

**Министерство образования и науки Украины
Днепропетровский национальный университет
имени Олеся Гончара**

**О. О. Дробахин, С. В. Плаксин,
В. Д. Рябчий, Д. Ю. Салтыков**

**„ТЕХНИКА И ПОЛУПРОВОДНИКОВАЯ
ЭЛЕКТРОНИКА СВЧ”**

УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ

**Издательство «Вебер»
Севастополь 2013**

УДК 621.396
Н 15

Рецензенты: д-р техн. наук, проф. В. М. Корчинский
(заведующий кафедрой электронных средств телекоммуникаций Днепропетровского национального университета имени Олеся Гончара)

к-т физ.-мат. наук, доцент Е.Н.Привалов
(заведующий отделом функциональных элементов систем управления Института технической механики НАН Украины и ГКА Украины, г.Днепропетровск)

УДК 621.372 – 621.376
ББК 32.845
Т-38

Т-38 Техника и полупроводниковая электроника СВЧ : Учебное пособие [Электронное издание] / О. О. Дробахин, С. В. Плаксин, В. Д. Рябчий, Д. Ю. Салтыков. – Севастополь: Вебер, 2013.– 322 с.

ISBN 978-966-335-404-0

Приведены сведения об основных линиях передачи СВЧ диапазона, теории микроволновых цепей. Рассмотрены методы теории длинных линий и многополюсников СВЧ для анализа и синтеза устройств на основе микроволновых линий передачи. Представлены сведения о конструкции основных элементов СВЧ техники, их параметрах, при этом использован формализм матриц рассеяния. Преимущественно рассмотрены волноводные элементы, применяемые для решения задач прикладной физики. Рассмотрены физические принципы работы основных типов полупроводниковых и ферритовых устройств электроники сверхвысоких частот. Приводятся основные теоретические соотношения и типовые схемы для полупроводниковых генераторов, усилителей и преобразователей частоты. Формулируются критерии выбора оптимальных режимов их работы, устанавливаются предельно возможные параметры и методы их достижения. К каждой теме предложены вопросы для проверки уровня его усвоения. Пособие содержит тесты для самостоятельной работы.

Для студентов, обучающихся по направлению подготовки "Прикладная физика". Пособие также может быть полезно аспирантам и студентам старших курсов радиотехнических и радиофизических специальностей, а также всем, кто интересуется техникой СВЧ-диапазона.

УДК 621.372 – 621.376
ББК 32.845

ISBN 978-966-335-404-0

© Дробахин О. О., Плаксин С. В.,
Рябчий В. Д., Салтыков Д. Ю., 2013

Введение

Электромагнитные волны сверхвысоких частот (СВЧ) имеют широкое применение в различных областях науки и техники. На начальном этапе СВЧ, или микроволновые, устройства были разработаны для реализации радиолокационных средств обнаружения воздушных, наземных и морских объектов, оценки их координат, скорости. Затем были решены задачи радиолокации космических объектов, включая локацию планет. Последнее время радиолокационные методы применяют для решения технологических задач, например, в металлургии, для медицинской и спортивной диагностики. Микроволновые устройства позволяют измерять расстояние до отражающих поверхностей в условиях отсутствия возможности наблюдения в оптическом диапазоне, например, ночью, в условиях задымления, или при наличии термической нагрузки, скажем, в металлургическом производстве; исследовать вибрации в случае, если объект находится за преградой, например, при проведении спасательных работ.

Важное технологическое значение имеют микроволновые печи. В настоящее время проводятся исследования по применению таких печей для получения композиционных полимерных материалов, проведения химических реакций, удаления влаги из веществ, которые должны вступать в химические преобразования, сушки. Перспективным является облучение семян растений с целью интенсификации процесса роста. Имеет место терапевтический эффект СВЧ излучения на определенных частотах.

Микроволновые технологии, кроме того, широко используются в информационно-телекоммуникационных системах. В мобильной радиосвязи, радионавигации, радиометрии, беспроводных компьютерных сетях и т.д. передачу информации осуществляют с помощью электромагнитных волн, которые принадлежат практически всему диапазону микроволнового излучения, то есть соответствующие длины волн лежат в пределах от дециметров до миллиметров, а частоты – от 0,3 до 300 ГГц. С увеличением частоты появляется возможность концентрации электромагнитного излучения в узкий направленный луч, что повышает помехоустойчивость при передаче информации с его помощью и обеспечивает электромагнитную совместимость. Значительным преимуществом микроволнового диапазона является его большая информационная емкость, что позволяет, например, в системах телекоммуникаций увеличить число передаваемых каналов телефонной связи и телерадиовещания, организовать многоканальную передачу широкополосных сигналов с одновременным улучшением качества связи. Дальнейшее развитие беспроводных телекоммуникаций предусматривает разработку и введение новых и совершенствование уже существующих микроволновых устройств и систем передачи информации.

СВЧ элементы – одни из основных в технике физического эксперимента, например, в случае создания средств ускорения элементарных частиц, а следовательно, специалисты по прикладной физике должны быть осведомленными с

основными принципами построения и применения основных элементов микроволновой техники.

Пособие содержит набор тестов, вопросов, которые позволяют проверить уровень усвоения изложенного материала, ряд вопросов носит проблемный характер, для ответа на некоторые из вопросов требуется привлечение дополнительных источников информации. Ряд разделов проиллюстрирован задачами с решениями.

Пособие подготовлено профессорско-преподавательским составом кафедры прикладной и компьютерной радиофизики Днепропетровского национального университета имени Олеся Гончара: заведующим кафедрой доктором физико-математических наук профессором О. О. Дробахиным, профессором доктором физико-математических наук С. В. Плаксиным, доцентом кандидатом технических наук В. Д. Рябчим, старшим преподавателем Д. Ю. Салтыковым.

Список сокращений

- АЭ – активный элемент;
 АЧХ – амплитудно-частотная характеристика;
 БР – биконический резонатор;
 БС – балансный смеситель;
 БТ – биполярный транзистор;
 ВАХ – вольтамперная характеристика;
 ВДР – волноводно-диэлектрические резонаторы;
 ВЧ – высокая частота;
 ВЩЛ – волноводно-щелевая линия;
 ГИС – гибридная интегральная схема;
 ДБС – двойной балансный смеситель;
 ДБШ – диод с барьером Шоттки;
 ДМ – диодный мост;
 ДР – диэлектрический резонатор;
 ДЗПТШ – двухзатворный полевой тетрод с барьером Шоттки;
 ДКБС – двойной кольцевой балансный смеситель;
 ДФС – дифференциальный фазовый сдвиг;
 ЗЧ – зеркальная частота;
 КБВ – коэффициент бегущей волны;
 КБС – кольцевой балансный смеситель;
 КВЧ – крайне высокие частоты;
 КЗ – короткое замыкание;
 КО – коэффициент отражения;
 КПД – коэффициент полезного действия;
 КПЛ – копланарная линия;
 КПУ – квантовый парамагнитный усилитель;
 КСВ – коэффициент стоячей волны;
 КСВН – коэффициент стоячей волны по напряжению;
 КУ – коэффициент усиления;
 ЛБВ – лампа бегущей волны;
 ЛОВ – лампа обратной волны;
 ЛПД – лавинно-пролетный диод;
 МДР – металлодиэлектрический резонатор;
 МКФ – металло-керамический фильтр;
 МПЛ – микрополосковая линия;
 МШУ – малошумящий усилитель;
 НБС – небалансный смеситель;
 НО – направленный ответвитель;
 ОДС – отрицательное дифференциальное сопротивление;
 ОДП – отрицательная дифференциальная проводимость;
 ОНОЗ – ограниченное накопление объемного заряда;
 ОВР – открытый волноводный резонатор;
 ОР – открытый резонатор;
 ОТД – обращенный туннельный диод;
 ПЗФ – полосно-заграждающий фильтр;
 ППУ – полупроводниковый параметрический усилитель;
 ППФ – полосно-пропускающий фильтр;
 ПТ – полевой транзистор;
 ПТШ – полевой транзистор с барьером Шоттки;
 ПЧ – промежуточная частота;
 ПЭ – преобразующий элемент;
 РБВ – резонатор бегущей волны;
 РФ – режекторный фильтр;
 РЭ – разделительный элемент;
 СВЧ – сверхвысокие частоты;
 СК – согласующий контур;
 СН – согласованная нагрузка;
 СПЛ – симметричная полосковая линия;
 СЦ – согласующая цепь;
 СЧ – суммарная частота;
 ТДЛ – трансформаторы типа «длинной линии»;
 ТКД – точно-контактный диод;
 ТМ – Т-мост;
 УВЧ – усилитель высокой частоты;
 УПЧ – усилитель промежуточной частоты;
 ФАР – фазированная антенная решетка;
 ФВ – фазовращатель;
 ФВЧ – фильтр верхних частот;
 ФНЧ – фильтр нижних частот;
 ФЧХ – фазо-частотная характеристика;
 ХХ – холостой ход;
 ЦП – цепь питания;
 ЩЛ – щелевая линия;
 ЩМ – щелевой мост.

1. Линии передачи СВЧ

1.1. Основные положения

Линией передачи (англ. – *transmission line*) называют устройство, которое ограничивает пространство распространения электромагнитных волн и направляет поток электромагнитной энергии в заданном направлении от источника к нагрузке. С помощью линий передачи осуществляется передача мощности от генератора к нагрузке, трансформируются величины полных сопротивлений нагрузок, образуются резонансные системы – объемные резонаторы и колебательные контуры с распределенными параметрами. Отрезки линий передачи применяют для объединения отдельных микроволновых устройств в единую схему.

Линию передачи называют *регулярной* (англ. – *regular*), если она прямолинейна и в продольном направлении не изменяются её поперечное сечение и электромагнитные свойства сред, которые её заполняют. Линию передачи характеризуют *комплексной постоянной распространения* (англ. – *propagation constant*) $\dot{\gamma} = \alpha + j\beta$. Зависимость электромагнитной волны, бегущей вдоль линии передачи в направлении увеличения координаты z , описывают выражением $\exp(-\dot{\gamma} z)$, если зависимость от времени имеет вид $\exp(j\omega t)$. *Коэффициент затухания* (англ. – *attenuation constant*) α [Нп/м] – величина, обратная расстоянию, которое должна пройти волна вдоль регулярной линии, чтобы её амплитуда уменьшилась в e раз. Такому затуханию соответствует 1 Нп (8,686 дБ). *Постоянная распространения, фазовая постоянная* или *волновое число* (англ. – *phase constant, wavenumber*) β [1/м] численно равна фазовому сдвигу, который приобретает волна при прохождении по регулярной линии расстояния единичной длины

$$\beta = \frac{\omega}{v_{\phi}} = \frac{2\pi}{\Lambda}. \quad (1.1)$$

Длина волны в линии (англ. – *wavelength*) Λ равняется расстоянию, которое должна пройти волна вдоль регулярной линии, чтобы её фаза изменилась на 360° (2π рад),

$$\Lambda = \frac{2\pi}{\beta} = \frac{v_{\phi}}{f}. \quad (1.2)$$

Фазовая скорость (англ. – *phase velocity*) v_{ϕ} – скорость перемещения фазового фронта волны (поверхности равных фаз) в направлении продольной оси z регулярной линии,

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \Lambda f. \quad (1.3)$$

Линию передачи называют *однородной* (англ. – *homogeneous*), если поперечное сечение заполнено однородной средой. В противном случае линия *неоднородная* (англ. – *inhomogeneous*). Примером такой линии является линия, состоящая из нескольких продольных слоёв разных диэлектриков. Фазовая скорость для неоднородной регулярной линии передачи одинакова во всех слоях. Если в волне отсутствуют продольные компоненты как электрического, так и магнитного поля, т.е. векторы электрического и магнитного полей лежат в плоскости перпендикулярной направлению распространения, то такая волна называется *поперечной электромагнитной* или *ТЕМ-волной* (для краткости *T-волной*). Для линий передачи с *ТЕМ-волной* вводят понятие *эффективной диэлектрической проницаемости* (англ. – *effective dielectric constant*) $\epsilon_{\text{эф}}$, которая численно равна отношению квадрата скорости света в вакууме к квадрату фазовой скорости в линии

$$\epsilon_{\text{эф}} = \frac{c^2}{v_{\text{ф}}^2}. \quad (1.4)$$

Если линия заполнена продольно-слоистым диэлектриком, а в ней распространяется *ТЕМ-волна*, то $\epsilon_{r \min} < \epsilon_{\text{эф}} < \epsilon_{r \max}$ ($\mu_r \equiv 1$), где $\epsilon_{r \min}$, $\epsilon_{r \max}$ – относительные диэлектрические проницаемости материалов слоёв с наименьшим и наибольшим значениями, соответственно.

Величину W (Ом), которая определяется отношением амплитуд напряжения и тока в бегущей волне, называют *волновым сопротивлением* (англ. – *characteristic impedance*) линии передачи.

Нерегулярная (англ. – *irregular*) линия передачи – это линия, геометрические и (или) электромагнитные параметры которой представляют собой функцию продольной координаты. К таким линиям принадлежат линии с гофрированными поверхностями, линии, сечения которых поперечно заполнены диэлектрическими слоями.

Как правило, передача электромагнитной мощности по линии осуществляется волной одного типа. Чаще всего это *волна основного типа*, *основная волна* или *мода* (англ. – *dominant mode*), которая имеет наименьшую критическую частоту в данной линии передачи. Однако в некоторых случаях предпочтение отдается волнам высших типов с критическими частотами, превышающими частоту основной волны.

Критической частоте или *частоте отсечки* (англ. – *cutoff frequency*) в регулярных полностью экранированных линиях передачи соответствует частота, на которой постоянная распространения β равняется нулю. В регулярных линиях с частичным экранированием, в которых возможно излучение, под критической понимают частоту, для которой равны постоянные распространения волны в линии и какой-либо волны в окружающем линию пространстве.

При выборе линии передачи необходимо учитывать структуру полей в источнике и нагрузке, требования, касающиеся согласования сопротивлений

источника и нагрузки, минимального затухания в линии (то есть КПД должен быть близким к единице), отсутствия электрического пробоя и тепловых деформаций, неискаженной формы спектра передаваемого сигнала.

1.2. Коаксиальная линия передачи.

Регулярная *коаксиальная линия* (англ. – *coaxial line*) – это система двух коаксиальных проводящих металлических цилиндров, пространство между которыми заполнено твёрдым диэлектриком с относительной проницаемостью ϵ_r (рис.1.1). Наиболее распространены гибкие коаксиальные кабели, в которых внутренний проводник представляет собой одно- или многожильный провод, а внешний проводник имеет вид оплётки, изготовленной из тонкого провода. В качестве диэлектрика для коаксиальных кабелей обычно используют полиэтилен ($\epsilon_r = 2,25$) или фторопласт ($\epsilon_r = 2,08$), имеющие высокие диэлектрические характеристики, то есть малые диэлектрические потери. При передаче больших уровней мощности используют воздушные жёсткие коаксиальные линии, в которых внутренний проводник поддерживают диэлектрические шайбы.

Параметры коаксиальной линии могут быть определены по приведенным ниже формулам.

1. Погонная ёмкость

$$C_1 = \frac{2\pi\epsilon_r\epsilon_0}{\ln(b/a)}, \text{ Ф/м}, \quad (1.5)$$

где a и b – радиусы внутреннего и внешнего проводников; ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость заполнения; $\epsilon_0 \approx 8,842 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная вакуума.

2. Погонная индуктивность

$$L_1 = \frac{\mu_r\mu_0}{2\pi} \ln\left(\frac{b}{a}\right), \text{ Гн/м}, \quad (1.6)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная вакуума, относительная магнитная проницаемость обычно для диэлектриков $\mu_r = 1$.

3. Погонное сопротивление потерь

$$R_1 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\omega\mu_m\mu_0}{2\sigma}} \left(\frac{1}{a} - \frac{1}{b}\right), \text{ Ом/м}, \quad (1.7)$$

где ω – круговая частота; μ_m – относительная магнитная проницаемость, а σ – удельная объёмная проводимость металла стенок линии, которая измеряется в См/м. Данная формула имеет приближённый характер в связи с тем, что удельная проводимость существенно зависит от микроструктуры поверхности проводников.

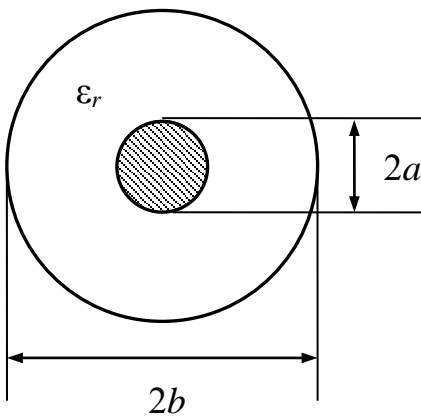


Рис. 1.1. Коаксиальная линия передачи

4. Погонная проводимость потерь

$$G_1 = \omega C_1 \operatorname{tg} \delta, \text{ См/м}, \quad (1.8)$$

где $\operatorname{tg} \delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь, который для качественных диэлектриков имеет порядок $10^{-3} - 10^{-4}$.

5. *Волновое сопротивление.* Коаксиальные линии передачи имеют малые потери, потому волновое сопротивление можно получить по формуле для линии без потерь:

$$W = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right), \text{ Ом}. \quad (1.9)$$

Коаксиальные кабели имеют стандартные волновые сопротивления 50, 75, 100, 150, 200 Ом.

