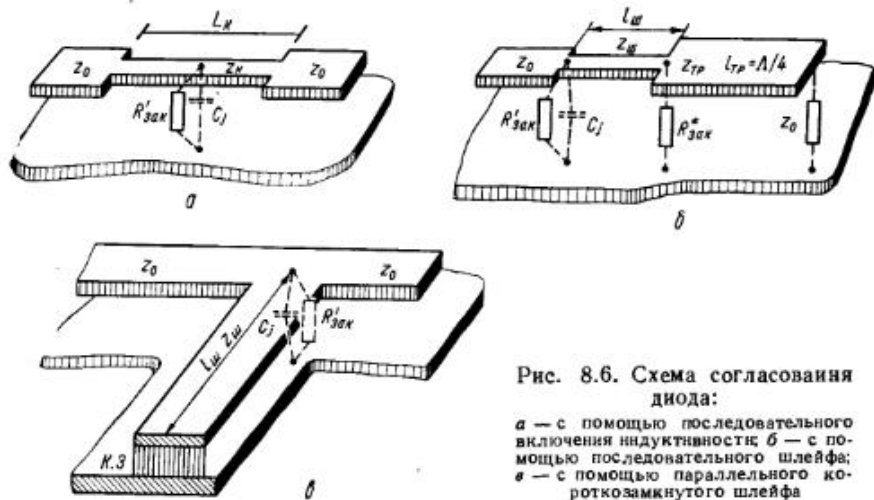


Рис. 8.6. Схема согласования диода:

а — с помощью последовательного включения индуктивности; б — с помощью последовательного шлейфа; в — с помощью параллельного короткозамкнутого шлейфа

2) последовательным включением шлейфа (рис. 8.6, б), где  $z_{ш}$  — волновое сопротивление шлейфа;  $l_{ш}$  — длина шлейфа,  $z_{тр}$  — волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора;  $R'_{зак}$  — сопротивление  $R'_{зак}$  после трансформации шлейфом с  $l_{ш}$ , который компенсирует  $C_j$ ,

$$l_{ш} = \arctg(B_d/Y)/(2\pi/\Lambda); \quad R'_{зак} = \frac{1}{\omega^2 C_j^2 R'_{зак}}; \quad Y = 1/z_{ш};$$

$$B_d = \omega C_j; \quad z_{тр}^2 = R'_{зак} z_0,$$

где  $\Lambda$  — длина волны в линии;

3) с помощью параллельного короткозамкнутого шлейфа (рис. 8.6, в), длина которого меньше четверти длины волны в линии,

$$\left. \begin{aligned} l_{ш} &= \arctg[(X_d/z_{ш})/(2\pi/\Lambda)]; \\ X_d &= -B_d/(G_d^2 + B_d^2); \quad G_d = 1/R'_{зак}. \end{aligned} \right\}$$

Из этих трех способов наиболее компактным является первый. По первому способу для компенсации емкости закрытого диода применяют последовательную индуктивность, которую получают за счет

включения в МПЛ отрезка с уменьшенной шириной токонесущего проводника (для МПЛ). Для сохранения в линии с включенными диодами режима бегущих волн величину индуктивности  $L_k$  выбирают такой, чтобы соблюдалось равенство

$$z_0 = \sqrt{\frac{L_k}{C_j} \left(1 - \frac{\omega^2 L_k C_j}{4}\right)}; \quad \omega = 2\pi f, \quad (8.10)$$

где  $f$  — рабочая частота;  $z_0$  — волновое сопротивление основной линии;  $C_j$  — емкость закрытого диода.

Так как структура схемы согласования диода (рис. 8.6, а) соответствует ФНЧ, то на частотах ниже  $f_{кр}$  потери в схеме незначительные. Критическая частота таких схем для примера 19

$$\begin{aligned} f_{кр} &= \frac{2}{2\pi \sqrt{L_k C_j}} = \\ &= \frac{2}{\sqrt{0,75 \cdot 0,3 \cdot 10^{-21} \cdot 6,28}} = \\ &= 2,1 \cdot 10^{10} \text{ Гц.} \end{aligned}$$

Индуктивность получена из формулы  $L_k = z_0^2 \cdot C_j = 50^2 \times 0,3 \cdot 10^{-12} = 0,75 \cdot 10^{-9}$  Гн, которая следует из выражения (8.10), когда  $\left(1 - \frac{\omega^2 L_k C_j}{4}\right) \approx 1$ . Чтобы индуктивность

$L_k$  была аналогична сосредоточенному элементу (что важно для широкополосности согласования), ее длина должна быть меньше одной восьмой длины волны в линии. Если длина волны равна 20 см в свободном пространстве, укорочение длины волны в МПЛ, выполненной на полукоре с  $\epsilon = 9,8$  и толщиной  $h = 1$  мм, равно 2,55. Поэтому длина индуктивности должна быть не более 9,8 мм, т. е.

$$l_k < 20/(2,55 \cdot 8) = 0,98 \text{ см} = 9,8 \text{ мм.}$$

Для определения ширины полоски воспользуемся рис. 5.12, а. Примем  $l_k = 0,15 \text{ см} \ll 0,98 \text{ см}$ . Тогда  $L_k/l_k = 0,75/0,15 = 5$  и по рис. 5.12, а получаем  $l_k/\omega_k = 3,5$ . Из последнего равенства определим ширину проводника компенсирующей индуктивности  $\omega_k = 0,15/3,5 = 0,43 \text{ мм}$ . Рассчитанный в примере 19 ограничитель (рис. 8.4, б) испытан в 20 %-ной полосе рабочих частот и имеет потери пропускания не более 0,5 дБ, потери запыряния не менее 30,5 дБ.