6. *Погонные потери.* Для расчета омических потерь можно использовать приближенные формулы для линий с малыми потерями:

$$\alpha = 0,0115 \sqrt{\frac{\omega \epsilon_r \mu_m \mu_0}{2\sigma}} \left(\frac{1/a - 1/b}{\ln(b/a)} \right) + 1,448 \cdot 10^{-8} \omega \sqrt{\epsilon_r} \operatorname{tg} \delta, \text{ дБ/м}. \quad (1.10)$$

Первое слагаемое учитывает потери, обусловлены неидеальностью токонесущих поверхностей, второй – неидеальностью диэлектрика.

1.3. Двухпроводная линия передачи

Двухпроводная линия (англ. – *pair*) образована двумя параллельными круглыми проводниками диаметром $2d$, расстояние между центрами которых – D (рис.1.2). Чаще всего такую линию выполняют с воздушным заполнением ($\epsilon_r = 1$), для сохранения расстояния между проводниками используют изолирующие распорки из высококачественного диэлектрика.

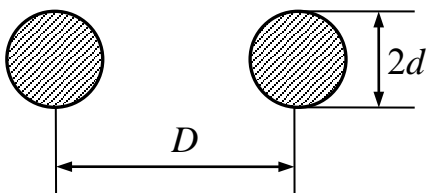


Рис.1.2. Поперечное сечение двухпроводной линии передачи

Для расчета первичных параметров двухпроводной линии при $D \gg d$ можно использовать следующие приближенные формулы.

1. Погонная ёмкость

$$C_1 = \frac{\pi \epsilon_r \epsilon_0}{\ln(D/d)}, \text{ Ф/м}. \quad (1.11)$$

2. Погонная индуктивность

$$L_1 = \frac{\mu \mu_0}{\pi} \ln\left(\frac{D}{d}\right), \text{ Гн/м}. \quad (1.12)$$

3. Погонное активное сопротивление

$$R_1 = \frac{1}{\pi a} \sqrt{\frac{\omega \mu \mu_0}{2\sigma}}, \text{ Ом/м}. \quad (1.13)$$

Погонную шунтирующую проводимость двухпроводной линии обычно не учитывают, поскольку воздушное заполнение обладает крайне малыми потерями.

4. Волновое сопротивление двухпроводной линии

$$W = \frac{120\pi}{\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{D}{d}\right), \text{ Ом.} \quad (1.14)$$

5. Погонное затухание двухпроводной линии

$$\alpha = 8,13 \cdot 10^{-3} \sqrt{\frac{\omega\mu_r\mu_0}{2\sigma}} / a \ln\left(\frac{D}{d}\right). \quad (1.15)$$

Широкое использование воздушной двухпроводной линии ограничено на практике в связи с тем, что часть мощности в процессе передачи излучается в окружающее пространство.

1.4. «Витая пара»

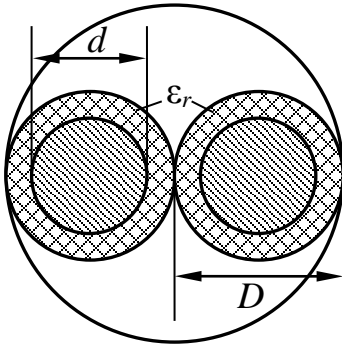


Рис.1.3. Поперечное сечение «витой пары»

Уменьшить потери на излучение удаётся в линии передачи типа «витая пара» (англ. – *twisted pair*). Это разновидность двухпроводной линии, в которой проводники в диэлектрической изоляции скручены между собой (рис.1.3). Волновое сопротивление такой линии может быть рассчитано по формуле для двухпроводной линии, в которой вместо относительной диэлектрической проницаемости среды ϵ_r подставляют эффективную диэлектрическую проницаемость линии $\epsilon_{эф}$, которая зависит от числа витков на единицу длины линии.

$$W = \frac{120\pi}{\pi\sqrt{\epsilon_{эф}}} \ln\left(\frac{D}{d}\right), \text{ Ом,} \quad (1.16)$$

где $\epsilon_{эф} = 1 + q(\epsilon_r - 1)$; $q = 0,25 + 0,0004 \arctg^2(\pi DN)$;

N – число витков на единицу длины.

1.5. Прямоугольный волновод

Регулярный *волновод* (англ. – *waveguide*) представляет собой полую металлическую трубу с постоянным поперечным сечением. На практике наиболее распространены волноводы с прямоугольным сечением (рис.1.4,а). Обычно считают, что внутренние поверхности стенок волновода идеально проводящие.

Для более наглядного рассмотрения процессов распространения волны будем считать, что волна ведет себя аналогично лучу света, который последовательно отражается от стенок волновода. На рис.1.4,б изображен двумерный случай, когда волна при распространении отражается лишь от боковых стенок

волновода. В этом случае время, которое затрачивает волна на прохождение волновода, больше, чем для обычного прямолинейного распространения без отражения от стенок. Поэтому длина волны $\Lambda = \lambda / \sin \varphi$, измеренная вдоль оси волновода, больше длины волны λ в свободном пространстве, и, следовательно, фазовая скорость больше скорости света в данной среде. Угол падения волны, под которым волна распространяется в волноводе, то есть угол отражения от стенок волновода, зависит от частоты и размеров поперечного сечения $a \times b$.

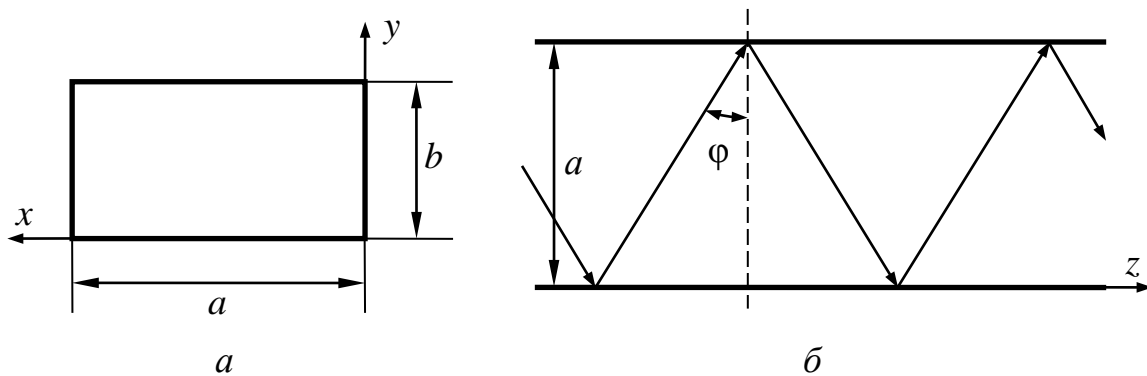


Рис.1.4. Прямоугольный волновод:
 a – поперечное сечение; b – распространение волны

Объяснить описанный случай можно тем, что в случае идеальной проводимости стенок на их поверхностях тангенциальные составляющие электрического поля должны равняться нулю, то есть вдоль широкой и узкой стенок волновода возникают стоячие волны с узлами электрического поля на стенках. В случае высоких частот $\lambda \ll a$ угол падения $\varphi \approx \pi/2$, волна распространяется практически прямолинейно вдоль волновода. С понижением частоты угол падения волны на стенки волновода φ уменьшается, то есть чем ниже частота, тем с большим количеством отражений волна проходит определённый отрезок волновода. Если и дальше уменьшать частоту, то найдется такая частота, при которой $\varphi = 0$, то есть для прохождения сколь угодно малого отрезка волновода волна должна будет отражаться от его стенок бесконечное число раз. Длину волны в этом случае называют критической ($\lambda_{кр}$).

Таким образом, электромагнитное поле распространяется в волноводе, многократно отражаясь от его стенок. Вследствие этого, в результате интерференции падающих и отражённых волн образуется поле, которое имеет вид *плоской неоднородной волны*, представляющее собой суперпозицию бегущей волны, распространяющейся вдоль оси z и стоячей волны вдоль поперечных координат x и y . Так как фазовая скорость данной волны $v_{\phi} = c / \sin \varphi$ больше скорости света c в среде, заполняющей волновод, такие волны называют *быстрыми*. Прохождение волнового узкополосного пакета в волноводе без потерь осуществляется в направлении продольной оси z с *групповой скоростью* (англ. – *group velocity*) $v_{гр} = c \sin \varphi$, которая, в отличие от фазовой, всегда меньше ско-

рости света. Если потери в волноводе отсутствуют или незначительны, то выполняется следующее равенство: $v_{гр} v_{ф} = c^2$.

В волноводах могут возбуждаться электромагнитные поля разных типов, отличающиеся друг от друга структурой, критической частотой, фазовой скоростью. Для классификации этих полей вводят понятие *типов волн*, или *волноводных мод* (англ. – *mode*), под которыми понимают конкретные структуры поля в волноводе.

В полых металлических волноводах не может распространяться *ТЕМ*-волна. Электромагнитное поле в волноводе всегда имеет продольные компоненты или электрического, или магнитного вектора. Волны, у которых $E_z = 0, H_z \neq 0$, называют *поперечными электрическими (ТЕ)*, или *магнитными (H)*. Волны, у которых $H_z = 0, E_z \neq 0$, называют *поперечными магнитными (ТМ)*, или *электрическими (E)*.

В волноводах может возбуждаться бесконечное множество TE_{mn} (H_{mn}) или TM_{mn} (E_{mn}) типов волн, отличающихся значениями индексов m, n , которые описывают структуру поля в поперечной плоскости волновода. Для прямоугольного волновода индекс m показывает число полуволн, которые укладываются вдоль широкой стенки волновода (оси x), n – вдоль узкой стенки (оси y). Разные типы волн имеют разные фазовые скорости и критические частоты. Для основного типа волны проще всего реализовать крайне важный для практического применения одномодовый режим, когда в волноводе распространяется лишь один основной тип волны.

Для прямоугольного волновода основной является волна типа H_{10} ($m=1, n=0$). Электрическое поле в данном случае максимально в середине волновода и спадает до нуля на его боковых стенках (рис.1.5). Критическая длина основной волны $\lambda_{кр}^{10} = 2a$. Первый высший тип волны H_{20} , его критическая частота $\lambda_{кр}^{20} = a$, таким образом, теоретическое условие одномодовости для прямоугольного волновода имеет вид $a < \lambda < 2a$. Чаще всего на практике рабочий диапазон изменения длины волны выбирают, исходя из условия $1,1a < \lambda < 1,6a$, с целью избежать возбуждения нежелательных типов волн и потерь при работе на частотах, близких к критической.

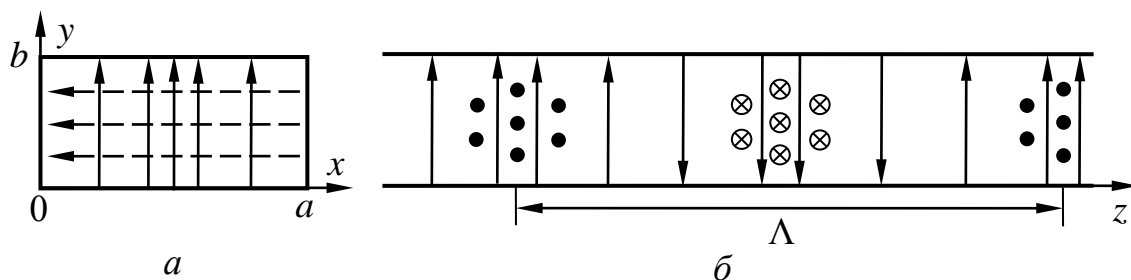


Рис.1.5. Структура поля волны H_{10} прямоугольного волновода:

a – поперечное сечение; b – продольное сечение

В отличие от *ТЕМ*-волн для *H*- и *E*- волн в волноводах характерна *частотная дисперсия* (англ. – *frequency dispersion*), то есть зависимость фазовой скорости от частоты, и вследствие этого – и других параметров волноводов.

Для идеальных полых волноводов справедливы следующие выражения.

1. *Фазовая скорость*

$$v_{\phi} = \frac{\omega}{\beta} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}. \quad (1.17)$$

2. *Групповая скорость*

$$v_{гр} = \frac{d\omega}{d\beta} = c\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}. \quad (1.18)$$

3. *Длина волны в волноводе*

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}}. \quad (1.19)$$

4. *Критическая длина волны*

$$\lambda_{кр} = 2/\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}. \quad (1.20)$$

5. *Критическая частота прямоугольного волновода*

$$f_{кр} = \frac{c}{2}\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2}. \quad (1.21)$$

Понятия напряжения U и тока I в волноводе не имеют явного физического смысла. Поэтому для волноводов вместо волнового сопротивления используют понятие *характеристического сопротивления* (англ. – *wave impedance*) для определенного типа волны, которое равно отношению поперечной компоненты электрического поля к поперечной компоненте магнитного поля. Соответственно для *H*- и *E*- волн имеем следующие выражения:

$$W_H = W_0 / \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r \mu_r} \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2}, \quad (1.22)$$

$$W_E = W_0 \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r \mu_r} \left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}} \right)^2}, \quad (1.23)$$

где $W_0 = \sqrt{\frac{\mu_0 \mu_r}{\epsilon_0 \epsilon_r}} = 120\pi \sqrt{\frac{\mu_r}{\epsilon_r}}$ – волновое сопротивление свободного пространства; ϵ_r , μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости сре-

ды, заполняющей волновод; $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны; λ – длина волны в свободном пространстве на заданной частоте.

Для типа волны H_{10} , чаще всего применяемого при использовании прямоугольного волновода, соответствующее сопротивление задаётся выражением

$$W_H = W_0 / \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r \mu_r} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2}. \quad (1.24)$$

Из этого выражения следует, что сопротивление не зависит от размера узкой стенки b . Однако эксперимент свидетельствует о том, что в случае соединения волноводов, поперечные размеры которых отличаются именно по этой величине, имеет место отражение от такого соединения, а это свидетельствует о неравенстве волновых сопротивлений таких волноводов. Эксперимент подтверждает, что в случае равенства так называемых *эквивалентных сопротивлений*

$$W_3 = \frac{b}{a} \cdot W_0 / \sqrt{1 - \frac{1}{\epsilon_r \mu_r} \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2} \quad (1.25)$$

для соответствующих волноводов отражение от соединения практически отсутствуют. Это означает, что в случае использования прямоугольных волноводов, работающих на волне H_{10} , именно эта величина может играть роль волнового сопротивления в соответствующих выражениях для коэффициента отражения. На практике, как правило, используют не само значение сопротивления, а отношение сопротивлений для смежных отрезков волноводов. В некоторых случаях применяют волноводы с одинаковым сечением, но заполненные разными диэлектриками. Что касается диэлектрика с достаточно большим значением ϵ_r , при условии, что $\mu_r = 1$ и длина волны далека от критической (типовым значением $(\lambda/2a)^2$ является 0,42), можно приближенно считать, что сопротивление пропорционально $1/\sqrt{\epsilon_r}$.

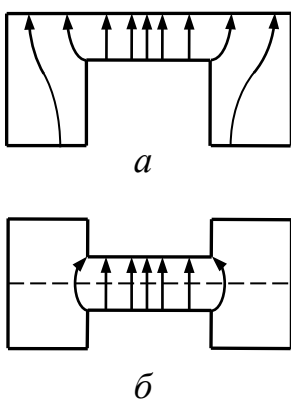


Рис.1.6. Волноводы:
 а – П-образный,
 б – Н-образный

Для увеличения диапазона одномодовости применяют волноводы П- и Н-образного сечений (рис.1.6). Наличие зауженного участка в центральной части волновода, где напряженность электрического поля волны H_{10} максимальна, эквивалентно увеличению емкости и приводит к увеличению критической длины волны H_{10} . Электрическое поле волны H_{20} в центральной области близко к нулю, поэтому изменение критической частоты для нее незначительно. Рабочий диапазон П-образного волновода может быть в несколько раз больше чем у аналогичного прямоугольного волновода. При одинаковых рабочих частотах П-образный волновод обладает меньшими попе-

речными размерами, а, следовательно, меньшими габаритами и массой. Кроме того П-образный волновод имеет более низкое характеристическое сопротивление при меньшей дисперсии.

Недостатками волновода П-образного сечения являются меньшая максимально допустимая мощность и большее затухание, чем у прямоугольного волновода с такими же размерами. Это объясняется концентрацией поля в области зауженного сечения и увеличением периметра стенок волновода при той же площади поперечного сечения.

В Н-образном волноводе, который можно рассматривать, как сдвоенный П-образный волновод, при сохранении критической частоты и дисперсии на том же уровне, максимально допустимая мощность возрастает примерно в 2 раза, а затухание уменьшается благодаря отсутствию токов в несуществующей общей широкой стенке двух объединенных П-образных волноводов.

1.6. Круглый волновод

Кроме волноводов прямоугольного сечения на практике широкое применение, особенно при создании различных устройств диапазона СВЧ, нашли волноводы круглого сечения.

В круглых волноводах также, как и в прямоугольных, может возбуждаться бесконечное множество TE_{mn} (H_{mn}) или TM_{mn} (E_{mn}) типов волн, отличающихся значениями индексов m, n , которые описывают структуру поля в поперечной плоскости волновода. При рассмотрении полей в волноводах круглого сечения используют цилиндрическую систему координат φ, r, z , поэтому индексы m и n имеют несколько иной смысл. Индекс m показывает число полуволн, которые укладываются вдоль азимутальной координаты φ при ее изменении на π (на половине окружности), n – число полуволн вдоль радиуса (оси r).