Электрическую схему (см. рис. 8.3) можно реализовать и на ШЛ (рис. 8.7). Этот ограничитель работает в большей полосе, чем ограничитель на МПЛ, так как он не имеет резонансных элементов (например, шлейфов). Согласовывать диоды в этой схеме можно аналогично предыдущей, только для получения последовательной индуктивности

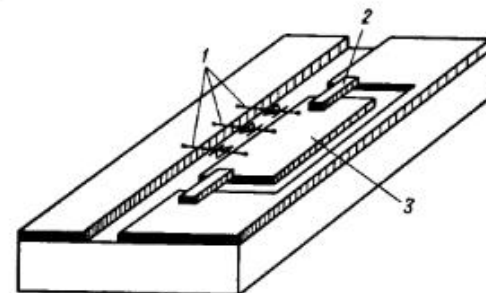


Рис. 8.7. Конструкция ограничителя мощности на ШЛ:

1 — диоды; 2 — блокировочные конденсаторы; 3 — металлизированный «островок»

следует расширить щель на участке возле диода. Ширину щели можно вычислить из выражений и графиков гл. 1 по волновому сопротивлению такой линии. В свою очередь волновое сопротивление вычисляют для требуемого значения компенсирующей индуктивности  $L_k$  по формуле [27]

$$z_l = L_c v_\phi / l_k, \quad (8.34)$$

где  $v_\phi$  — фазовая скорость волны ( $v_\phi \approx c/K_y$ );  $c$  — скорость света;  $K_y$  — коэффициент укорочения длины волны в линии.

В настоящее время имеются некоторые трудности при монтаже бескорпусных  $p-i-n$ -диодов в ограничителях на ЩЛ, так как большинство серийных диодов имеют конструкцию, специально приспособленную для монтажа в МПЛ. Имея топологию ограничителя, ее размеры можно оптимизировать на ЭВМ (по критерию получения лучших параметров).

До последнего времени большинство микроэлектронных СВЧ устройств строили на основе микрополосковых линий передачи (МПЛ). Как было показано ранее, появились микроэлектронные устройства на других типах линий: щелевой (ЩЛ), копланарной (КЛ), микроволноводе. Но по-прежнему, когда ставится задача создания многофункционального модуля, используют МПЛ, так как не достаточно существующей номенклатуры устройств на ЩЛ и КЛ.

Устройства СВЧ, позволяющие строить многофункциональные приемные модули таким образом, что для реализации каждой из основных функций используют тип линии, конструкция которой наиболее приспособлена для выполнения именно этой функции, приведены в табл. 17. Например, если требуется большая величина развязки между гетеродинами и сигнальным входами смесителя, то в модуле применяют смеситель на комбинациях ЩЛ, КЛ и МПЛ [74], если требуется ограничить входную мощность в широкой полосе частот, то применяют ограничитель мощности на ЩЛ (см. гл. 8).

При выборе типа линий, которые рационально можно использовать в многофункциональных приемных модулях, следует учитывать, что переход с одного типа линии на другой увеличивает потери сигнала и сужает полосу частот. При построении микроэлектронных приемных модулей главные требования — минимальные габаритные размеры устройства и технологичность изготовления.

В настоящее время узлы приемных устройств выполняют в отдельных корпусах, даже если эти узлы изготовлены микроэлектронными. Это чаще всего связано с необходимостью контроля этих узлов после изготовления и их подстройки. Однако прогресс технологий обеспечил условия, когда правильно разработанный узел имеет достаточно высокую повторяемость параметров, поэтому не нуждается в подстройке. Это позволяет объединять в одном корпусе многие узлы, что значительно увеличивает надежность приемного модуля, уменьшает его массу и габаритные размеры, снижает затраты на его изготовление, так как сокращается число коаксиальных СВЧ разъемов, производство которых требует высокой точности.

Ряд узлов, объединенных в одном корпусе, называется большой интегральной схемой (БИС). Она выполняет сразу несколько функций. Корпус БИС оказывает влияние на параметры модуля. При различных неоднородностях (поворотах, скачках волновых сопротивлений и т. п.) возникают высшие типы волн, которые при резонансной связи с корпусом модуля увеличивают потери на отдельных частотах и создают фазовые искажения. Для борьбы с этим конструкцией корпуса следует выполнять не резонансных размеров. Если рассматривать корпус как волновод, часть которого заполнена диэлектриком, то в корпусе могут возникать колебания волн типа ТМ [158]. Определение характеристик этих колебаний — сложная электродинамическая задача. Можно считать, что резонансы волн этого типа появляются при рабочей длине волны в свободном пространстве

$$\lambda_{рез} \approx 2LMD / (L^2 N^2 + \omega_m^2 M^2)^{1/2},$$

где  $D = 1 / [1 - \frac{h}{b+h} (1 - 1/\epsilon_{эф})]^{1/2}$ ;  $\omega_m$  — внутренняя ширина модуля;  $L$  — длина модуля;  $h$  — толщина диэлектрика;  $b$  — толщина воздушного зазора над диэлектриком (для МПЛ);  $\epsilon_{эф}$  — относительная диэлектрическая проницаемость;  $M, N$  — целые числа.

Это выражение имеет ограничения:

$$(2\pi b) / \lambda_{к1} \ll 1; (2\pi h) / \lambda_{к2} \ll 1,$$

где  $\lambda_{к1}$  — критическая длина волны типа ТМ для данного корпуса.

Параметры  $M$  и  $N$  могут иметь значения 1 или 2, например, при  $\omega_m = 3$  см,  $h = 1$  мм,  $b = 6$  мм,  $\epsilon_{эф} = 9,8$ ,  $L = 2,4$  см возникают резонансные связи на частотах, соответствующих длинам волны в свободном пространстве: 3,96; 2,48; 2,07; 1,73 см. Отсюда следует, что рабочая длина волны не должна совпадать или быть близкой к этим значениям.

Важную роль в работе интегральных схем СВЧ имеют входные переходы, которые должны быть герметичными и иметь в достаточно широкой полосе частот КСВН порядка 1,1 и потери 0,1 дБ. Переходы могут быть волноводно-полосковые [24], коаксиально-полосковые [66] и др. Для связи различных линий между собой используют специальные переходы, которые должны иметь минимальные КСВН и потери, стойкость к высокой мощности, технологичность. Например, при переходе от полосковой линии к коаксиальной КСВН не более 1,03 в диапазоне до 18 ГГц, от высокодобротной полосковой линии к коаксиальной КСВН не более 1,02 в диапазоне 3—11 ГГц, от несимметричной полосковой линии к коаксиальной КСВН не более 1,05 в диапазоне до 10 ГГц [75]. Выполнение устройств на различных типах линий и применение переходов от ЩЛ к МПЛ [152], в которых СВЧ энергия проходит от линии к линии через толщу диэлектрической подложки, позволяет создавать безразъемные сборки герметичных модулей, что резко повышает их надежность и повторяемость параметров.

Конструкцию ГИС СВЧ обычно выполняют так, что поликорковые платы своей металлизированной стороной припаивают к рамке из



металла, коэффициент теплового расширения которого совпадает с коэффициентом поликора (например, ковар или титан). Центральный проводник герметичного коаксиального разъема соединяют с МПЛ гибкой фольгой, что предотвращает отслоение напыленного проводника при механических и тепловых деформациях платы и корпуса. Размещение элементов устройств на обеих плоскостях подложек увеличивает плотность заполнения СВЧ элементами ГИС, которая определяется соотношением

$$P = HS / \left( \sum_{i=1}^n S_{ni} h_i \right) \sqrt{\epsilon_{эф}^3},$$

где  $H$  и  $S$  — высота и площадь поперечного сечения модуля соответственно;  $S_{ni} h_i$  — единичный объем, в котором заключен максимум электромагнитного поля распространяющейся волны:  $S_{ni} = \omega_{ni} l_i$  — единичная площадь;  $l_i$  — длина СВЧ элемента.

Таблица 17

Устройство СВЧ	Тип линий			
	МПЛ	ЩЛ	КЛ	Меандр МПЛ
Фильтр с широкой полосой пропускания	*	*	*	*
Ограничитель с широкой полосой	*	*	*	
Маломощный усилитель	*	*		
Диплексер для широкополосного смесителя	*	*		
Смеситель с высокой развязкой входов [74]	*	*	*	
Широкополосный переход с малыми потерями [75,149]	*	*		
Мосты и направленные ответвители [42,149]	*	*	*	
Аттенуатор с плавной регулировкой затухания в сверхширокой полосе частот	*	*	*	*

Примечание. \* Обозначает комбинации линий.

Значение  $\omega_{nt}$  зависит для МПЛ от ширины центрального проводника, для ЩЛ — от ширины щели, для КЛ от расстояния между

заземленными плоскостями. Если использовать подложки одинаковой толщины, то

$$P = HS/h \sum_{i=1}^n S_{ni} \sqrt{\epsilon_{эф}^3}.$$

При использовании подложек с высокой диэлектрической проницаемостью размеры всех резонансных элементов сокращаются в  $\sqrt{\epsilon_{эф}}$  раз. Очевидно, чем меньше  $P$ , тем лучше использован объем модуля. Сравнение с помощью этого коэффициента регулярных линий передачи указанных типов показывает, что плотность заполнения у них практически одинакова. Применение комбинаций линий увеличивает плотность заполнения вследствие более эффективного использования поверхностей подложки. Оптимальный коэффициент заполнения (3... 5)/ $\sqrt{\epsilon_{эф}^3}$ .

Большое значение при проектировании имеют допустимые расстояния между микроэлектронными линиями, при которых развязки выше 20 дБ. Расстояния, полученные на основании опытных данных для различных типов линий, приводятся в табл. 18.

Разработчику микросхем приходится выбирать также материал подложек и проводников. Основные физико-химические свойства материалов подложек ГИС СВЧ приведены в табл. 19, а свойства материалов проводников — в табл. 20. Для подложек наибольшее распространение получил поликор. Проводники микроэлектронных линий при тонкопленочной технологии чаще всего выполняют из следующих слоев: хрома — меди — золота или серебра.

Таблица 18

Тип линий	Тип линии		
	МПЛ	ЩЛ	КЛ
МПЛ	3w	3w	3w
ЩЛ	3w	20s	20s
КЛ	3w	20s	20s
Боковой край корпуса	5h	20s	20s
Крышка *	6h	20s	20s

\* Указаны расстояния от крышки до металлизированных плоскостей для ЩЛ и КЛ или до полоскового проводника для МПЛ.

Примечание. w — ширина полоски МПЛ; s — ширина щели ЩЛ или КЛ; h — толщина диэлектрика.

Таблица 19

Материал	$\rho$ на постоянном токе относительно $\rho$ меди	Толщина скин-слоя на частоте 2 ГГц, мкм	Коэффициент теплового расширения $\alpha_T \times 10^4$ , $1/^\circ\text{C}$	Адгезия к диэлектрику
Al, Ag, Cu, Au	0,95—1,6	1,4—1,9	15—26	Плохая
Cr, Ta, Ti	7,6—48	4—10,5	8,5—9	Хорошая
No, W	3,3	2,6	6; 4,6	Удовлетворительная
Pt, Pd	6,2	3,6	9—11	Средняя

Таблица 20

Материал	Температурный коэффициент линейного расширения при температуре 20...200 °С $\alpha_T \times 10^6, 1/^\circ\text{C}$	Теплопроводность при температуре 20°С, Вт/м·С	Диэлектрическая проницаемость на частоте 10 <sup>10</sup> Гц при температуре 20...300 °С	Тангенс угла диэлектрических потерь на частоте 10 <sup>10</sup> Гц при температуре 20...300 °С $\text{tg}\delta \times 10^{-4}$	Класс чистоты обработки
Ситаллы:					
СТ-32-1	32	1,045	10	3—5	13... 14
СТ-38-1	38	1,31	7,25—7,5	2—10	13... 14
СТ50-1	50	—	8,2	50	—
Полнокор (99,8% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	75	25—37,7	9,6—0,2	0,2—0,5	13... 14
ГМ (99,6% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	64	21—25	9,5—10	0,5—1,2	12
22ХС (99,4% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	60	13,1	9,2—9,4	10	11
Сапфирит (98% Al <sub>2</sub> O <sub>3</sub> )	62	21—25	9,3—10,1	1—1,1	—
Брокернт (97% BeO)	60—92	167—210	6,4—6,8	2—6	8—9
Сапфир	66,6	23	11,4; 13,2	1	14
Кремний	42	256	12,7	20—100	14
Арсенид галлия	57	42	13,3	16	14
Ферриты:					
10С4-6	49—61	2,59	13,8—16,3	70	12
30С4-6	50—78	2	8,5—10,5	20	12—13