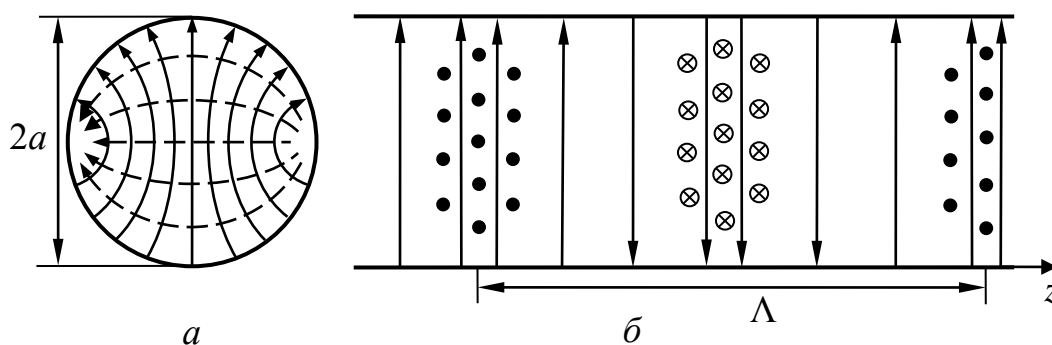


Рис.1.7. Структура поля волны H_{11} круглого волновода:

a – поперечное сечение; b – продольное сечение

Как и для прямоугольных волноводов, для волноводов круглого сечения справедливы выражения (1.17) – (1.19) для определения v_ϕ , $v_{гр}$ и Λ , а также

(1.22) – (1.23) для определения характеристических сопротивлений W_E и W_H . Критические длины волн собственных мод круглого волновода равны

$$\lambda_{\text{кр}} = \frac{2\pi}{\kappa} = \frac{2\pi a}{\nu_{mn}}, \quad (1.26)$$

где a – радиус волновода, κ – поперечное волновое число, ν_{mn} – корень уравнения $J_m(pa) = 0$ для E -волн, или уравнения $J'_m(pa) = 0$ для H -волн, m – порядок функции Бесселя $J_m(pa)$, n – номер корня.

Для круглого волновода основной является волна типа H_{11} ($m=1, n=1$). Распределение электромагнитного поля данного типа аналогично полю основной волны прямоугольного волновода H_{10} (рис.1.7). Критическая длина основной волны $\lambda_{\text{кр}}^{H_{11}} = 2\pi a/1,841 = 3,413 a$. Первый высший тип волны круглого волновода E_{01} , его критическая частота $\lambda_{\text{кр}}^{E_{01}} = 2\pi a/2,405 = 2,613 a$, таким образом, теоретическое условие одномодовости для круглого волновода имеет вид $2,613 a < \lambda < 3,413 a$.

Особенностью круглого волновода является поляризационное вырождение собственных мод, вызванное круговой симметрией структуры, что приводит к вращению плоскости поляризации при наличии неоднородностей в волноводе.

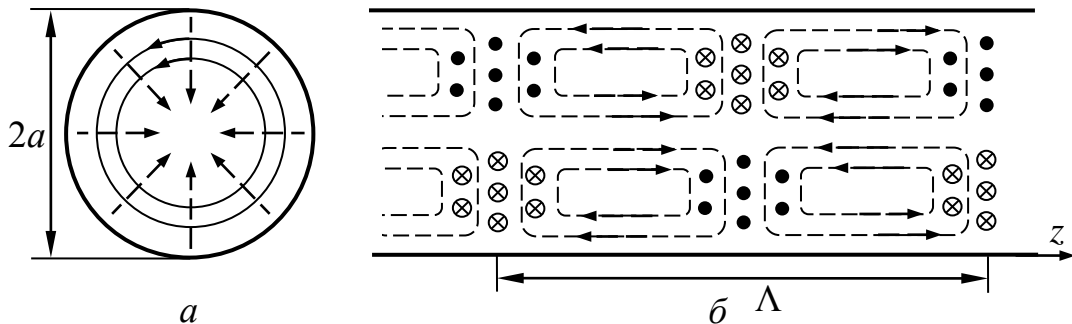


Рис.1.8. Структура поля волны H_{01} круглого волновода:
 a – поперечное сечение; b – продольное сечение

Кроме основной волны практический интерес представляют азимутально симметричные магнитные типы волн, в частности H_{01} (рис.1.8), обладающие аномально малыми потерями, что связано с отсутствием продольных токов в стенках волновода (электрическое поле, как бы оттягивается от стенок волновода). Критическая длина волны H_{01} равна $\lambda_{\text{кр}}^{H_{01}} = 2\pi a/3,832 = 1,640 a$. Главным недостатком, ограничивающим применение H_{01} , является совпадение критических частот данной моды и волны E_{11} . Это приводит к тому, что наличие неоднородностей в тракте приводит к возникновению обоих типов волн и требует дополнительных мер по борьбе с паразитным типом волны E_{11} , обладающим существенно более высокими потерями, чем H_{01} .

1.7. Планарные линии передачи

С развитием технологии интегральных схем СВЧ широкое применение нашли *планарные линии* и устройства на их основе. Этому способствовали малые габариты и масса, возможность унификации плат, а также обеспечение интеграции с активными элементами СВЧ и элементами с сосредоточенными параметрами, чего невозможно достичь на таком же уровне при использовании волноводных и коаксиальных линий передачи. Однако планарным линиям свойственны некоторые недостатки, связанные с излучением (особенно в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн), большими потерями и, таким образом, со значительным коэффициентом шума. Поэтому планарные линии стараются не использовать во входных цепях СВЧ приемников сантиметрового диапазона. На рис.1.9 показаны основные типы таких линий.

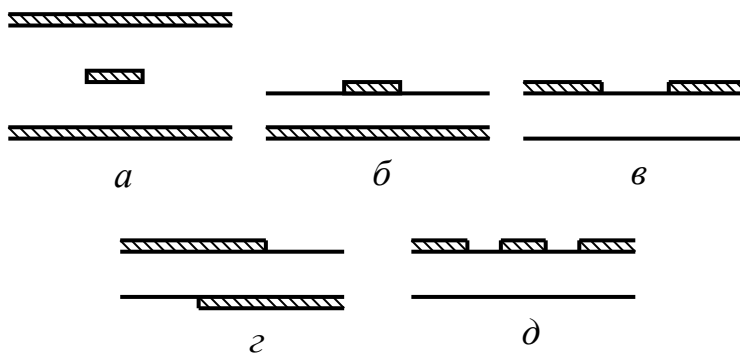


Рис.1.9. Планарные линии передачи: а – симметричная полосковая линия (СПЛ), б – несимметричная полосковая линия (НПЛ), в – щелевая линия (ЩЛ), г – несимметричная щелевая линия, д – копланарная линия (КПЛ).

Среди планарных линий передачи наиболее широко используют на практике *полосковые линии* (англ. – *strip-line*), являющиеся удобными при создании интегральных устройств СВЧ. Различают два типа полосковых линий: *симметричные* (рис.1.9,а) и *несимметричные* (рис.1.9,б). Использование диэлектрика в полосковых линиях не обязательно. Чтобы потери были как можно меньшими, линию выполняют без диэлектрика, однако в этом случае возникает проблема крепления токопроводящих полосок. Основной волной полосковых линий передачи является *квази-Т волна* (англ. – *quasi-TEM*), которая не имеет частоты отсечки. Она отличается от *ТЕМ*-волны тем, что имеет продольные составляющие электромагнитного поля, однако их амплитуда значительно меньше, чем амплитуда поперечных составляющих. Линии с *ТЕМ*-волной не имеют дисперсии, и их критическая частота $f_{кр}$ равна нулю.

На рис.1.10 изображена конфигурация силовых линий электрического (сплошные линии) и магнитного (пунктирные линии) полей квази-Т волны в поперечном сечении симметричной (рис.1.10,а) и несимметричной (рис.1.10,б) полосковых линий.

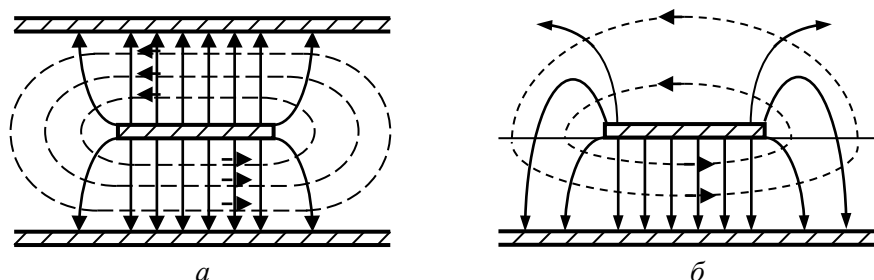


Рис.1.10. Силовые линии поля полосковых линий передачи:
 а – симметричной, б – несимметричной

Микрополосковая линия (МПЛ, англ. – *microstrip-line*) – это несимметричная полосковая линия, материал подложки которой имеет высокое значение диэлектрической проницаемости ($\epsilon_r \geq 10$), благодаря чему размеры линии могут быть значительно уменьшены (рис.1.11). Считается, что частотной дисперсией в МПЛ можно пренебречь на частотах ниже 10 ГГц. До частот 2 – 4 ГГц в МПЛ в основном распространяется квази- T волна. Потери в МПЛ резко увеличиваются на частоте ~ 18 ГГц. Поэтому применение МПЛ на частотах, выше 40 ГГц проблематично. Начиная с частоты 5 ГГц становится заметным излучение.

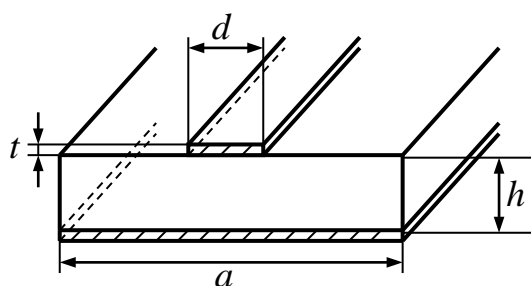


Рис.1.11. Микрополосковая линия передачи

Большая часть энергии основной волны МПЛ сосредоточена на участке поперечного сечения линии, имеющей ширину $d + 2h$. Для того, чтобы соседние проводники не взаимодействовали друг с другом, расстояние между ними в горизонтальной плоскости должно превышать значение $4h$. Толщина токонесущей полоски t должна превышать значение $(3 - 5)\delta$, где δ – толщина скин-слоя. Ширина заземленной

поверхности экрана a должна превышать $4d$, в этом случае считается, что он является бесконечным. Такие размеры позволяют сконцентрировать поле основной волны в зазоре между проводниками.

Волновое сопротивление W для квази- T волны можно рассчитать с помощью приближенных выражений:

$$W = \begin{cases} \frac{100\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left(1 + \frac{d}{h}\right)} \left(1 - \frac{t}{h}\right), & \frac{d}{h} < 2; \\ \frac{100\pi}{\sqrt{\epsilon_r} \left[1 + \frac{d}{h} \left(1 - \frac{t}{h}\right)^{-1}\right]}, & \frac{d}{h} > 2. \end{cases} \quad (1.27)$$

Решить обратную задачу для определения d/h , по известному значению сопротивления W , позволяет формула

$$\frac{d}{h} = \frac{100\pi}{W\sqrt{\varepsilon_r}} - 1. \quad (1.28)$$

Формулы (1.27), (1.28) обеспечивают относительно высокую точность в интервале значений волнового сопротивления 15 – 70 Ом. Для высокоомных линий наблюдаются существенные ошибки. Значение волнового сопротивления W для МПЛ, как правило, должно находиться в интервале 15 – 100 Ом, его легко подобрать, изменяя d .

В МПЛ при больших значениях ε_r большая часть энергии поля сосредоточена в подложке под полоской, однако, некоторая часть энергии находится также в пространстве над подложкой и полоской, что эквивалентно уменьшению значения диэлектрической проницаемости среды в МПЛ по сравнению с ε_r материала подложки:

$$\varepsilon_{\text{эф}} = 0,5 \left(1 + \varepsilon_r + \frac{\varepsilon_r - 1}{\sqrt{1 + 10 \frac{h}{d}}} \right), \quad (1.29)$$

где $W_0 = 120\pi$ – волновое сопротивление свободного пространства, $\Lambda = \lambda / \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}$ – длина волны в линии, λ – длина волны в свободном пространстве, $\varepsilon_{\text{эф}}$ – эффективная проницаемость.

Верхняя граница рабочего частотного диапазона МПЛ определяется условием возникновения паразитной поверхностной волны, структура поля которой резко отличается от структуры поля квази- T волны, что приводит к нарушению условий согласования и возникновению потерь. Критическая частота главной паразитной волны определяется из выражения

$$f_{\text{кр}} = \frac{75}{h\sqrt{\varepsilon_r - 1}}. \quad (1.30)$$

Если рабочая частота задана, максимальная толщина подложки рассчитывается как

$$h_{\text{max}} = \frac{75}{f\sqrt{\varepsilon_r - 1}}. \quad (1.31)$$

Чем выше рабочая частота, тем более тонкие подложки необходимо использовать. Стандартный набор размеров толщины: 0,25; 0,5; 0,75; 1,0; 1,5 мм. С уменьшением h уменьшаются потери на излучение, однако при этом уменьшаются и размеры элементов, что приводит к дополнительным технологическим трудностям.

При конструировании некоторых устройств (направленных ответвителей, делителей мощности и т.п.) используют *связанные полосковые линии* (рис.1.12,*a*).

В этой структуре могут существовать две квази- T волны – *четная* (рис.1.12,б) и *нечетная* (рис.1.12,в).

Связанные линии изготавливают как с воздушным заполнением, так и на диэлектрической подложке. Волновые сопротивления четного W^e и нечетного W^o типов в общем случае не равны друг другу.

В *щелевой линии* (ЩЛ, англ. – *slot-line*) распространяется замедленная H -волна, электромагнитное поле которой концентрируется вблизи щели. Крити-

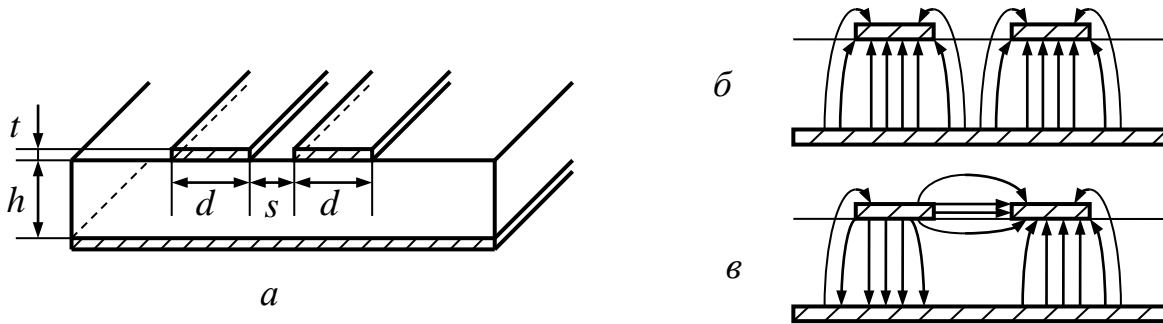


Рис.1.12. Связанные полосковые линии (а) и силовые линии четной (б) и нечетной (в) волн

ческая частота $f_{кр}$ этой волны равна нулю, однако, при этом имеет место существенная дисперсия. Для уменьшения излучения щелевые линии экранируют.

Основным недостатком полосковых линий являются более высокие (по сравнению с волноводами) потери. Это связано с тем, что кроме потерь в металлических полосках присутствуют потери в диэлектрике (если он есть) и *дифракционные потери* (потери на излучение). Они особенно велики вблизи различных неоднородностей.

На основе полосковых линий методами печатной технологии изготавливаются различные элементы СВЧ схем: фильтры, направленные ответвители, гибридные кольца, линии задержки, излучатели, мосты, индуктивности, емкости и т.д. При разработке таких устройств необходимо знать электрические параметры полосковых линий: волновое сопротивление, погонную емкость, эффективную диэлектрическую проницаемость и потери.

Контрольные вопросы

1. В чем отличие линии передачи от антенны?
2. Что такое линия передачи?
3. Какие задачи позволяют решать линии передачи, их отрезки?
4. Что неудовлетворительно сформулировано в определении длины волны как расстояния между точками пространства, которые колеблются в фазе?
5. Что такое фазовый фронт волны?
6. Что такое амплитудный фронт волны?
7. Чем отличается однородная волна от неоднородной?