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Авдеев Е. В., Чегис М. П. Расчет свернутых в меандр отрезков полосковых линий с неоднородными диэлектриками.— Радиотехника в электронике, 1971, № 10, с. 1808—1815.
2. 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.: Изд-во МГУ, 1976, ч. 1, с. 73—106.
3. Альтман Л. Технология гибридных ИС.— Электроника, 1973, № 12, с. 27—44.
4. Антенны и устройства СВЧ/Под ред. Д. И. Воскресенского. М.: Сов. радио, 1972. 318 с.
5. А. с. 628650 (СССР).
6. Батищев Д. И. Поискные методы оптимального проектирования. М.: Сов. радио, 1975. 216 с.
7. Бахтин Н. А., Шварц Н. З. Транзисторные усилители СВЧ с диссипативными выравнивающими цепями.— Радиотехника и электроника, 1971, № 8, с. 1401—1409.
8. Белянина Е. К., Синьков Ю. А. Равноамплитудные и равнофазные двух- и четырехканальные делители СВЧ мощности на микрополосковых линиях передачи.— Вopr. радиоэлектроники, 1973, вып. 1, с. 28—40.
9. Бобров И. Н., Гапоненко Г. Я. Синтез корректоров СВЧ на нерегулярных полосковых линиях.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1980, № 3, с. 11—15.
10. Бова М. Т. Керовані емкості та комутуючі пристрої СВЧ. К.: Техніка, 1966. 233 с.
11. Бова Н. Т., Ефремов Ю. Г., Зайкин Б. М. Определение параметров рассеяния транзистора с помощью ЭЦВМ.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1975, № 1, с. 115—117.
12. Бова Н. Т., Конин В. В. Анализ АЧХ и ФЧХ делителей мощности СВЧ.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1980, № 2, с. 80—85.
13. Бова Н. Т., Лайхтман И. Б. Измерение параметров волноводных элементов. К.: Техніка, 1968. 157 с.
14. Бова Н. Т., Стукало П. А. К расчету характеристик модулятора СВЧ на полупроводниковых приборах.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1967, № 11, с. 1097—1103.
15. Бова Н. Т., Стукало П. А., Храмов В. А. Управляющие устройства СВЧ. К.: Техніка, 1973. 164 с.
16. Бова Н. Т., Толстиков Ю. В. Методы анализа устройств СВЧ. К.: Техніка, 1976. 104 с.
17. Бова Н. Т., Толстиков Ю. В. Расчет микросхем СВЧ итеративным методом.— В кн.: Докл. IV междунар. симпоз. по радиоэлектронике. София, НРБ, 1972, с. 13—23.
18. Бушминский И. П., Морозов Г. В. Конструирование и технология пленочных СВЧ микросхем. М.: Сов. радио, 1978. 144 с.
19. Валнев К. А., Пашинцев Ю. И., Петров Г. В. Применение контакта металл — полупроводник в электронике. М.: Радио и связь, 1981. 304 с.
20. Вендик О. Г. Антенны с немеханическим движением луча. М.: Сов. радио, 1965. 360 с.
21. Вендин Г. Д. Факторы, ограничивающие добротность полосковых линий.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1971, № 9, с. 79—91.
22. Воробьев В. В. Щелевые линии передачи и копланарные волноводы для интегральных СВЧ схем.— Зарубеж. радиоэлектроника, 1972, № 5, с. 93—115.
23. Ганстон М. Справочник по волновым сопротивлениям фидерных линий связи. М.: Связь, 1976. 150 с.
24. Гвоздев В. И., Меланченко Н. Е., Чернушенко А. М. Широкополосный переход между копланарными линиями передачи.— В кн.: Мини-

- аторизации СВЧ устройств. Рязань: Рязан. радиотехн. ин-т, 1978, с. 34—44.
25. Гусева М. Н. Новый вид аппроксимации.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1979, № 5, с. 44—50.
26. ГОСТ 17021—75. Микросхемы интегральные: Термины и определения. 27. Дзехцер Г. Б., Орлов О. С. *p-i-n*-диоды в широкополосных устройствах СВЧ. М.: Сов. радио, 1970. 200 с.
28. Диоды и тиристоры/Под ред. А. А. Чернышева. М.: Энергия, 1980. 176 с.
29. Диплексер СВЧ на комбинациях линий передачи/Ю. Г. Ефремов, А. Ф. Невгасимый, Е. Т. Скорик, В. Г. Шермаревич.— Изв. вузов. Сер. Радиоэлектроника, 1980, № 3, с. 84—86.
30. Ефремов Ю. Г., Кондратенко В. Н., Солганик Б. Д. Подавление комбинационных составляющих частотного спектра балансного смесителя на диодах Шоттки.— Радиотехника и электроника, 1977, № 8, с. 1745—1747.
31. Ефремов Ю. Г., Невгасимый А. Ф., Солганик Б. Д. Фильтровые свойства меандровых линий передачи.— Электросвязь, 1978, № 11, с. 66—68.
32. Ефремов Ю. Г., Невгасимый А. Ф., Шермаревич В. Г. Расчет направленного ответвителя на четырех связанных линиях.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1976, № 2, с. 108—109.
33. Занкин Б. М. Матричные методы анализа систем СВЧ. Автоматизация проектирования в электронике. Респ. межвед. науч.-техн. сб., 1968, вып. 2, с. 163—187.
34. Зайкин Б. М., Коинн В. В., Платонова Ж. К. Метод определения параметров рассеяния фазированных антенных решеток.— Кибернетика и вычислит. техника 1974, вып. 26, с. 53—58.
35. Зайкин Б. М., Коинн В. В., Платонова Ж. К. Циклический алгоритм расчета параметров рассеяния произвольного соединения многополюсников СВЧ.— В кн.: Новые разработки приборов СВЧ и их применение в науке и промышленности. К.: Об-во «Знание» УССР, 1974, с. 8—12.
36. Зайкин Б. М., Моцоглов А. А. Алгоритм расчета на ЭЦВМ параметров кольцевого моста СВЧ с произвольным делением энергии.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1969, № 8, с. 870—876.
37. Зайкин Б. М., Моцоглов А. А. К расчету шестиполюсных СВЧ кольцевых схем.— Теорет. электротехника, 1969, № 8, с. 140—145.
38. Зайкин Б. М., Коинн В. В. Определение параметров рассеяния разветвленной линии передачи.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1974, № 8 с. 105—108.
39. Зайкин Б. М., Коинн В. В., Нарбут В. П. Новое в разработках СВЧ устройств. К.: Об-во «Знание» УССР, 1979. 24 с.
40. Заенцев В. В., Минкив М. А. Расчет параметров рассеяния соединения произвольных СВЧ многополюсников.— Радиотехника и электроника, 1975, № 3, с. 655—657.
41. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики. М.: Энергия, 1970. 262 с.
42. Каганов В. И. СВЧ полупроводниковые радиопередатчики. М.: Радио и связь, 1981. 400 с.
43. Карин Ж. Теория цепей: Анализ и синтез: Пер. с англ. М.: Связь, 1973. 368 с.
44. Каскады радиоприемников на полевых транзисторах/Под ред. Н. Г. Петрова. М.: Энергия, 1974. 192 с.
45. Катушкина В. М., Модель З. И. Мостовые методы сложения мощностей любого числа УКВ генераторов.— Электросвязь, 1959, № 7, с. 23—31.
46. Каултон М. Пленочная технология и СВЧ интегральные схемы: Технология толстых и тонких пленок/Под ред. А. Рейсмана, К. Роуза. М.: Мир, 1972, с. 125—135.
47. Крейнгель Н. С. Шумовые параметры радиоприемных устройств. М. Энергия, 1969. 168 с.
48. К расчету смесителей с внешним смещением/Ю. Г. Ефремов, А. Ф. Невгасимый, Б. Д. Солганик, В. Г. Шермаревич.— Радиотехника, 1980, № 1 с. 58—59.
49. Клич С. М. Проектирование СВЧ устройств радиолокационных приемников. М.: Сов. радио, 1973. 320 с.
50. Клич С. М., Николаев А. Л. Расчет степени подавления гармоник разностной частоты в балансном смесителе СВЧ.— Радиотехника и электроника, 1976, № 8, с. 1675—1682.
51. Ковалев И. С. Теория и расчет полосковых волноводов. Минск: Наука и техника, 1967. 233 с.
52. Козлов В. И., Юфит Г. А. Проектирование СВЧ устройств с помощью ЭВМ. М.: Сов. радио, 1975. 177 с.
53. Колосов М. В., Перегонов С. А. СВЧ генераторы и усилители на полупроводниковых приборах. М.: Сов. радио, 1974. 79 с.
54. Коинн В. В. Сравнение частотных характеристик полосковых систем распределения мощности СВЧ.— В кн.: Антенны. Под ред. А. А. Пистолькорса. М.: Связь, 1980, с. 131—137.
55. Коинн В. В., Бутырина Л. А. Модели распределенных нагрузок СВЧ с поверхностными сопротивлениями.— Радиотехника, 1981, № 1, с. 64—66.
56. Коинн В. В., Занкин Б. М., Бова Н. Т. Частотные характеристики коэффициентов передачи каналов систем распределения мощности СВЧ.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1978, № 6, с. 157—159.
57. Конструирование и расчет полосковых устройств/Под ред. И. С. Ковалева. М.: Сов. радио, 1974. 295 с.
58. Кристаллические детекторы/Пер. с англ.; Под ред. Е. Я. Пумпера. М.: Сов. радио, 1960, Т. 1. 332 с.; Т. 2. 310 с.
59. Крохин В. В. Элементы радиоприемных устройств сверхвысоких частот. М.: Сов. радио, 1964. 696 с.
60. Лебедев И. В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высш. школа, 1972. 375 с.
61. Лебедев А. Т. Оптимизация электрических цепей.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1979, № 2, с. 181—189.
62. Леонченко В. П., Фельдштейн А. Л., Шелелюнский Л. А. Расчет полосковых фильтров на встречных стержнях. М.: Связь, 1975. 312 с.
63. Либерман Л. С. Полупроводниковые переключаемые диоды СВЧ.— Электрон. техника, 1967, № 5, с. 3—15.
64. Либерман Л. С., Лобанов В. Ф., Сестрорецкий Б. В. Некоторые варианты схем микрополосковых диодных фазовращателей.— Электрон. техника 1974, вып. 10 (92), с. 47—52.
65. Лобенстейн Х. Номограмма для расчета значений комбинационных частот.— Электроника, 1973, № 16, с. 62—65.
66. Малорацкий Л. Г. Микроминиатюризация элементов и устройств СВЧ. М.: Сов. радио, 1976. 216 с.
67. Малорацкий Л. Г. К анализу гибридного кольца.— Радиотехника, 1967, № 9, с. 94—101.
68. Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М.: Сов. радио, 1972. 232 с.
69. Малютин Н. Д., Воробьев П. А. Расчет погонной емкости и характеристического сопротивления планарных полосковых линий.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1972, № 5, с. 662—663.
70. Массе Д., Пьюсел Р. Термостабилизированный полосковый фильтр на основе диэлектрических резонаторов.— ТИИЭР, 1972, № 6, с. 94—96.
71. Математическое моделирование параметров рассеяния делителя (сумматора) мощности СВЧ/Н. Т. Бова, Б. М. Занкин, В. В. Коинн, Л. А. Коинн, Ж. К. Платонова, Ю. В. Толстик.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1973, № 10, с. 137—138.
72. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. Т. 1. 439 с.; 1972. Т. 2. 495 с.
73. Машкович М. Д. Электрические свойства неорганических диэлектриков в диапазоне СВЧ. М.: Сов. радио, 1969. 240 с.
74. Немляхер Ю. А., Никулина Л. Н., Струков И. А. Балансный варисторный преобразователь частоты ортомодного типа.— Радиотехника, 1977, № 6 с. 39—41.
75. Нефедов Е. И., Фналковский А. Т. Полосковые линии передачи. М. Наука, 1980. 312 с.