8. Чем отличается волновое число от фазовой постоянной и постоянной распространения?
9. Как связаны постоянная распространения и комплексная постоянная распространения?
10. В чем физический смысл волнового числа?
11. В чем физический смысл длины волны?
12. Что такое критическая длина волны в закрытой линии передачи?
13. Что такое критическая длина волны в открытой линии передачи?
14. Что общего и отличного в регулярной и однородной линии передачи?
15. В чем физический смысл коэффициента затухания?
16. Что такое фазовая скорость?
17. Каков физический смысл силовых линий электрического и магнитного полей?
18. Под каким взаимным углом ориентированы силовые линии электрического и магнитного полей в каждой точке?
19. Какой угол составляют силовые линии электрического поля с идеальным металлом?
20. Что представляет собой *ТЕМ*-волна, какие компоненты она имеет, как они ориентированы?
21. Что представляет собой квази-*T*-волна, какие компоненты она имеет, как они ориентированы?
22. Может ли линия передачи быть регулярной и неоднородной одновременно?
23. Может ли линия передачи быть нерегулярной и неоднородной одновременно?
24. Что такое основная волна линии передачи?
25. Что такое эффективная диэлектрическая проницаемость?
26. Что понимают под волновым сопротивлением? Каков его физический смысл?
27. Чем отличается определение сопротивления в определенном сечении линии передачи от определения волнового сопротивления?
28. Что понимают под характеристическим сопротивлением?
29. Какие обстоятельства необходимо учитывать при выборе линии передачи?
30. Что представляют собой коаксиальные кабель, волновод? Какова их конструкция?
31. Каким образом поддерживается коаксиальность проводников в коаксиальной линии передачи?
32. Какой тип волны является основным в коаксиальной линии передачи?
33. Какова структура силовых линий электромагнитного поля для *ТЕМ*-волны в коаксиальной линии передачи?
34. Как зависят погонная емкость и индуктивность, волновое сопротивление коаксиальной линии передачи от значения зазора между проводниками для *ТЕМ*-волны?

35. Как зависят погонные емкость и индуктивность, волновое сопротивление коаксиальной линии передачи от значения диаметра наружного проводника при фиксированном значении диаметра внутреннего проводника для ТЕМ-волны?

36. В какие моменты времени в данном сечении коаксиальной линии передачи силовые линии основной волны изменяют направление? На каком расстоянии от заданного сечения силовые линии имеют противоположное (такое же) направление? Существуют ли моменты времени, когда структура поля в данном сечении не может быть определена?

37. Какова конструкция двухпроводной линии?

38. Какова структура силовых линий электромагнитного поля для Т-волны в двухпроводной линии?

39. В чем отличие конструкции «витой пары» от обычной двухпроводной линии?

40. Как зависят погонные емкость и индуктивность, волновое сопротивление двухпроводной линии от значения зазора между проводниками, диаметра проводников?

41. В чем состоят недостатки двухпроводной линии?

42. В чем преимущества «витой пары»?

43. Что представляет собой полый металлический волновод? Какие бывают формы поперечного сечения волновода?

44. Что представляет собой плоская неоднородная волна?

45. Каким образом формируется плоская неоднородная волна в прямоугольном волноводе?

46. Что характеризует фазовая скорость?

47. Что характеризует групповая скорость? В каком случае она совпадает со скоростью переноса энергии?

48. Как выглядит волновой процесс на критической частоте?

49. Почему в полном волноводе не может распространяться ТЕМ-волна?

50. Что понимается под волноводной модой или типом волны?

51. Каковы отличительные особенности поперечных электрических, поперечных магнитных, электрических и магнитных типов волн?

52. Какова структура основной волны в прямоугольном волноводе?

53. В какие моменты времени в данном сечении прямоугольного волновода силовые линии основной волны изменяют направление? На каком расстоянии от заданного сечения силовые линии имеют противоположное (такое же) направление? Существуют ли моменты времени, когда структура поля в данном сечении не может быть определена?

54. Что такое режим одномодовости в волноводе, каковы условия одномодовости для основной волны прямоугольного волновода?

55. Каков физический смысл индексов для типов волн TE_{mn} (H_{mn}) или TM_{mn} (E_{mn}) в прямоугольном волноводе?

56. В чем особенности формирования неоднородных волн в прямоугольном волноводе для высших мод?

57. Какая волна является первой высшей модой для основной волны?

58. Что такое эквивалентное сопротивление для основной моды прямоугольного волновода, в чем необходимость его введения?

59. Что такое частотная дисперсия, в чем физические основания наличия частотной дисперсии в прямоугольном волноводе?

60. Какие преимущества и недостатки П- и Н-образных волноводов по сравнению с прямоугольным волноводом?

61. Каков физический смысл индексов для типов волн TE_{mn} (H_{mn}) или TM_{mn} (E_{mn}) в круглом волноводе?

62. Какой тип волны в круглом волноводе является основным, какова структура силовых линий для него?

63. В какие моменты времени в данном сечении силовые линии H_{11} в круглом волноводе изменяют направление? На каком расстоянии от заданного сечения силовые линии имеют противоположное (такое же) направление? Существуют ли моменты времени, когда структура поля в данном сечении не может быть определена?

64. Какой тип волны в круглом волноводе обеспечивает наименьшие потери?

65. Каковы трудности использования волны H_{01} в круглом волноводе?

66. Какая разница между открытой линией передачи и волноводом?

67. Что такое критическая частота для микрополосковой линии передачи?

68. Является ли микрополосковая линия волноводом? Чем она отличается от несимметричной и симметричной полосковой линии?

69. Чему равняется частота отсечки квази-Т волны?

70. Какова структура силовых линий квази-Т волны в микрополосковой линии?

71. В какие моменты времени в данном сечении силовые линии квази-Т волны в микрополосковой линии изменяют направление? На каком расстоянии от заданного сечения силовые линии имеют противоположное (такое же) направление? Существуют ли моменты времени, когда структура поля в данном сечении не может быть определена?

72. Как соотносятся волновые сопротивления для микрополосковой, щелевой линий на основной волне и свободного пространства? Как эти соотношения связаны с плотностью силовых линий поля?

73. Как изменится волновое сопротивление в микрополосковой линии, если увеличить высоту подложки h при фиксированной ширине d ? Как при этом изменится структура поля?

74. Как изменится волновое сопротивление в микрополосковой линии, если увеличить ширину токонесущей полоски d при фиксированной высоте подложки h ? Как при этом изменится структура поля?

75. Какая связь изменения толщины t полоскового проводника с изменениями структуры поля, плотности силовых линий, значением волнового сопротивления?

76. Дать ответы на вопросы 73 – 75 с позиций изменения погонных емкости и индуктивности.

77. Что понимается под термином «дифракционные потери»?

78. Нужен ли экранирующий проводник для щелевой и копланарной линий передачи?

79. С какими проводниками на входе и выходе микрополосковой, щелевой и копланарной линий передачи соединяется центральный (наружный) проводник коаксиальной линии передачи?

80. Какова структура силовых линий четного и нечетного типов в связанных микрополосковых линиях передачи?

2. Теория длинных линий

2.1. Основы теории длинных линий

Полный анализ любых электромагнитных систем сводится к расчёту векторов электромагнитного поля, например \mathbf{E} и \mathbf{H} , в каждой точке пространства в каждый момент времени. Однако довести до конца решение системы уравнений Максвелла удаётся лишь для систем с достаточно простой геометрической конфигурацией.

В ряде случаев все необходимые для практики сведения о свойствах электромагнитных систем и устройств заключаются в оценках уровня мощности, которая передаётся между отдельными точками системы. Такую информацию можно получить, не используя методы электродинамики.

Если в составе системы можно выделить такие области пространства, в которых сконцентрирован преимущественно один из видов энергии, то в случае приближенного рассмотрения выделяют класс *квазистационарных* электрических цепей. Например, конденсатор концентрирует энергию электрического поля, а катушка индуктивности – магнитного, в резисторе осуществляется процесс преобразования электромагнитной энергии в тепловую, в источниках (генераторах) энергия неэлектромагнитного происхождения трансформируется в энергию электромагнитного поля.

Электромагнитные системы, для которых невозможно применить условия квазистационарности, называют *волновыми* или системами с *распределёнными параметрами* (англ. – *distributed parameter*).

Исторически первым объектом изучения стала линия передачи, образованная двумя параллельными проводниками, при условии, что длина линии либо больше, либо сопоставима с длиной волны. Такие линии передачи называли *длинными* (англ. – *long line*).

Отрезок линии передачи будем рассматривать как квазистационарный четырёхполюсник. Его внутреннюю структуру выбираем такой, чтобы можно было учитывать:

- накопление энергии электрического и магнитного полей;
- преобразование части энергии в тепло, вызванное сопротивлением проводников и проводимостью изоляции.

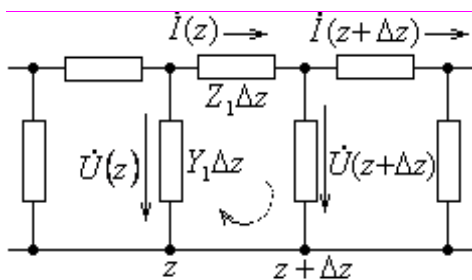


Рис. 2.1. Для вывода телеграфных уравнений

В случае такого подхода количественными характеристиками линии передачи являются: *погонная индуктивность* L_1 (Гн/м), *погонная ёмкость* C_1 (Ф/м), *погонное сопротивление* проводников R_1 (Ом/м) и *погонная проводимость* изоляции G_1 (См/м) (индекс “1” означает, что эти величины описывают свойства отрезка линии единичной длины).

Выведем уравнения состояния регуляр-

ной линии передачи, используя комплексные амплитуды напряжения $\dot{U}(z)$ и тока $\dot{I}(z)$ от продольной координаты. Будем считать, что зависимость от времени имеет вид $\exp(j\omega t)$. Представим линию как последовательное соединение отрезков длиной Δz каждый, при условии $\Delta z \rightarrow 0$ такие четырёхполюсники могут быть описаны методами теории электрических цепей. Исходя из данных в виде параметров линии передачи L_1, C_1, R_1, G_1 можно ввести погонное комплексное сопротивление $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ и погонную комплексную проводимость $Y_1 = G_1 + j\omega C_1$.

Обходя контур согласно рис.2.1, на основе второго закона Кирхгофа получим:

$$\dot{U}(z + \Delta z) - \dot{U}(z) + Z_1 \dot{I}(z) \Delta z = 0. \quad (2.1)$$

В соответствии с первым законом Кирхгофа имеем

$$\dot{I}(z) = \dot{I}(z + \Delta z) + Y_1 \Delta z \dot{U}(z + \Delta z). \quad (2.2)$$

Разностные уравнения (2.1) и (2.2) преобразуем в следующую систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\dot{U}(z + \Delta z) - \dot{U}(z)}{\Delta z} = -Z_1 \dot{I}(z) \\ \frac{\dot{I}(z + \Delta z) - \dot{I}(z)}{\Delta z} = -Y_1 \dot{U}(z + \Delta z) \end{cases}. \quad (2.3)$$

Осуществим теперь операцию предельного перехода $\Delta z \rightarrow 0$, в результате чего уравнения (2.3) преобразуются в систему двух обычных дифференциальных уравнений с постоянными коэффициентами:

$$\begin{cases} \frac{d\dot{U}}{dz} = -Z_1 \dot{I} \\ \frac{d\dot{I}}{dz} = -Y_1 \dot{U} \end{cases}. \quad (2.4)$$

Эта система дифференциальных уравнений получила название *телеграфных уравнений*.

Из (2.4) можно легко получить уравнение Гельмгольца относительно \dot{U} или \dot{I} , если обе части одного из уравнений продифференцировать по z , а потом второе уравнение подставить в полученное выражение. Тогда имеем

$$\frac{d^2 \dot{U}}{dz^2} - Z_1 Y_1 \dot{U} = 0. \quad (2.5)$$

Общее решение этого уравнение имеет вид

$$\dot{U}(z) = \dot{U}^+ e^{-\gamma z} + \dot{U}^- e^{\gamma z}, \quad (2.6)$$

где \dot{U}^+, \dot{U}^- – комплексные амплитуды *прямой* (англ. – *direct*) и *обратной* (англ. – *return*) волн, которые распространяются в направлении увеличения и уменьшения координаты z , соответственно; $\dot{\gamma}$ – постоянная распространения, которая равняется $\dot{\gamma} = \sqrt{Z_1 Y_1}$.

Каждое из слагаемых описывает чисто бегущую волну. В определенных ситуациях с прямой волной ассоциируется *падающая* (англ. – *incident*) волна (волна, которая распространяется от генератора), а с обратной – *отраженная* (англ. – *reflected*) волна, обусловленная отражением от *нагрузки* (англ. – *load*).

Из первого уравнения в системе (2.4) и явного вида выражения для напряжения (2.6) следует выражение для тока:

$$\dot{I}(z) = \dot{I}^+ e^{-\dot{\gamma}z} + \dot{I}^- e^{\dot{\gamma}z} = \frac{\dot{U}^+ \dot{\gamma}}{Z_1} e^{-\dot{\gamma}z} - \frac{\dot{U}^- \dot{\gamma}}{Z_1} e^{\dot{\gamma}z} = \frac{\dot{\gamma}}{Z_1} (\dot{U}^+ e^{-\dot{\gamma}z} - \dot{U}^- e^{\dot{\gamma}z}). \quad (2.7)$$

Согласно выражению (2.7) ток для обратной волны в отличие от тока прямой волны имеет знак минус. Таким образом, ток в обратной волне направлен в противоположном направлении, при этом считается, что напряжения для прямой и обратной волн направлены одинаково.

Величину $W = \frac{\dot{U}^+}{\dot{I}^+} = \frac{Z_1}{\dot{\gamma}}$ (Ом), которая определяется отношением ком-

плексных амплитуд напряжения и тока в бегущей волне, называют волновым сопротивлением линии передачи. Для обратной волны выражение, которое описывает волновое сопротивление, должно иметь вид $W = -\frac{\dot{U}^-}{\dot{I}^-}$. Необходи-

мость знака «минус» обусловлена тем, что токи прямой и обратной волн направлены в противоположные стороны. Тогда уравнение (2.7) приобретает вид

$$\dot{I}(z) = \frac{1}{W} (\dot{U}^+ e^{-\dot{\gamma}z} - \dot{U}^- e^{\dot{\gamma}z}). \quad (2.8)$$

В линии передачи распространяется затухающая волна, скорость изменения амплитуды которой определяется действительной, а фазы – мнимую частью постоянной распространения.

Переходя от комплексной амплитуды к мгновенному значению напряжения, для прямой и обратной волн имеем

$$\begin{aligned} U(z, t) &= \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(z) e^{j\omega t} \right\} = U^+ e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z), \\ U(z, t) &= \operatorname{Re} \left\{ \dot{U}(z) e^{j\omega t} \right\} = U^- e^{+\alpha z} \cos(\omega t + \beta z). \end{aligned} \quad (2.9)$$

Здесь $\omega t - \beta z$ и $\omega t + \beta z$ – полные фазы для прямой и обратной волн, соответственно. Условие $\omega t - \beta z = \text{const}$ определяет положение фазового фронта для

прямой волны. Фазовая скорость, характеризующая скорость распространения фазового фронта, равна:

$$v_{\phi} = \frac{dz}{dt} = \frac{d\left\{\frac{\omega t - \text{const}}{\beta}\right\}}{dt} = \frac{\omega}{\beta}. \quad (2.10)$$

Соответственно для обратной волны $v_{\phi} = -\omega/\beta$, то есть фазовые скорости прямой и обратной волн одинаковы по модулю, но направлены в противоположные стороны.

В случае отсутствия потерь $\alpha = 0$, $\beta = \omega\sqrt{L_1 C_1}$, $v_{\phi} = 1/\sqrt{L_1 C_1}$ (v_{ϕ} – не зависит от частоты), $W = \sqrt{L_1/C_1}$.

2.2. Нормированные значения напряжения

Полученные выражения для волн напряжения и тока позволяют определить потоки мощности, которые переносят бегущие волны. Зафиксируем некоторую точку в регулярной линии передачи $z = z_0$, будем считать, что комплексные амплитуды напряжения и тока для бегущей волны известны и равны соответственно $\dot{U}(z_0)$ и $\dot{I}(z_0)$. Это позволяет определить *полную среднюю мощность* S согласно выражению

$$S(z_0) = \frac{1}{2} \dot{U}(z_0) \dot{I}^*(z_0). \quad (2.11)$$

Ясно, что в выражении (4.1) использованы амплитудные значения напряжения и тока. Если перейти к комплексным *действующим* (англ. – *effective*) значениям $\tilde{U}(z_0) = \dot{U}(z_0)/\sqrt{2}$ и $\tilde{I}(z_0) = \dot{I}(z_0)/\sqrt{2}$, то соответствующее выражение для мощности примет вид

$$S(z_0) = \tilde{U}(z_0) \tilde{I}^*(z_0). \quad (2.12)$$

В общем случае полная мощность $S = P + jQ$ является комплексной величиной. Её действительную часть P называют *активной* мощностью, а мнимую часть Q – *реактивной* мощностью гармонического электромагнитного процесса.

Пусть вдоль линии распространяется прямая волна в сторону возрастания координаты z . При этом

$$\dot{U}_{\text{пр}}(z) = \dot{I}_{\text{пр}}(z)W,$$

таким образом,

$$P_{\text{пр}}(z_0) = \frac{1}{2} I_{\text{пр}}^2(z_0) \text{Re}(W) = \tilde{I}_{\text{пр}}^2(z_0) \text{Re}(W) \quad (2.13)$$

(в правой части находится квадрат модуля комплексной амплитуды тока). Если рассматривать обратную волну, для которой

$$\dot{U}_{\text{обр}}(z) = -\dot{I}_{\text{обр}}(z)W ,$$

то

$$P_{\text{обр}}(z_0) = -\frac{1}{2}I_{\text{обр}}^2(z_0)\text{Re}(W) = -\tilde{I}_{\text{обр}}^2(z_0)\text{Re}(W). \quad (2.14)$$

Для пассивных элементов, то есть для линий передачи, всегда выполняется $\text{Re}(W) > 0$, поэтому активная мощность, соответствующая прямой волне, всегда положительна, а активная мощность обратной волны отрицательна. Разница в знаках мощности связана с противоположностью направлений токов прямой и обратной волн. Таким образом, в регулярной линии передачи направления потоков энергии и фазовые скорости совпадают.