76. Николаев И. М., Филинук Н. А. Микроэлектронные устройства и основы их проектирования. М.: Энергия, 1979. 336 с.

77. Олейников В. Н., Бойков В. В., Лукьянчук В. А. Двойной балансный смеситель СВЧ.— Техника средств связи. Радиоизмер. техника, 1980, вып. 7, с. 56—64.

78. Орлов В. И. Анализ взаимной модуляции, возникающей при использовании кристаллического смесителя.— ТИИЭР, 1964, № 2, с. 181—185.

79. Пат. 3512090 (США).

80. Пат. 3516024 (США).

81. Пат. 3652941 (США).

82. Пат. 3735267 (США).

83. Пат. 3772599 (США).

84. Пат. 1599467 (Франция).

85. Петров Г. В., Селлецкий В. Б. Интегральные схемы диодных смесителей СВЧ диапазона — Зарубеж. электрон. техника, 1975, № 19, с. 3—38.

86. Пистолькорс А. А. Антенны. М.: Госрадиоиздат, 1947. 480 с.

87. Полосковые линии и устройства СВЧ/Под ред. В. М. Седых. Харьков: Вища школа. Изд-во при Харьк. ун-те, 1974. 276 с.

88. Полосковые платы и узлы: Проектирование и изготовление/Под ред. Е. П. Котова, В. Д. Каплуна. М.: Сов. радио, 1979. 248 с.

89. Покрас А. М. Антенные устройства зарубежных линий связи через искусственные спутники Земли. М.: Связь, 1965. 160 с.

90. Полупроводниковые входные устройства СВЧ/Под ред. В. С. Эткина. М.: Сов. радио, 1975. 343 с.

91. Полупроводниковые диоды. Параметры, методы измерений/Под ред. Н. Н. Горюнова, Ю. Р. Носова. М.: Сов. радио, 1968. 304 с.

92. Применение комбинаций линий передачи в микроэлектронных входных устройствах/Ю. Г. Ефремов, А. Ф. Невгасимый, Е. Т. Скорик, В. Г. Шермаревич.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1980, № 9, с. 92—94.

93. Проектирование радиопередающих устройств СВЧ/Под ред. Г. М. Уткина. М.: Сов. радио, 1979. 394 с.

94. Проектирование радиоприемных устройств/Под ред. А. П. Сиверса. М.: Сов. радио, 1976. 485 с.

95. Пылакин В. А. Расчет делителей мощности с произвольным числом развязанных выходов.— Радиотехника, 1973, № 9, с. 60—65.

96. Рывкин С. М. Фотоэлектрические явления в полупроводниках. М.: Физматгиз, 1963. 494 с.

97. СВЧ устройства на полупроводниковых диодах. Проектирование и расчет/Под ред. И. В. Мальского, Б. В. Сестрорецкого. М.: Сов. радио, 1969. 579 с.

98. Сягорский В. П., Петренко А. И. Алгоритмы анализа электронных схем. М.: Сов. радио, 1979. 606 с.

99. Смогилев К. А. Резонансные усилители на трехполосниках. М.: Сов. радио, 1972. 304 с.

100. Современная теория фильтров и их проектирование/Под ред. Г. Темеша, С. Митра. М.: Мир, 1977. 560 с.

101. Солганик Б. Д., Забалуева Л. В., Шермаревич В. Г. Учет нелинейной емкости диода в барьером Шоттки в смесителях.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1980, № 3, с. 110—112.

102. Солганик Б. Д., Невгасимый А. Ф., Скорик Е. Т. Оптоэлектронные СВЧ приборы.— В кн.: Электронная совместимость и устройства СВЧ К.: Об-во «Знание» УССР, 1977, с. 20—21.

103. Солганик Б. Д., Невгасимый А. Ф., Скорик Е. Т. Оптоэлектронные СВЧ управляющие устройства.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1978, № 12, с. 88—91.

104. Старк К. Теория фазированных антенных решеток СВЧ диапазона.— ТИИЭР, 1974, № 12, с. 55—105.

105. Стриха В. И., Бузанева Е. В., Радзиевский И. А. Полупроводниковые приборы с барьером Шоттки. М.: Сов. радио, 1974. 248 с.

106. Сущевич В. И. Нерегулярные линейные волноводные системы. М.: Сов. радио, 1967. 295 с.

107. Таблицы присоединенных функций Лежандра/Под ред. К. А. Карпова. М.: ВЦ АН СССР, 1966. Вып. 26. 305 с.

108. Тихеев В. В. Расчет амплитудных характеристик оптимизированного СВЧ ограничителя.— Радиотехника и электроника, 1976, № 1, с. 186—188.

109. Транзисторы. Параметры, методы измерений и испытаний/Под ред. И. Г. Бергельсона, Ю. А. Каменецкого, И. Ф. Николаевского. М.: Сов. радио, 1968. 503 с.

110. Транзисторы: Справочник/Под ред. И. Ф. Николаевского. М.: Связь, 1969. 623 с.