Для мощности, которая переносится в линии, имеем следующее выражение:

$$\begin{aligned} P(z_0) &= P_{\text{пр}}(z_0) - P_{\text{зв}}(z_0) = \frac{1}{2}I_{\text{пр}}^2(z_0)\text{Re}(W) - \frac{1}{2}I_{\text{обр}}^2(z_0)\text{Re}(W) = \\ &= \frac{1}{2\text{Re}(W)}U_{\text{пр}}^2(z_0) - \frac{1}{2\text{Re}(W)}U_{\text{обр}}^2(z_0) = \\ &= \tilde{I}_{\text{пр}}^2(z_0)\text{Re}(W) - \tilde{I}_{\text{обр}}^2(z_0)\text{Re}(W) = \frac{1}{\text{Re}(W)}\tilde{U}_{\text{пр}}^2(z_0) - \frac{1}{\text{Re}(W)}\tilde{U}_{\text{обр}}^2(z_0). \end{aligned} \quad (2.15)$$

Используя известное алгебраическое тождество, можно записать

$$\begin{aligned} P(z_0) &= \frac{1}{2\text{Re}(W)}(U_{\text{пр}}^2(z_0) - U_{\text{обр}}^2(z_0)) = \\ &= \frac{1}{2\text{Re}(W)}(U_{\text{пр}}(z_0) + U_{\text{обр}}(z_0))(U_{\text{пр}}(z_0) - U_{\text{обр}}(z_0)) = \\ &= \frac{1}{2}(U_{\text{пр}}(z_0) + U_{\text{обр}}(z_0))(I_{\text{пр}}(z_0) + I_{\text{обр}}(z_0)) = \\ &= (\tilde{U}_{\text{пр}}(z_0) + \tilde{U}_{\text{обр}}(z_0))(\tilde{I}_{\text{пр}}(z_0) + \tilde{I}_{\text{обр}}(z_0)). \end{aligned} \quad (2.16)$$

Для трактов, в которых можно пренебречь потерями, в выражениях (2.13) – (2.16) вместо $\text{Re}(W)$ можно просто использовать W , поскольку для данного случая волновое сопротивление – величина действительная.

В волноводных трактах СВЧ невозможно ввести традиционные напряжение и ток, такие величины имеют физический смысл только в линиях передачи, в которых распространяются *ТЕМ*-волны. Во многих задачах проектирования СВЧ схем информация о структуре поля не является необходимой. Данных об уровне передаваемой мощности или соотношении между мощностями падающей (т.е. распространяющейся от генератора к нагрузке) и отражённой (т.е.

распространяющейся от нагрузки к генератору) волн, фазовом сдвиге и затухании в том или ином отрезке линии передачи или в элементах СВЧ тракта достаточно для решения задач такого класса. Во многих случаях падающая волна ассоциируется с прямой волной, а отраженная волна – с обратной. Соответствующую информацию можно получить на основе построения модели какого-либо типа линии передачи в виде эквивалентной длинной линии. Для такой линии вводят эквивалентные *нормированные напряжения* прямой и обратной волн согласно выражениям

$$\begin{aligned} \dot{u}_{\text{пр}}(z) &= \sqrt{P_{\text{пр}}} e^{j\varphi_{\text{пр}}} e^{-\dot{\gamma}z} = \dot{u}_{\text{пр}}(0) e^{-\dot{\gamma}z}, \\ \dot{u}_{\text{обр}}(z) &= \sqrt{P_{\text{обр}}} e^{j\varphi_{\text{обр}}} e^{\dot{\gamma}z} = \dot{u}_{\text{обр}}(0) e^{\dot{\gamma}z}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Согласно выражениям (4.7) модули нормированных напряжений прямой и обратной волн являются, по сути, квадратными корнями соответствующих мощностей и поэтому имеют размерность корень квадратный из Ватт ($\sqrt{\text{Вт}}$). Фазы нормированных напряжений прямой $\varphi_{\text{пр}}$ и обратной $\varphi_{\text{обр}}$ волн считают равными фазам поперечных компонент электрического поля для соответствующих волн в определённом сечении.

2.3. Коэффициент отражения

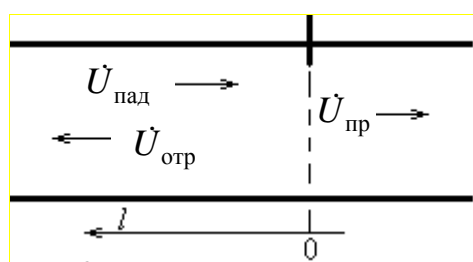


Рис.2.2. Неоднородность в линии передачи

Рассмотрим линию передачи с неоднородностью, в которой распространяется падающая (прямая) волна (рис.2.2). В области неоднородности возникают токи, порождающие волны разных типов. Допустим, линия передачи работает в одноволновом (одномодовом) режиме. Тогда можно считать, что на достаточно большом расстоянии от неоднородности существуют только три волны: падающая

(прямая), отражённая (обратная) и прошедшая за неоднородность.

Если считать, что падающая волна распространяется в направлении положительных значений z , а расстояние l до неоднородности отсчитывать соответственно в отрицательном направлении значений z , причём начало координат $l = 0$ разместить в сечении, где расположена неоднородность, то для $l > 0$ полное нормированное напряжение в линии передачи в точке с координатой l будет равняться

$$\dot{u}(l) = \dot{u}_{\text{пр}}(l) + \dot{u}_{\text{обр}}(l) = \dot{u}_{\text{пр}}(0) e^{\dot{\gamma}l} + \dot{u}_{\text{обр}}(0) e^{-\dot{\gamma}l} = \dot{u}_{\text{пад}}(0) e^{\dot{\gamma}l} + \dot{u}_{\text{отр}}(0) e^{-\dot{\gamma}l}, \quad (2.18)$$

где $\dot{\gamma} = \alpha + j\beta$ – комплексная постоянная распространения волны в линии; $\dot{u}_{\text{пр}}(0) = \dot{u}_{\text{пад}}(0)$, $\dot{u}_{\text{обр}}(0) = \dot{u}_{\text{отр}}(0)$ – комплексные амплитуды падающей (прямой) и отражённой (обратной) волн в сечении, где расположена неоднородность, то есть для $l = 0$.

Комплексный коэффициент отражения (англ. – *reflection coefficient*) по напряжению $\dot{\Gamma}$ определяется как отношение комплексных амплитуд напряжения отражённой и падающей волн:

$$\dot{\Gamma}(l) = \frac{\dot{i}_{\text{отр}}(l)}{\dot{i}_{\text{пад}}(l)} = \frac{\dot{i}_{\text{отр}}(0)}{\dot{i}_{\text{пад}}(0)} e^{-2\dot{\gamma}l}. \quad (2.19)$$

Коэффициент отражения – комплексное число. Он может быть представлен в виде $\dot{\Gamma} = |\dot{\Gamma}|e^{j\varphi_{\Gamma}}$, где $|\dot{\Gamma}|$, φ_{Γ} – соответственно модуль и фаза коэффициента отражения. Первая величина несёт информацию об отношении амплитуд отражённой и падающей волн, а вторая – равняется фазовому сдвигу между ними. Понятно, что амплитуда отражённой волны для пассивной цепи не может превышать амплитуды падающей волны, поэтому модуль коэффициента отражения не может быть большим единицы, $|\dot{\Gamma}| \leq 1$. Часто коэффициент отражения измеряют в децибелах согласно соотношению $20 \lg |\dot{\Gamma}|$ (дБ).

Отношение поперечных компонент электрического поля для падающей и отражённой волн в одной и той же точке поперечного сечения линии передачи называется *коэффициентом отражения по электрическому полю*. Поскольку нормированные напряжения падающей и отражённой волн согласно выражениям (2.7) фактически пропорциональны поперечным компонентам соответствующих электрических полей и имеют одинаковые с ними фазы, то коэффициент отражения по нормированному напряжению совпадает с коэффициентом отражения по электрическому полю. Согласно с принятым формализмом нормированные напряжения для прямой и обратной волн имеют одинаковые направления в эквивалентной длинной линии в отличие от токов, направленных противоположно. Это обуславливает разницу знаков коэффициента отражения по току и коэффициента отражения по напряжению аналогично коэффициентам отражения по электрическому и магнитному полям.

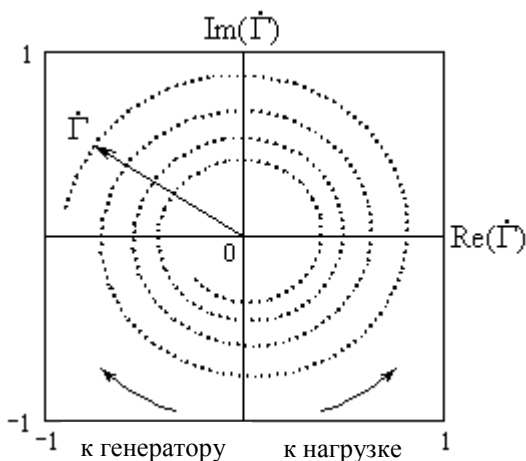


Рис. 2.3. Комплексная плоскость коэффициента отражения

Значение коэффициента отражения $\dot{\Gamma}(0)$ для $l = 0$, которое зависит только от свойств неоднородности, будем выражать $\dot{\Gamma}(0) = \dot{\Gamma}_H$. Причём $\dot{\Gamma}_H$ называют коэффициентом отражения неоднородности (коэффициентом отражения нагрузки). Тогда

$$\dot{\Gamma}(0) = \dot{\Gamma}_H = \frac{\dot{i}_{\text{отр}}(0)}{\dot{i}_{\text{пад}}(0)}; \quad (2.20)$$

$$\dot{\Gamma}(l) = \dot{\Gamma}_H e^{-2\dot{\gamma}l} = \dot{\Gamma}_H e^{-2\alpha l} e^{-2j\beta l}. \quad (2.21)$$

На комплексной плоскости величину $\dot{\Gamma}(l)$ можно представить в виде вектора. При наличии потерь в линии передачи ($\alpha \neq 0$) при движении вдоль линии

передачи конец вектора $\dot{\Gamma}(l)$ описывает спираль (рис.2.3). Вращение по часовой стрелке соответствует перемещению к генератору, а против – к нагрузке. Поворот на 360° соответствует перемещению на расстояние Δl :

$$2\pi = 2\beta\Delta l = 4\pi\Delta l / \Lambda, \quad (2.22)$$

откуда $\Delta l = \Lambda / 2$.

При движении в направлении к генератору $|\dot{\Gamma}|$ уменьшается, так как амплитуда $\dot{i}_{\text{пр}}(l)$ увеличивается, а $\dot{i}_{\text{обр}}(l)$ – уменьшается. Период изменения фазы равен половине длины волны.

В линии передачи без потерь ($\alpha=0$) вектор $\dot{\Gamma}(l)$ описывает окружность. Для пассивной линии (которая не увеличивает энергию волны) все возможные значения $\dot{\Gamma}$ лежат внутри окружности единичного радиуса.

При одновременном существовании падающей и отражённой волн мощность, которая переносится в определённом сечении, определяется выражением (2.15), тогда с учётом введенных нормированных напряжений и коэффициента отражения можно записать

$$P = P_{\text{пр}} - P_{\text{обр}} = P_{\text{пад}} - P_{\text{отр}} = |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 - |\dot{i}_{\text{отр}}|^2 = |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 (1 - |\dot{\Gamma}|^2). \quad (2.23)$$

В выражении (2.23) присутствует коэффициент отражения по мощности $\Gamma_P = |\dot{\Gamma}|^2$. Активную мощность можно представить в несколько ином виде:

$$\begin{aligned} P &= \text{Re}(\dot{i}\dot{i}^*) = \text{Re}\{[\dot{i}_{\text{пад}} + \dot{i}_{\text{отр}}][\dot{i}_{\text{пад}}^* - \dot{i}_{\text{отр}}^*]\} = \\ &= \text{Re}\{[\dot{i}_{\text{пад}}(1 + \dot{\Gamma})][\dot{i}_{\text{пад}}^*(1 - \dot{\Gamma}^*)]\} = |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 \text{Re}\{1 - |\dot{\Gamma}|^2 + (\dot{\Gamma} - \dot{\Gamma}^*)\}, \end{aligned} \quad (2.24)$$

где символом * обозначены комплексно сопряженные величины.

Такое представление справедливо, поскольку выражение $(\dot{\Gamma} - \dot{\Gamma}^*)$ является мнимым. Всё это позволяет формально ввести полное *нормированное напряжение* \dot{i} ($\sqrt{\text{Вт}}$) в виде суммы нормированных напряжений падающей и отражённой волн:

$$\dot{i} = \dot{i}_{\text{пад}} + \dot{i}_{\text{отр}} = \dot{i}_{\text{пад}}(1 + \dot{\Gamma}). \quad (2.25)$$

Тогда эквивалентный *нормированный ток* целесообразно выразить в виде

$$\dot{i} = \dot{i}_{\text{пад}} + \dot{i}_{\text{отр}} = \dot{i}_{\text{пад}} - \dot{i}_{\text{отр}} = \dot{i}_{\text{пад}}(1 - \dot{\Gamma}). \quad (2.26)$$

Нормированный ток падающей волны совпадает с нормированным напряжением, а нормированный ток отражённой волны совпадает по модулю с нормированным напряжением отражённой волны, но имеет противоположный знак.

Согласно выражению (2.25) нормированное напряжение в линии передачи пропорционально напряженности полного поперечного электрического поля

в линии в случае суперпозиции падающей и отражённой волн. Как было указано, коэффициент отражения по нормированному напряжению $\dot{\Gamma}$ совпадает с коэффициентом отражения по электрическому полю $\dot{\Gamma}_E$. Коэффициент отражения по магнитному полю $\dot{\Gamma}_H$ имеет противоположный знак по сравнению с коэффициентом отражения по электрическому полю $\dot{\Gamma}_E$. Если бы такое соотношение не выполнялось, то, исходя из совпадения знаков векторов Пойнтинга, которое имеет место быть при совпадении знаков $\dot{\Gamma}_E$ и $\dot{\Gamma}_H$, направления распространения для падающей и отражённой волн совпадали бы вместо того, чтобы быть противоположными. Точно так же в длинной линии коэффициенты отражения по току и напряжению имеют противоположные знаки. Таким образом, полный нормированный ток (2.26) может быть представлен в виде $\dot{i} = \dot{i}_{\text{пад}}(1 + \dot{\Gamma}_H)$. Он пропорционален полному магнитному полю. Данное обстоятельство и позволяет рассматривать эту величину как ток.

2.4. Нормированные сопротивление и проводимость

Отношение полного нормированного напряжения \dot{u} в эквивалентной длинной линии к полному нормированному току \dot{i} определяет *полное нормированное (безразмерное) сопротивление*:

$$\dot{z} = r + jx = \frac{\dot{u}}{\dot{i}} = \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}}. \quad (2.27)$$

Обратная величина определяет полную *нормированную (безразмерную) проводимость*:

$$\dot{y} = g + jb = \frac{\dot{i}}{\dot{u}} = \frac{1 - \dot{\Gamma}}{1 + \dot{\Gamma}} = \frac{1}{\dot{z}}. \quad (2.28)$$

С помощью нормированных сопротивления и проводимости мощность, распространяющаяся по линии передачи, может быть представлена еще с помощью формул, характерных для теории низкочастотных электрических цепей:

$$P = |\dot{u}|^2 g = |\dot{i}|^2 r. \quad (2.29)$$

Из формулы (2.27) следует, что при условии $\dot{\Gamma} = 0$, то есть для случая, когда отраженной волны не существует, и в линии устанавливается режим *чисто бегущей волны* (англ. – *travelling wave*), отношение нормированных напряжения и тока равно единице. Это означает, что в эквивалентной длинной линии принято единичное безразмерное волновое сопротивление.

В общем случае в линии передачи СВЧ невозможно определить точки, между которыми существует напряжение, или выделить проводники, вдоль которых течет ток, поэтому понятия нормированных напряжения и тока имеют целиком условный характер. Но для линий передачи, в которых распространяется *ТЕМ*-волна, можно получить связь между нормированными напряжением,

током, сопротивлением и действительно существующими напряжением, током и волновым сопротивлением.

С помощью описанных ненормированных величин процессы в длинной линии с *ТЕМ*-волной могут быть описаны известными соотношениями для напряжения \dot{U} , тока \dot{I} и сопротивления \dot{Z} :

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_{\text{пад}} + \dot{U}_{\text{від}} = \dot{U}_{\text{пад}}(1 + \dot{\Gamma}), \quad \dot{I} = \dot{I}_{\text{пад}} + \dot{I}_{\text{отр}} = \dot{I}_{\text{пад}}(1 - \dot{\Gamma}), \\ \dot{Z} = R + jX &= \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = W \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}} = \frac{1}{G + jB}. \end{aligned} \quad (2.30)$$

Активную мощность, которая переносится вдоль длинной линии с *ТЕМ*-волной, определяют по формуле

$$P = \frac{|\tilde{U}_{\text{пад}}|^2}{W} (1 - |\dot{\Gamma}|^2) = \text{Re}(\tilde{U}\tilde{I}^*) = |\tilde{U}|^2 G = |\tilde{I}|^2 R. \quad (2.31)$$

Необходимо отметить, что в приведенных формулах коэффициент отражения $\dot{\Gamma}$ имеет такой же вид, как в соотношениях (2.25), (2.26).

Сопоставляя формулы (2.30), (2.31) с формулой (2.23), получим соотношения для нормированных напряжения и тока в линии передачи с *ТЕМ*-волной:

$$\dot{u} = \frac{\tilde{U}}{\sqrt{W}}, \quad \dot{i} = \tilde{I} \sqrt{W}. \quad (2.32)$$

В свою очередь, из (2.32) следует формула для нормирования полных сопротивлений:

$$\dot{z} = \frac{\dot{u}}{\dot{i}} = \frac{\tilde{U}}{\sqrt{W}\tilde{I}\sqrt{W}} = \frac{\dot{Z}}{W} = \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}}. \quad (2.33)$$

Если рассматривать сечение включения нагрузки, то выражение (2.33) можно переписать в виде

$$\dot{z}_{\text{н}} = \frac{\dot{Z}_{\text{н}}}{W} = \frac{1 + \dot{\Gamma}_{\text{н}}}{1 - \dot{\Gamma}_{\text{н}}}, \quad (2.34)$$

где $\dot{z}_{\text{н}}$ и $\dot{Z}_{\text{н}}$ – соответственно нормированное и ненормированное сопротивления нагрузки.

Последнее выражение позволяет установить связь коэффициента отражения нагрузки с сопротивлением нагрузки:

$$\dot{\Gamma}_{\text{н}} = \frac{\dot{z}_{\text{н}} - 1}{\dot{z}_{\text{н}} + 1} = \frac{\dot{Z}_{\text{н}} - W}{\dot{Z}_{\text{н}} + W}. \quad (2.35)$$

Из этого выражения следует, что в случае совпадения сопротивления нагрузки и волнового сопротивления линии коэффициент отражения равен нулю. Такой вывод справедлив для линий с *ТЕМ*-волной. Что касается полых волноводов, то

присоединение к их концу омического сопротивления, равного волновому, не обеспечивает согласования и не приводит к исчезновению отраженной волны. Последнюю устраняют с помощью согласованной нагрузки.

Известными типовыми режимами работы линии являются случаи $\dot{z}_H = 0$ (режим *короткого замыкания*) и $\dot{z}_H = \infty$ (режим *холостого хода*). Из выражения (2.35) видно, что коэффициент отражения в этих случаях равен соответственно $\dot{\Gamma}_H = -1$ и $\dot{\Gamma}_H = 1$. В волноводных линиях передачи режим короткого замыкания обеспечивает нагрузка специальной конструкции. Приблизненно режим холостого хода в коаксиальной линии передачи обеспечивается при обрыве линии (если эффектами излучения можно пренебречь) и $\dot{\Gamma}_H \approx 1$. Обрыв волновода (открытый конец волновода) не обеспечивает режим холостого хода, поскольку излучением в этом случае пренебречь нельзя, а его коэффициент отражения в рабочей полосе частот является частотно зависимым и равен по модулю примерно $0,25 - 0,16$.

2.5. Интерференция падающей и отраженной волн в нагруженной линии

Произвольная нагрузка в общем случае приводит к возникновению отраженной волны. Рассмотрим интерференцию падающей и отраженной волн на примере линии передачи без потерь ($\alpha=0$). Полное нормированное напряжение определяют как сумму напряжений падающей и отраженной волн:

$$\dot{i}(l) = \dot{i}_{\text{пад}} + \dot{i}_{\text{отр}} = \dot{i}^+ e^{j\beta l} + \dot{i}^- e^{-j\beta l} = \dot{i}^+ e^{j\beta l} (1 + \dot{\Gamma} e^{-2j\beta l}). \quad (2.36)$$

Тогда после деления выражения (6.1) на амплитудное значение \dot{i}^+ приведенное значение полного нормированного напряжения равно

$$\dot{i}_H(l) = \frac{\dot{i}(l)}{\dot{i}^+} = e^{j\beta l} (1 + |\dot{\Gamma}| e^{-j(2\beta l - \varphi_\Gamma)}), \quad (2.37)$$

а соответствующая амплитуда напряжения зависит от l следующим образом:

$$|\dot{i}_H(l)| = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi_\Gamma)}. \quad (2.38)$$

Аналогично можно получить выражение для приведенной нормированной амплитуды тока:

$$|\dot{i}_H(l)| = \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta l - \varphi_\Gamma)}, \quad (2.39)$$

где $\dot{i}_H(l) = \dot{i}(l) / \dot{i}^+$.

Из выражений (2.38) и (2.39) видно, что это периодические функции продольной координаты. Далее на (рис.7.1) приведено пространственное распределение в линии передачи в зависимости от электрической длины βl нормированных амплитуд напряжения и тока. Наличие интерференции падающей и отраженной волн формирует в продольном распределении амплитуд нормиро-

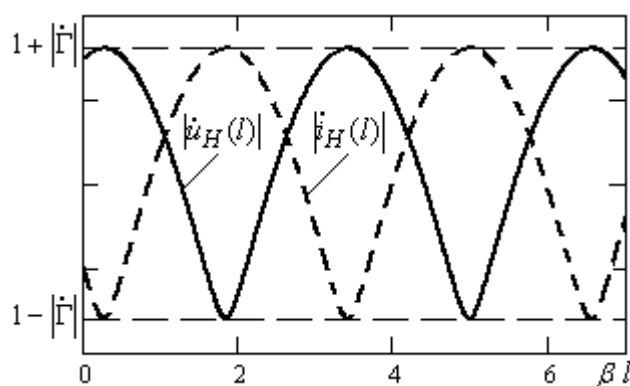


Рис.2.4. Картины стоячей волны напряжения и тока

ванных напряжения и тока систему максимумов и минимумов, которые периодически повторяются, таким образом, возникает *стоячая волна* (англ. – *standing wave*), определяемая выражением (2.38) для напряжения и выражением (2.39) для тока. Пространственный период стоячей волны равен $\Lambda/2$. Минимумы стоячей волны называются *узлами* (англ. – *node*), а максимумы – *пучностями* (англ. – *antinode*). Пучностям амплитуды

напряжения соответствуют узлы амплитуды тока и наоборот, фазовый сдвиг между напряжением и током равен $\pi/2$. Узлы более четко выражены, что играет важную роль для практики измерений. Если $|\dot{\Gamma}| = 1$, значения напряжения и тока в узлах равно нулю. В этом случае формируется *чисто стоячая волна*. Таким образом, под чисто стоячей волной при условии, что потерями можно пренебречь, понимают процесс, имеющий следующие особенности:

- амплитуды напряжения и тока в любой точке (для определенного значения координаты z) зависят от положения этой точки;
- фазы напряжения и тока в произвольной точке не зависят от положения этой точки и скачком изменяются на π в узлах;
- распределение напряжения и тока вдоль линии сдвинуты один относительно другого на расстояние $\Lambda/4$;
- напряжение и ток сдвинуты по фазе во времени на угол $\pi/2$.

В режиме чисто стоячей волны поток мощности вдоль линии передачи равен нулю, передача мощности в нагрузку не происходит, хотя колебания мощности, то есть переход энергии из электрической в магнитную и наоборот, имеют место. Эти особенности и обуславливают название *стоячая волна*. Когда волновой процесс формируется из совокупности чисто стоячей и бегущей волн, говорят о смешанном режиме или стоячей волне в отличие от чисто стоячей. Из выражений (2.38), (2.39) следует, что режим бегущей волны формируется при условии $|\dot{\Gamma}| = 0$, следовательно, режим чисто стоячей волны – при условии $|\dot{\Gamma}| = 1$ (потоки мощности падающей и отраженной волн равны друг другу и направлены противоположно). Случай $0 < |\dot{\Gamma}| < 1$ соответствует режиму смешанных волн.

Максимальное значение стоячей волны напряжения имеет место, когда $\cos(2\beta l - \varphi_{\Gamma}) = 1$, то есть $2\beta l - \varphi_{\Gamma} = 2\pi n$, n – целое. Максимальное приведенное значение равно $1 + |\dot{\Gamma}|$, соответствующее максимальное значение модуля нормированного напряжения в линии передачи составляет

$$u_{\max} = |\dot{i}_{\text{пад}}| + |\dot{i}_{\text{вид}}|. \quad (2.40)$$

Условия для минимумов стоячей волны – $\cos(2\beta l - \varphi_{\Gamma}) = -1$, $2\beta l - \varphi_{\Gamma} = 2\pi n + \pi$. Минимальное приведенное значение равно $1 - |\dot{\Gamma}|$, соответствующее минимальное значение модуля нормированного напряжения в линии передачи составляет

$$u_{\min} = |\dot{i}_{\text{пад}}| - |\dot{i}_{\text{вид}}|. \quad (2.41)$$

Режим стоячей волны принято характеризовать *коэффициентом стоячей волны (КСВ, англ. – standing wave ratio, SWR)*, который представляет собой отношение максимального значения амплитуды полного нормированного напряжения (тока, напряженности поля) к минимальному значению амплитуды полного нормированного напряжения (тока, напряженности поля):

$$K_{\text{ст}U} = \frac{u_{\max}}{u_{\min}} = \frac{|\dot{i}_{\text{пад}}| + |\dot{i}_{\text{отр}}|}{|\dot{i}_{\text{пад}}| - |\dot{i}_{\text{отр}}|} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}|}. \quad (2.42)$$

Часто используют обратную величину, которую называют *коэффициентом бегущей волны (КБВ, англ. – travelling wave ratio)*:

$$K_{\text{бв}U} = \frac{1}{K_{\text{ст}U}} = \frac{u_{\min}}{u_{\max}} = \frac{1 - |\dot{\Gamma}|}{1 + |\dot{\Gamma}|}. \quad (2.43)$$

При условии $|\dot{\Gamma}| = 0$ $K_{\text{ст}U} = 1$, а $K_{\text{бв}U} = 1$; при $|\dot{\Gamma}| = 1$ $K_{\text{ст}U} = \infty$, а $K_{\text{бв}U} = 0$.

Из формул (2.42), (2.43) Следуют формулы связи модуля коэффициента отражения и $K_{\text{ст}U}$, $K_{\text{бв}U}$:

$$|\dot{\Gamma}| = \frac{K_{\text{ст}U} - 1}{K_{\text{ст}U} + 1} = \frac{1 - K_{\text{бв}U}}{1 + K_{\text{бв}U}}. \quad (2.44)$$

При отсутствии омических потерь модуль коэффициента отражения не зависит от продольной координаты, поэтому все минимумы и максимумы продольного распределения поля в линии одинаковы и КСВ постоянен вдоль линии. В линии с потерями модуль коэффициента отражения в случае удаления от нагрузки на расстояние l в направлении к генератору уменьшается по закону

$$|\dot{\Gamma}(l)| = |\dot{\Gamma}_{\text{н}}| e^{-2\alpha l}, \quad (2.45)$$

где $\dot{\Gamma}_{\text{н}}$ – коэффициент отражения нагрузки в сечении $l = 0$. Вследствие изменения модуля коэффициента отражения КСВ в линии передачи с потерями необходимо определять обязательно как отношение соседних максимума и минимума продольного распределения напряжения. При удалении от нагрузки КСВ в регулярной линии с потерями уменьшается. Режим работы линии передачи с потерями часто характеризуют двумя значениями КСВ: вблизи нагрузки $K_{\text{ст}U}^{\text{н}}$ и вблизи генератора $K_{\text{ст}U}^{\Gamma}$. Для отрезка регулярной линии передачи длиной L

эти коэффициенты связаны соотношением, которое легко получить из формул (2.42), (2.44), (2.45):

$$\begin{aligned} K_{\text{ст}U}^{\Gamma} &= \frac{1 + |\dot{\Gamma}_{\Gamma}|}{1 - |\dot{\Gamma}_{\Gamma}|} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}_{\text{H}}| e^{-2\alpha L}}{1 - |\dot{\Gamma}_{\text{H}}| e^{-2\alpha L}} = \frac{1 + \left[\frac{K_{\text{ст}U}^{\text{H}} - 1}{K_{\text{ст}U}^{\text{H}} + 1} \right] e^{-2\alpha L}}{1 - \left[\frac{K_{\text{ст}U}^{\text{H}} - 1}{K_{\text{ст}U}^{\text{H}} + 1} \right] e^{-2\alpha L}} = \\ &= \frac{\left(K_{\text{ст}U}^{\text{H}} + 1 \right) + \left(K_{\text{ст}U}^{\text{H}} - 1 \right) e^{-2\alpha L}}{\left(K_{\text{ст}U}^{\text{H}} + 1 \right) - \left(K_{\text{ст}U}^{\text{H}} - 1 \right) e^{-2\alpha L}}. \end{aligned} \quad (2.46)$$

Эффективность передачи мощности в нагрузку принято характеризовать с помощью *коэффициента полезного действия* (КПД, англ. – *efficiency*), который численно равен отношению мощности P_{H} , выделяемой на нагрузке, к мощности $P_{\text{п}}$, подаваемой на вход линии передачи. При прохождении отрезка линии передачи с потерями длиной L вследствие затухания теряется часть мощности, она уменьшается в $\eta_{\alpha} = e^{-2\alpha L}$ раз, поэтому до нагрузки доходит мощность $P_{\text{H}} \eta_{\alpha} = P_{\text{п}} e^{-2\alpha L}$. Отражение падающей волны от нагрузки приводит к дополнительному уменьшению в $\eta_r = (1 - |\dot{\Gamma}_{\text{H}}|^2)$ раз мощности, передаваемой в нагрузку. Таким образом, используя соотношение (2.44), КПД линии можно представить в виде

$$\eta = \frac{P_{\text{H}}}{P_{\text{п}}} = \eta_{\alpha} \eta_r = e^{-2\alpha L} (1 - |\dot{\Gamma}_{\text{H}}|^2) = e^{-2\alpha L} \left[1 - \left(\frac{K_{\text{ст}U}^{\text{H}} - 1}{K_{\text{ст}U}^{\text{H}} + 1} \right)^2 \right] = e^{-2\alpha L} \frac{4K_{\text{ст}U}^{\text{H}}}{\left(K_{\text{ст}U}^{\text{H}} + 1 \right)^2}. \quad (2.47)$$

Из этого выражения следует, что наибольшая мощность передается в нагрузку при $K_{\text{ст}U}^{\text{H}} = 1$, то есть при условии полного согласования.

Согласованный режим линии передачи наиболее благоприятен с точки зрения достижения максимального значения передаваемой в нагрузку электрической мощности. Пробой в несогласованной линии передачи может возникнуть в случае, когда амплитуда падающей волны достигает своего критического значения $|\dot{i}_{\text{пад.кр.}}|$, при котором нормированное напряжение в пучности продольного распределения $|\dot{i}_{\text{пад.кр.}}| (1 + |\dot{\Gamma}|)$ достигает определенного критического значения $u_{\text{кр}}$. Это значение равно квадратному корню из критической мощности $P_{\text{кр}}$, при которой начинается пробой в чисто бегущей волне. Математически этот факт может быть представлен формулой

$$|\dot{i}_{\text{пад.кр.}}| (1 + |\dot{\Gamma}|) = u_{\text{кр}}. \quad (2.48)$$

После возведения обеих частей равенства в квадрат получим

$$P_{\text{пад.кр.}} = |\dot{i}_{\text{пад.кр.}}|^2 = \frac{P_{\text{кр}}}{(1 + |\dot{\Gamma}|)^2}. \quad (2.49)$$

Из приведенного выражения следует, когда $|\dot{\Gamma}| = 1$, линия передачи может быть пробита при мощности падающей волны, составляющей лишь 25% от мощности, приводящей к пробое в бегущей волне. Часто максимальную мощность, которая может быть передана в нагрузку, характеризуют выражением

$$\begin{aligned} P &= |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 (1 - |\Gamma|^2) = |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 (1 + |\dot{\Gamma}|)(1 - |\dot{\Gamma}|) = \\ &= |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 (1 + |\dot{\Gamma}|)(1 - |\dot{\Gamma}|) = |\dot{i}_{\text{пад}}|^2 (1 + |\dot{\Gamma}|)^2 \frac{(1 - |\dot{\Gamma}|)}{(1 + |\dot{\Gamma}|)} = \frac{|\dot{i}_{\text{кр}}|^2}{K_{\text{ст}U}^{\text{H}}} = \frac{P_{\text{кр}}}{K_{\text{ст}U}^{\text{H}}}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Оценки КПД и электрической прочности линии передачи свидетельствуют, что наиболее целесообразен на практике согласованный режим $K_{\text{ст}U}^{\text{H}} = 1$. В реальных микроволновых трактах вследствие частотной зависимости характеристик элементов, дополнительного отражения в местах соединения элементов режим идеального согласования тракта недостижим. В процессе проектирования трактов задают максимально допустимое значение КСВ нагрузки и всего тракта. Типовое значение КСВ лежит в диапазоне 1,2 – 1,5, в некоторых случаях допустимое значение достигает 2,5.

2.6. Входное сопротивление линии передачи с нагрузкой

Входное сопротивление (англ. – *input impedance*) линии передачи с нагрузкой (неоднородностью), размещенной при $l = 0$, определяют как отношение эквивалентного напряжения к эквивалентному току в данном входном сечении линии для заданного значения l :

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(l) = \frac{\dot{U}(l)}{\dot{i}(l)} = W \frac{1 + \dot{\Gamma}(l)}{1 - \dot{\Gamma}(l)}, \quad (2.51)$$

или

$$\dot{z}_{\text{вх}}(l) = \frac{1 + \dot{\Gamma}(l)}{1 - \dot{\Gamma}(l)}, \quad (2.52)$$

где $\dot{z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{Z}_{\text{вх}}}{W}$ – нормированное входное сопротивление.