111. Управляющие СВЧ приборы на объемном полупроводнике/К. Е. Мортенсон, А. Д. Армстронг, И. М. Боррего, И. Ф. Уайт.— В кн.: Полупроводниковые приборы СВЧ. М.: Мир, 1972, с. 70—82.

112. Фельдштейн А. Л., Мазепова О. И. Справочник по элементам полосковой техники. М.: Связь, 1979. 336 с.

113. Фельдштейн А. Л., Явич Л. Р. Синтез четырехполосников и восьми-полосников на СВЧ. М.: Связь, 1971. 388 с.

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

115. Френер В. Быстрый расчет усилителей при помощи параметров рассеяния.— Электроника, 1967, № 21, с. 19—29.

116. Хамер Д., Биггерс Дж. Технология толстополюсников гибридных интегральных схем. М.: Мир, 1975. 496 с.

117. Хижа Г. С., Вендик И. В. Синтез оптимизированных одноступенчатых отражательных фазовращателей.— Радиотехника и электроника, 1971, № 12, с. 2317—2320.

118. Шварцман А. Расчет и конструирование устройств на полосковых линиях.— Электроника, 1967, № 2, с. 109—112.

119. Широкополосные радиопередающие устройства/Под ред. О. В. Алексева. М.: Связь, 1978. 304 с.

120. Широкополосный смеситель на комбинациях линий передачи/Ю. Г. Ефремов, А. Ф. Невгасимый, Е. Т. Скорик, В. Г. Шермаревич.— Изв. вузов СССР. Сер. Радиоэлектроника, 1978, № 8, с. 91—95.

121. Barber M. R. A numerical of the tunnel-diode frequency converter.— IEEE Trans., 1965, v. MTT-13, N 19, p. 663—671.

122. Besser L. Take the hassle out of FET amplifier design.— Microwave System News, 1977, N 9, p. 97—101.

123. Bryant T., Weiss J. Parameters of microstrip transmission lines and of coupled pairs of microstrip line.— IEEE Trans., 1968, v. MTT-16, N 12, p. 1021—1027.

124. Cohn M., Degnenford J. E., Newman B. A. Harmonic mixing with an antiparallel diod pair.— IEEE Trans. Microwave Theory Tech., 1975, v. MTT-23, N 8, p. 667—671.

125. Cohn S. B. Slot line on a dielectric substrate.— IEEE Trans., 1969, v. MTT-17, N 10, p. 768—778.

126. Cohn S. B. Direct-coupled-resonator filters.— Proc. IRE, 1957, v. 45, N 2, p. 183—189.

127. Cristal E. G., Podell A. F., Parker D. Microquide a new microwave integrated circuit transmission line.— IEEE—G MTT International Microwave Symposium, Arlington, 1972, p. 696—699.

128. Cristal E. G., Gysel U. Compact channel-dropping filter for stripline and microwave integrated Circuits.— IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, N 5, p. 499—506.

129. Dominick F. How much pulsed power can a p-i-n-diode handle.— Microwaves, 1976, v. 15, N 2, p. 54—59.

130. Eisenberg J. FET amplifier role in todays EW systems.— Microwave System News, 1977, N 5, p. 45—51.

131. Engelbrecht D., Kurokawa S. Wideband low noise L-band balanced Transistor amplifier.— Proc. IEEE, 1965, v. 53, N 3, p. 344—361.

132. Fukuda S., Ara Y., Haga J. Low noise GaAs FET amplifiers NEC.— Research and Development, 1978, N 48, p. 67—78.

133. Johnson K. M. X-band intergrated circuit mixer with reactively terminated image.— IEEE Trans., 1968, v. MTT-16, N 7, p. 388—396.

134. Katoh M., Akaiwa Y. 4-GHz intergrated circuit mixer.— IEEE Trans., 1971, v. MTT-19, N 7, p. 634—637.

135. Kennedj W. K. MW semiconductor and solid state components.— Microwave J., 1978, v. 21, N 11, p. 66—83.

136. Knorr J. B., Kuchler K. D. Analysis of coupled slots and coplanar strips on dielectric substrate.— IEEE Trans., 1975, v. MTT-23, N 7, p. 541—548.

137. Knorr J., Saenz J. End effect in a shorted slot.— IEEE Trans., 1973, v. MTT-21, N 9, p. 579—580.

138. Kowalski G. Coplanar oriented meander lines.— AEÜ, 1974, N 6, s. 257—265.

139. Kurpis G. P., Taub J. J. Wide-band X-band microstrip image rejection balanced mixer.— IEEE Trans., 1970, v. MTT-18, N 12, p. 1181—1182.

140. Lange J. Interdigitated stripline quadrature hybrid.— IEEE Trans., 1969, v. MTT-17, N 12, p. 1150—1151.

141. Leichti C. A., Tillman R. Design and performance of microwave amplifiers with GaAs Schottky-gate-field-effect transistors.— IEEE Trans., 1974, v. MTT-22, N 5, p. 573—584.

142. Mellor D. Calculator-based synthesis routine speeds microwave amplifiers design.— IEEE/MTT-S International Microwave Symposium Digest, 1977.

143. Microwave J., 1978, N 6, p. 2—156.

144. Microwave silicon windows for high-power broad-band switching application. Mortenson K. E., Borrego J. M., Bakerman P. E., Gutman R. J. IEEE J. Solid-State Circuits, 1969, v. SC-4, N 12, p. 413—415.

145. Ogawa H., Aikawa M. and Morita K. K-band integrated double-balanced mixer.— IEEE Trans., 1980, v. MTT-28, N 3, p. 180—185.

146. Oxley T. H., Hilsden F. The performance of back diodes as mixers and detectors at microwave frequencies.— Int. IERE (Radio and Electron. Eng.), 1966, v. 31, p. 181—184.

147. Parad L., Moynihan R. Split—tee power divider.— IEEE Trans., 1965, v. MTT-13, N 1, p. 23—29.

148. Plate W. Lases-controlled switching of de or rf signals up to GHz range: a new field of laser application.— Optics and Laser Technology, 1978, v. 10, N 1, p. 40—43.