Учитывая формулу (2.45), выражение (2.52) можно записать в виде

$$\dot{z}_{\text{вх}}(l) = \frac{1 + \dot{\Gamma}(0)e^{-2\dot{\gamma}l}}{1 - \dot{\Gamma}(0)e^{-2\dot{\gamma}l}} = \frac{1 + \dot{\Gamma}(0)e^{-2\alpha l} e^{-j2\beta l}}{1 - \dot{\Gamma}(0)e^{-2\alpha l} e^{-j2\beta l}} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}(l)|e^{-j2\beta l + j\varphi_{\Gamma}}}{1 - |\dot{\Gamma}(l)|e^{-j2\beta l + j\varphi_{\Gamma}}},$$

где φ_{Γ} – фаза коэффициента отражения нагрузки $\dot{\Gamma}(0)$. Используя условия наблюдения максимумов и минимумов стоячей волны $2\beta l - \varphi_{\Gamma} = 2\pi n$ и $2\beta l - \varphi_{\Gamma} = 2\pi n + \pi$ соответственно, получим значения нормированного сопротивления в этих точках:

$$\dot{z}_{\text{BX}}^{\max}(l) = \frac{1 + |\dot{\Gamma}(l)|}{1 - |\dot{\Gamma}(l)|} \quad \text{и} \quad \dot{z}_{\text{BX}}^{\min}(l) = \frac{1 - |\dot{\Gamma}(l)|}{1 + |\dot{\Gamma}(l)|}.$$

Таким образом, из соотношений между КСВ, КБВ и модулем коэффициента отражения (2.42) и (2.43) следует, что нормированное сопротивление в пучности стоячей волны равно КСВ, а в узле – КБВ.

При условии, что $l = 0$, связь сопротивления нагрузки с соответствующим коэффициентом отражения задаются формулами (2.34), (2.35). Используя их и формулу (2.45), которая описывает зависимость коэффициента отражения вдоль линии передачи, найдем связь между входным сопротивлением \dot{z}_{BX} и сопротивлением нагрузки \dot{z}_{H} :

$$\begin{aligned} \dot{z}_{\text{BX}}(l) &= \frac{1 + \dot{\Gamma}(l)}{1 - \dot{\Gamma}(l)} = \frac{1 + \dot{\Gamma}_{\text{H}} e^{-2\dot{\gamma}l}}{1 - \dot{\Gamma}_{\text{H}} e^{-2\dot{\gamma}l}} = \frac{1 + [(\dot{z}_{\text{H}} - 1)/(\dot{z}_{\text{H}} + 1)]e^{-2\dot{\gamma}l}}{1 - [(\dot{z}_{\text{H}} - 1)/(\dot{z}_{\text{H}} + 1)]e^{-2\dot{\gamma}l}} = \\ &= \frac{\dot{z}_{\text{H}} + 1 + (\dot{z}_{\text{H}} - 1)e^{-2\dot{\gamma}l}}{\dot{z}_{\text{H}} + 1 - (\dot{z}_{\text{H}} - 1)e^{-2\dot{\gamma}l}} \cdot \frac{e^{\dot{\gamma}l}}{e^{\dot{\gamma}l}} = \frac{\dot{z}_{\text{H}} + \text{th}\dot{\gamma}l}{1 + \dot{z}_{\text{H}} \text{th}\dot{\gamma}l}, \end{aligned} \quad (2.53)$$

где $\text{th}\dot{\gamma}l$ – гиперболический тангенс, который по определению равен $\frac{e^{\dot{\gamma}l} - e^{-\dot{\gamma}l}}{e^{\dot{\gamma}l} + e^{-\dot{\gamma}l}}$.

В случае, когда потерями в линии передачи можно пренебречь ($\alpha = 0$), формула (2.53) трансформируется к виду

$$\dot{z}_{\text{BX}}(l) = \frac{\dot{z}_{\text{H}} + j \text{tg}\beta l}{1 + j \dot{z}_{\text{H}} \text{tg}\beta l}. \quad (2.54)$$

В данную формулу входит величина $\mathfrak{S} = \beta l = \frac{2\pi}{\Lambda} l$, которая называется *электрической длиной* (англ. – *electrical length*). Для проводимости формулы аналогичны:

$$\dot{y}_{\text{BX}}(l) = \frac{\dot{y}_{\text{H}} + \text{th}\dot{\gamma}l}{1 + \dot{y}_{\text{H}} \text{th}\dot{\gamma}l} \quad \text{и} \quad \dot{y}_{\text{BX}}(l) = \frac{\dot{y}_{\text{H}} + j \text{tg}\beta l}{1 + j \dot{y}_{\text{H}} \text{tg}\beta l}. \quad (2.55)$$

Для случаев, когда имеет место параллельное подключение нескольких нагрузок, более простым является использование проводимости, что и обуславливает практическое значение формул (2.55).

Таким образом, входное сопротивление (проводимость) \dot{z}_{BX} (\dot{y}_{BX}) зависит не только от сопротивления нагрузки \dot{z}_{H} (\dot{y}_{H}), но и от выбранной координаты точки наблюдения и частоты. Тем не менее, об изменении нагрузки на конце линии передачи все же можно судить по изменению входного сопротивления линии.

Формулы для физических, а не нормированных сопротивлений и проводимостей можно получить путем денормировки по формулам: $\dot{Z} = \dot{z}W$ и $\dot{Y} = \dot{y}/W$.

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(l) = W \frac{\dot{Z}_{\text{н}} + W \text{th} \gamma l}{W + \dot{Z}_{\text{н}} \text{th} \gamma l}, \quad \dot{Y}_{\text{вх}}(l) = \frac{1}{W} \frac{\dot{Y}_{\text{н}} W + \text{th} \gamma l}{1 + \dot{Y}_{\text{н}} W \text{th} \gamma l}. \quad (2.56)$$

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(l) = W \frac{\dot{Z}_{\text{н}} + jW \text{tg} \beta l}{W + j\dot{Z}_{\text{н}} \text{tg} \beta l}, \quad \dot{Y}_{\text{вх}}(l) = \frac{1}{W} \frac{\dot{Y}_{\text{н}} W + j \text{tg} \beta l}{1 + j\dot{Y}_{\text{н}} W \text{tg} \beta l}. \quad (2.57)$$

2.7. Основные режимы работы линии передачи

Найдем выражения для распределения амплитуды напряжения и тока для коротких отрезков линии ($\alpha = 0$) длиной L в зависимости от напряжения и тока в нагрузке. Для этого используем формулы (5.1), (5.8), (5.9):

$$\dot{u}(L) = \dot{u}_{\text{пад}}(0)e^{\dot{\gamma}L} + \dot{u}_{\text{отр}}(0)e^{-\dot{\gamma}L}, \quad (2.58)$$

$$\dot{i}(L) = \dot{i}_{\text{пад}}(0)e^{\dot{\gamma}L} - \dot{i}_{\text{отр}}(0)e^{-\dot{\gamma}L}, \quad (2.59)$$

где значения нормированного напряжения падающей и отраженной волн для $l = 0$ соответствуют значениям в нагрузке. Тогда для значения напряжения в нагрузке имеем

$$\dot{u}_{\text{н}} = \dot{u}(0) = \dot{u}_{\text{пад}}(0) + \dot{u}_{\text{отр}}(0),$$

$$\dot{i}_{\text{н}} = \dot{i}(0) = \dot{i}_{\text{пад}}(0) - \dot{i}_{\text{отр}}(0).$$

Из этой системы легко получить значения $\dot{u}_{\text{пад}}(0) = \frac{\dot{u}_{\text{н}} + \dot{i}_{\text{н}}}{2}$, $\dot{u}_{\text{отр}}(0) = \frac{\dot{u}_{\text{н}} - \dot{i}_{\text{н}}}{2}$, тогда входные напряжения и ток для отрезка длиной L могут быть представлены в виде

$$\dot{u}(L) = \frac{\dot{u}_{\text{н}} + \dot{i}_{\text{н}}}{2} e^{\dot{\gamma}L} + \frac{\dot{u}_{\text{н}} - \dot{i}_{\text{н}}}{2} e^{-\dot{\gamma}L} = \dot{u}_{\text{н}} \text{ch} \dot{\gamma}L + \dot{i}_{\text{н}} \text{sh} \dot{\gamma}L, \quad (2.60)$$

$$\dot{i}(L) = \frac{\dot{u}_{\text{н}} + \dot{i}_{\text{н}}}{2} e^{\dot{\gamma}L} - \frac{\dot{u}_{\text{н}} - \dot{i}_{\text{н}}}{2} e^{-\dot{\gamma}L} = \dot{u}_{\text{н}} \text{sh} \dot{\gamma}L + \dot{i}_{\text{н}} \text{ch} \dot{\gamma}L. \quad (2.61)$$

Выражения (2.60), (2.61) позволяют легко перейти к физическим напряжению и току с помощью формул денормировки (2.32):

$$\dot{U}(L) = \dot{U}_{\text{н}} \text{ch} \dot{\gamma}L + \dot{I}_{\text{н}} W \text{sh} \dot{\gamma}L, \quad (2.62)$$

$$i(L) = \frac{\dot{U}_H}{W} \operatorname{sh} \dot{\gamma} L + \dot{I}_H \operatorname{ch} \dot{\gamma} L. \quad (2.63)$$

Если потерями можно пренебречь ($\alpha = 0$), то выражения (2.60), (2.61) трансформируются в следующие зависимости:

$$\dot{u}(L) = \dot{u}_H \cos \beta L + j \dot{i}_H \sin \beta L; \quad (2.64)$$

$$\dot{i}(L) = \dot{i}_H \cos \beta L + j \dot{u}_H \sin \beta L. \quad (2.65)$$

Режим согласования (англ. – *matched load*) имеет место тогда, когда $\dot{Z}_H = W$ или $\dot{z}_H = 1$. Согласно формулам (2.56) $\dot{Z}_{\text{вх}}(L) = W = \text{const}$, то есть входное сопротивление не зависит от координаты и равняется волновому. Согласно с формулой (2.35) $\dot{\Gamma} = 0$, по выражению (2.42) $K_{\text{ст}U} = 1$ ($K_{\text{об}U} = 1$). Поскольку $\dot{u}_H / \dot{i}_H = \dot{z}_H = 1$, то согласно формулам (2.64) и (2.65)

$$\dot{u}(L) = \dot{u}_H \cos \beta L + j \dot{u}_H \sin \beta L = \dot{u}_H e^{j\beta L}; \quad (2.66)$$

$$\dot{i}(L) = \dot{i}_H \cos \beta L + j \dot{i}_H \sin \beta L = \dot{i}_H e^{j\beta L}, \quad (2.67)$$

где амплитуда напряжения $|\dot{u}(L)| = |\dot{u}_H| = \text{const}$ и тока $|\dot{i}(L)| = |\dot{i}_H| = \text{const}$. Таким образом, в линии существует только бегущая (падающая) волна. Переход к физическим значениям напряжения и тока не изменяет картины процесса, однако амплитуда напряжения равна \dot{U}_H , а амплитуда тока $\dot{I}_H = \dot{U}_H / W$.

Режим короткого замыкания (англ. – *short circuit*) имеет место тогда, когда $\dot{u}_H = 0$, это наблюдается при условии $\dot{Z}_H = 0$ ($\dot{Y}_H = \infty$). Согласно формулы (2.54) $\dot{z}_{\text{вх}}(L) = j \operatorname{tg} \beta L$, то есть входное сопротивление (входная проводимость $\dot{y}_{\text{вх}}(L) = -j \operatorname{ctg} \beta L$) является мнимой величиной $\operatorname{Re}[\dot{z}_{\text{вх}}(L)] = \operatorname{Re}[\dot{y}_{\text{вх}}(L)] = 0$. Следует принимать во внимание, что всё это касается идеальной линии без потерь ($\alpha = 0$). Отрезок короткозамкнутой линии длиной, меньшей $\Lambda/4$, имеет электрическую длину ϑ , которая меньше, чем $\pi/2$ радиан, и индуктивное входное сопротивление. Это сопротивление бесконечно возрастает в случае приближения длины отрезка к значению $\Lambda/4$. Увеличение сопротивления до бесконечности свидетельствует о том, что такой отрезок длинной линии может быть рассмотрен как аналог параллельного резонансного контура. При условии, что длина отрезка составляет $\Lambda/2$, сопротивление становится равным нулю, такой отрезок представляет собой аналог последовательного колебательного контура. В интервале $\pi/2 < \vartheta < \pi$ входное сопротивление имеет емкостный характер. В общем случае сопротивление – это периодическая функция с периодом $\Lambda/2$. Таким образом, входное сопротивление короткозамкнутого отрезка линии передачи может иметь индуктивный или емкостный характер (в зависимости от знака тангенса). Согласно выражению (2.35) $\dot{\Gamma} = -1$, то есть отраженная волна

имеет фазовый сдвиг на π радиан по отношению к падающей волне (для одного и того же значения координаты). Согласно выражению (2.42) $K_{стU} = \infty$ ($K_{бвU} = 0$). Поскольку $\dot{i}_H = 0$, то согласно зависимостям (2.64) и (2.65)

$$\dot{u}(L) = j\dot{i}_H \sin \beta L; \quad (2.68)$$

$$\dot{i}(L) = \dot{i}_H \cos \beta L. \quad (2.69)$$

Для перехода к физическим значениям напряжения и тока в формуле

(2.68) амплитуда должна равняться

$\dot{I}_H = \dot{I}_{\max}$, в выражении (2.69) –

$U_{\max} = \dot{I}_H W$, где \dot{I}_H – амплитуда тока

через короткозамыкатель (и в

пучностях стоячей волны тока);

U_{\max} – амплитуда напряжения в

пучностях стоячей волны напряже-

ния. Множитель j свидетельствует

о том, что напряжение и ток сдвину-

ты по фазе на $\pi/2$ (так как

$e^{j\pi/2} = j$), то есть напряжение в

нагрузку не передается, и имеют ме-

сто только колебания. Распреде-

ление амплитуды напряжения, тока и

входного сопротивления в зависи-

мости от длины короткозамкнутого

отрезка линии передачи приведено на

рис.2.5. Таким образом, сформированная волна имеет все признаки чисто стоя-

чей волны. Следует отметить, что

наличие потерь ($\alpha \neq 0$) ограничивает

величину резонансного значения

входного сопротивления.

Режим холостого хода (англ.

– *no-load, idling mode*) имеет место

при условии $\dot{i}_H = 0$, это наблюдается

для $\dot{Z}_H = \infty$ ($\dot{Y}_H = 0$). Согласно вы-

ражению (2.54) $\dot{z}_{вх}(L) = -jctg \beta L$, то

есть входное сопротивление (вход-

ная проводимость $\dot{y}_{вх}(L) = jtg \beta L$)

является мнимой величиной

$\text{Re}[\dot{z}_{вх}(L)] = \text{Re}[\dot{y}_{вх}(L)] = 0$. Следует

иметь в виду, что это касается иде-

альной линии без потерь ($\alpha = 0$).

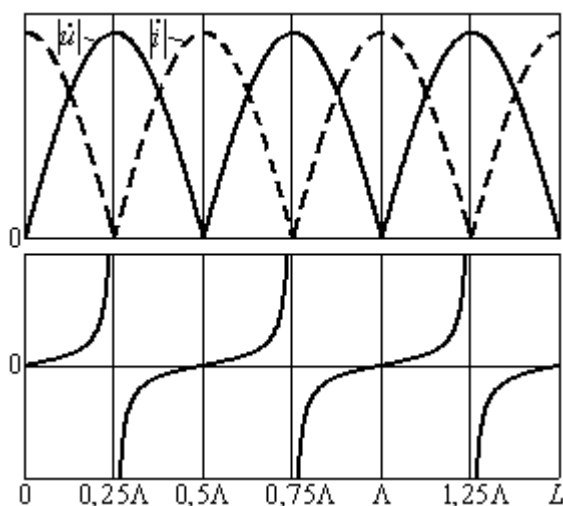


Рис.2.5. Графики зависимостей входных нормированных напряжения, тока и сопротивления от длины короткозамкнутого отрезка линии передачи

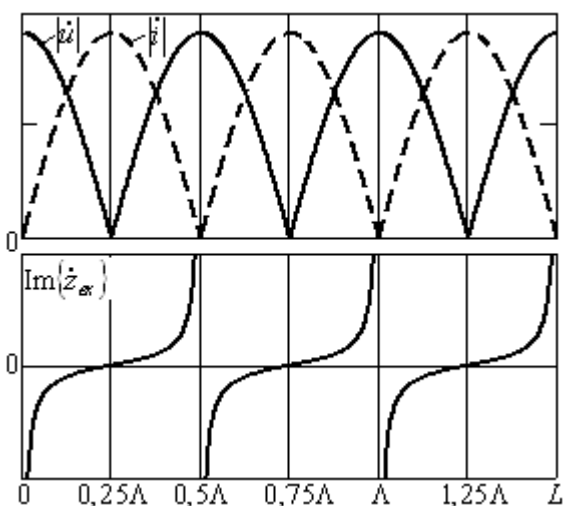


Рис.2.6. Графики зависимостей входных нормированных напряжения, тока и сопротивления от длины разомкнутого отрезка линии передачи

Таким образом, входное сопротивление такого отрезка линии передачи, как и короткозамкнутого отрезка, может иметь индуктивный или емкостной характер. При этом аналогичные явления наблюдаются в случае сдвига на $\Lambda/4$. Необходимо отметить, что режим холостого хода может быть реализован путем разомкнутой линии передачи в линиях с *ТЕМ*-волной (например, коаксиальных линиях). В волноводах режим холостого хода получают включением короткозамыкающего поршня на расстоянии $\Lambda/4$ от сечения, в котором необходимо обеспечить указанный режим. Согласно выражению (2.35) $\dot{\Gamma} = 1$, то есть отраженная волна находится в фазе с падающей (при одном и том же значении координаты). По формуле (2.42) $K_{стU} = \infty$ ($K_{бвU} = 0$). Поскольку $\dot{i}_H = 0$, то согласно зависимостям (2.64) и (2.65)

$$\dot{u}(L) = \dot{i}_H \cos \beta L; \quad (2.70)$$

$$\dot{i}(L) = j \dot{i}_H \sin \beta L. \quad (2.71)$$

Для перехода к физическим значениям напряжения и тока \dot{i}_H в выражении (2.70) необходимо заменить на $\dot{U}_H = \dot{U}_{\max}$, а в выражении (2.71) – на $\dot{I}_{\max} = U_{\max} / W$, где U_{\max} – амплитуда напряжения на конце линии (и в пучностях стоячей волны напряжения); I_{\max} – амплитуда тока в пучностях стоячей волны тока. Множитель j свидетельствует о том, что напряжение и ток сдвинуты по фазе на $\pi/2$, то есть мощность в нагрузку не передается, имеет место только колебательный процесс. Распределение амплитуды напряжения, тока и входного сопротивления в зависимости от длины разомкнутого отрезка линии передачи представлены на рис.2.6. Таким образом, как и для случая короткозамкнутого отрезка линии, сформировавшаяся волна имеет все признаки чисто стоячей волны. Следует помнить, что наличие потерь ($\alpha \neq 0$) ограничивает величину резонансного значения входного сопротивления.