149. Reindel J., Printed W. G. Circuits trim component costs.— Microwaves, 1980, v. 19, N 10, p. 60—64.

150. Roberts R. Effect of tolerances on the performance of microstrip parallel-coupled bandpass filters.— Electronics Letters, 1971, v. 7, N 10, p. 291—295.

151. Schneider M. V., Snell W. W. Harmonically pumped stripline down-converter.— IEEE Trans., 1975, v. MTT-23, N 3, p. 271—277.

152. Schick B., Köhler J. Letters an aproved microstrip to microslot transition.— IEEE Ttans., 1976, v. MTT-24, N 4, p. 231—233.

153. Silvester P. TEM wave properties of microstrip transmission lines.— Proc. IEE, 1968, v. 115, N 1, p. 43—52.

154. Silvester P., Benedek P. Equivalent capacitances of microstrip open circuits.— IEEE Trans., 1972, v. MTT-20, N 8, p. 511—516.

155. Slot line characteristics. Mariani E. A., Heinzman C., Agrios J. P., Cohn S. B. IEEE Trans., 1969, v. MTT-17, N 12, p. 1091—1096.

156. Starski J. P. Optimization of the matching network for a hybrid coupler phase shifter.— IEEE Trans., 1977, v. MTT-25, N 8, p. 662—666.

157. Torrero E. Fokus of transistors.— Electronic Design, 1973, v. 21, N 3, p. 46—53.

158. Robinson G. Resonant frequency calculations for microstrip cavities.— IEEE Trans., 1971, v. MTT-19, №7, p. 623—627.

## ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Введение . . . . .	3
Глава 1. Расчет элементов гибридных интегральных схем . . . . .	5
1. Понятие гибридной интегральной схемы СВЧ . . . . .	5
2. Основные линии передач ГИС СВЧ . . . . .	5
3. Расчет параметров линий . . . . .	8
Глава 2. Устройства деления (суммирования) мощности СВЧ . . . . .	20
1. Применение делителей (сумматоров) мощности . . . . .	20
2. Элементы многоканальных делителей . . . . .	22
3. Многоканальные делители. Алгоритмы расчета многоканальных делителей . . . . .	38
4. Четырехканальные делители мощности . . . . .	43
5. Делители мощности на 64 канала . . . . .	46
6. Характеристики делителей, выполненных из мостовых устройств . . . . .	50
7. Рекомендации для проектирования делителей (сумматоров) мощности . . . . .	52
Глава 3. Избирательные устройства . . . . .	53
1. Основные требования к избирательным устройствам и их параметры . . . . .	53
2. Аппроксимация функций рабочего затухания . . . . .	56
3. Расчет топологий фильтров . . . . .	57
4. Анализ частотных характеристик . . . . .	62
Глава 4. Смесители . . . . .	70
1. Параметры смесителей и основные требования к ним . . . . .	70
2. Выбор активных элементов . . . . .	72
3. Схемы смесителей . . . . .	79
4. Математические модели смесителей . . . . .	84
5. Смесители на комбинациях линий передач . . . . .	92
6. Результаты расчетов и экспериментов . . . . .	100
Глава 5. Усилительные устройства . . . . .	109
1. Требования к малошумящим усилителям СВЧ и их параметры . . . . .	109
2. Усилительные элементы . . . . .	110
3. Математическая модель транзистора . . . . .	112
4. Расчет усилителей . . . . .	114
5. Использование ЭВМ при проектировании усилителей . . . . .	122
6. Топологические схемы микроволновых СВЧ усилителей . . . . .	124
7. Многокаскадные усилители . . . . .	125
8. Влияние внешних факторов на работу усилителей с ПТ . . . . .	130
Глава 6. Устройства, управляющие мощностью . . . . .	131
1. Требования к устройствам и их классификация . . . . .	131
2. Управляющие элементы . . . . .	132
3. Математический аппарат для расчета устройств на сосредоточенных элементах . . . . .	135
4. Устройства на сосредоточенных управляющих элементах . . . . .	137
5. Устройства на элементах с распределенными параметрами . . . . .	146
Глава 7. Фазовращатели . . . . .	150
1. Параметры полупроводниковых фазовращателей . . . . .	150
2. Схемы фазовращателей и анализ характеристик фазовращателя с направлением ответвителем . . . . .	154
Глава 8. Ограничители мощности . . . . .	160
1. Параметры ограничителей мощности . . . . .	160
2. Ограничительные диоды . . . . .	161
3. Схемы ограничителей мощности и их расчет . . . . .	166
Список литературы . . . . .	177

**Николай Тимофеевич Бова**,  
*канд. техн. наук*  
**Юрий Георгиевич Ефремов**,  
*канд. техн. наук*  
**Валерий Викторович Конин**,  
*канд. техн. наук*  
**Александр Федорович Невгасимый**,  
*канд. техн. наук*  
**Борис Давидович Солганик**,  
*канд. физ.-мат. наук*

**МИКРОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ**

Редактор  
*Н. М. Корнильева*  
Оформление художника  
*П. И. Ярьсько*  
Художественные редакторы  
*Л. А. Дикарев, В. С. Шапошников*  
Технический редактор  
*Н. А. Бондарчук*  
Корректор *Г. А. Высоцкая*

Информ. бланк № 2268

**Сдано в набор 10.05.83. Подписано в печать 02.12.83. БФ 49894.**  
Формат 60×90<sup>1/16</sup>. Бумага для глубокой печати.  
Гарн. лит. Печ. выс.  
Усл. печ. л. 11,5. Усл. кр.-отт. 12,64.  
Уч.-изд. л. 12,73. Тираж 6000 экз.  
Зак. 4-13. Цена 1 р. 10 к.

Издательство «Техника», 252601,  
Киев, 1, Крещатик. 5.

Отпечатано с матриц книжной фабрики имени М. В. Фрунзе  
на книжной фабрике «Коммунист», 310012, Харьков-12,  
Энгельса, 11.