Сравнивая рис.2.5 и 2.6, видно, что входное сопротивление линии в режиме холостого хода равняется входному сопротивлению короткозамкнутой линии, которая имеет на $\Lambda/4$ большую длину. Сдвиг на $\Lambda/4$ имеет место также для зависимостей напряжения и тока.

Сопротивление отрезка линии длиной $L < \Lambda/4$ с электрической длиной $\vartheta = \beta L < \pi/2$ в режиме холостого хода имеет емкостной характер, который неограниченно возрастает в случае приближения L к $\Lambda/2$. Отрезок длиной $\Lambda/4 < L < \Lambda/2$ имеет индуктивный характер.

Отрезки линий передачи в режиме холостого хода или короткого замыкания называют *реактивными шлейфами* (англ. – *stub*), поскольку их сопротивление независимо от длины имеет чисто реактивный характер.

Режим реактивной нагрузки (англ. – *reactive load*) имеет место, если для сопротивления нагрузки удовлетворяется условие $\text{Re}(\dot{Z}_H) = 0$. Пусть $\dot{z}_H = jx_H$, причем возможен случай, когда $x_H > 0$ (индуктивная нагрузка) и $x_H < 0$ (емкостная нагрузка). Тогда согласно выражению (2.35) имеем

$$|\Gamma_H| = \frac{|jx_H - 1|}{|jx_H + 1|} = \frac{\sqrt{(x_H)^2 + 1}}{\sqrt{(x_H)^2 + 1}} = 1. \quad (2.72)$$

Таким образом, как и для случаев короткого замыкания или холостого хода, сформировавшаяся волна имеет все признаки чисто стоячей волны. Выражение (2.35) позволяет получить и фазу коэффициента отражения:

$$\varphi_\Gamma = \pi - 2 \operatorname{arctg} x_H. \quad (2.73)$$

Входное сопротивление также имеет реактивный характер $\operatorname{Re}(\dot{Z}_{\text{вх}}) = 0$, однако в зависимости от длины отрезка линии L (или координаты сечения) характер реактивности входного сопротивления может совпадать с характером реактивности нагрузки или быть ему противоположным. Для получения распределения модуля напряжения или тока вдоль линии целесообразно использовать выражения (2.38), (2.39), восстановив соответствующие амплитуды напряжения U_{max} и тока I_{max} :

$$\begin{aligned} |\dot{U}(L)| &= |\dot{U}_{\text{max}}| \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 + 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta L - \varphi_\Gamma)} = \\ &= |\dot{U}_{\text{max}}| \sqrt{2 + 2 \cos(2\beta L - \varphi_\Gamma)} = 2|\dot{U}_{\text{max}}| \left| \sin\left(\beta L + \operatorname{arctg} \frac{X_H}{W}\right) \right|; \end{aligned} \quad (2.74)$$

$$\begin{aligned} |\dot{I}(L)| &= |\dot{I}_{\text{max}}| \sqrt{1 + |\dot{\Gamma}|^2 - 2|\dot{\Gamma}| \cos(2\beta L - \varphi_\Gamma)} = \\ &= |\dot{I}_{\text{max}}| \sqrt{2 + 2 \cos(2\beta L - \varphi_\Gamma)} = 2|\dot{I}_{\text{max}}| \left| \cos\left(\beta L + \operatorname{arctg} \frac{X_H}{W}\right) \right|. \end{aligned} \quad (2.75)$$

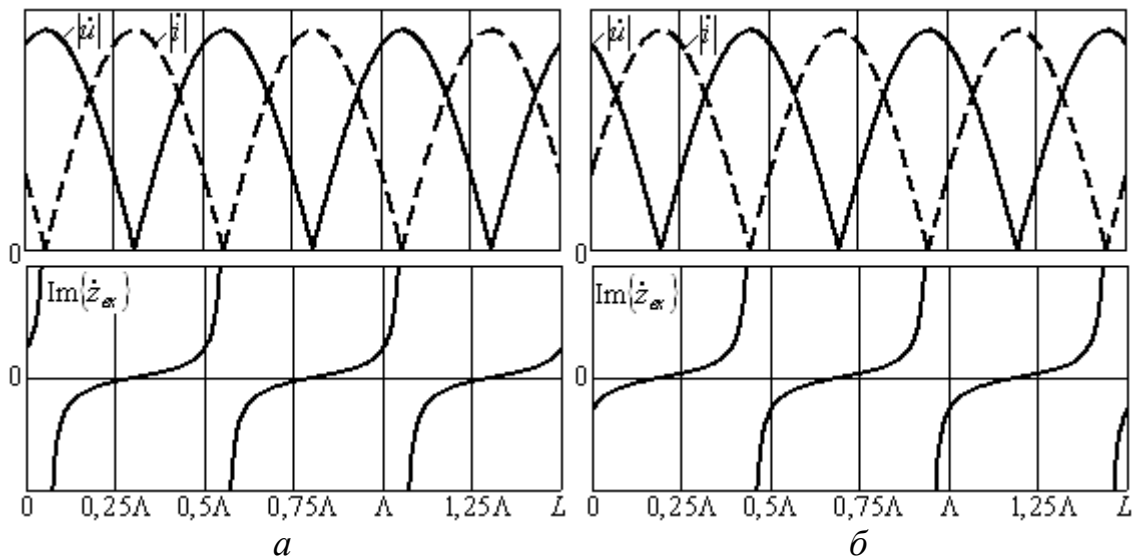


Рис.2.7. Графики зависимостей входных нормированных напряжений, токов и сопротивлений от длины отрезков линий передачи с реактивной нагрузкой:

a – индуктивной; *б* – емкостной

На рис.2.7 приведена зависимость входных нормированных напряжений, токов и сопротивлений от длины отрезков линий передачи, нагруженных реактивным сопротивлением. Если нагрузка имеет индуктивный характер, то ближайшему к ней резонансному сечению соответствует пучность стоячей волны напряжения (рис.2.7,а). В случае емкостного характера нагрузки ближайшему к ней резонансному сечению соответствует узел стоячей волны напряжения (рис.2.7,б). Напряжение в узлах стоячей волны равняется нулю, поскольку амплитуды падающей и отраженной волн в связи с отсутствием омических потерь одинаковы.

Режим активной нагрузки (англ. – *resistive load*) имеет место, если для сопротивления нагрузки выполняется условие $\text{Im}(\dot{Z}_H) = 0$. Пусть $\dot{z}_H = r_H$, тогда из выражения (2.54) можно получить

$$r_{\text{вх}}(L) = \frac{r_H(1 + \text{tg}^2 \beta L)}{1 + (r_H)^2 \text{tg}^2 \beta L}, \quad x_{\text{вх}}(L) = \frac{[1 - (r_H)^2] \text{tg} \beta L}{1 + (r_H)^2 \text{tg}^2 \beta L}, \quad (2.76)$$

откуда видно, что $r_{\text{вх}}(L) > 0$ всегда положительно и изменяется от r_H до $1/r_H$.

Коэффициент отражения нагрузки является действительной величиной

$$\dot{\Gamma}_H = \frac{r_H - 1}{r_H + 1} \quad (2.77)$$

и может приобретать в зависимости от значения нормированного сопротивле-

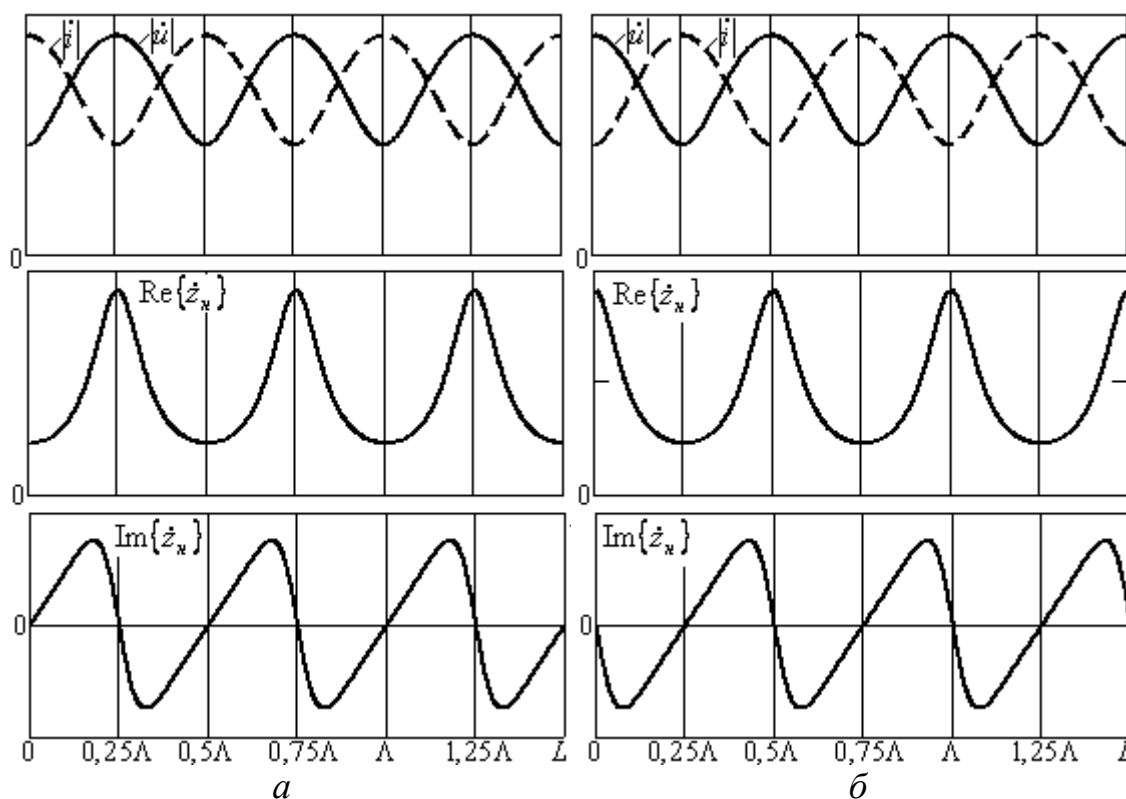


Рис.2.8. Графики зависимостей входных нормированных напряжений, токов и сопротивлений от длины отрезков линий передачи с активной нагрузкой:

а – меньше волновой; *б* – больше волновой

ния нагрузки положительное при $r_H > 1$ ($R_H > W$) и отрицательное при $r_H < 1$ ($R_H < W$) значение. Положительное значение свидетельствует о том, что отраженная волна синфазна с падающей (для одной и той же координаты), а отрицательное – свидетельствует об их противофазности.

Вычислим значение КСВ:

$$K_{\text{св}} = \frac{1 + |\dot{\Gamma}_H|}{1 - |\dot{\Gamma}_H|} = \frac{1 + |r_H - 1|/|r_H + 1|}{1 - |r_H - 1|/|r_H + 1|} = \begin{cases} r_H, & r_H > 1 \\ 1/r_H, & r_H < 1 \end{cases} \quad (2.78)$$

При условии $r_H < 1$ ($R_H < W$) на нагрузке устанавливается узел стоячей волны напряжения, а при $r_H > 1$ ($R_H > W$) – пучность.

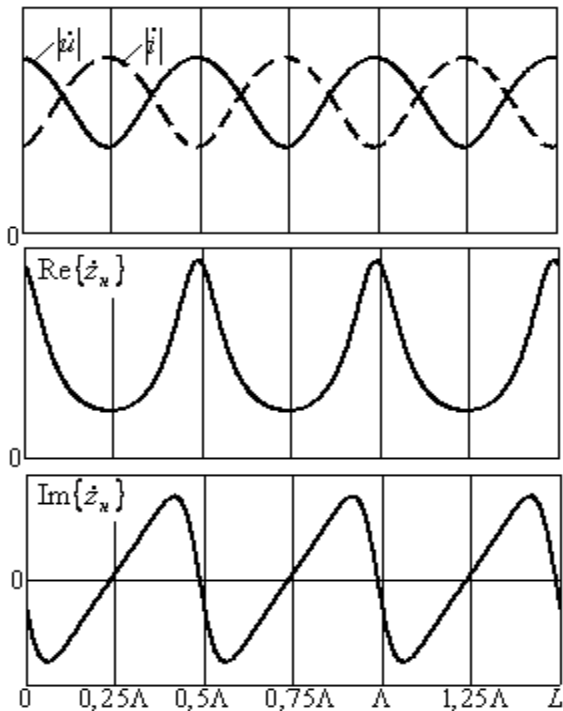


Рис.2.9. Графики зависимостей входных нормированных напряжения, тока и сопротивления от длины отрезка линии передачи с комплексной нагрузкой

емкостной характер.

На рис.2.8 приведены распределения амплитуды напряжения, тока и входного сопротивления в случае, когда нагрузка имеет активный характер, причем показаны два случая: когда $r_H < 1$ (рис.2.8,а) и $r_H > 1$ (рис.2.8,б). Из анализа соответствующих зависимостей следует, что в таком случае формируется режим смешанных волн.

Общий случай *комплексной нагрузки линии* (англ. – *complex load*) можно рассматривать как суперпозицию предыдущих режимов работы линии передачи на активную и реактивную нагрузки. Понятно, что в таком случае формируется режим смешанных волн (рис.2.9). Анализ изображенных зависимостей свидетельствует в данном случае о том, что активная часть нагрузки больше волнового сопротивления линии, а реактивная часть имеет

Пример задачи по теме

Рассчитать распределение нормированных напряжения и тока в структуре, образованной нагрузкой с сопротивлением $\dot{z}_H = \frac{8 + 15j}{17}$, отрезком длиной линии без потерь электрической длиной $\vartheta_1 = \pi/4$ и нормированным волновым сопротивлением $w_1 = 1$, отрезком линии с нормированным волновым сопротивлением $w_2 = \sqrt{\dot{z}_{\text{вх}}} \cdot 1$ электрической длиной $\vartheta_2 = \pi/2$, где $\dot{z}_{\text{вх}}$ – нормированное

входное сопротивление предыдущего отрезка длиной линии, отрезка длиной линии с нормированным волновым сопротивлением $w_3 = 1$.

Решение

Согласно выражению (2.54) входное нормированное сопротивление первого отрезка длиной линии равняется

$$\dot{z}_{\text{вх}} = \frac{\dot{z}_{\text{н}} + j \operatorname{tg} \beta l}{1 + j \dot{z}_{\text{н}} \operatorname{tg} \beta l} = \frac{(8 + 15j)/17 + j \operatorname{tg} \frac{\pi}{4}}{1 + j[(8 + 15j)/17] \operatorname{tg} \frac{\pi}{4}} = 4.$$

В ходе получения этого выражения предполагалось, что волновое сопротивление первого отрезка составляет условную единицу. Соответственно входное сопротивление второго отрезка может быть рассчитано также с помощью выражения (2.54), но с учетом значения волнового сопротивления для второго отрезка, равного $w_2 = \sqrt{\dot{z}_{\text{вх}} \cdot 1} = 2$ и отличающегося от волнового сопротивления первого отрезка. Нормированное сопротивление нагрузки для второго отрезка (входное сопротивление первого отрезка) будет равно $w_2 = \dot{z}_{\text{вх}} / \sqrt{\dot{z}_{\text{вх}} \cdot 1} = 2$. Таким образом, для входного сопротивления второго отрезка электрической длиной $\vartheta_2 = \pi/2$, что соответствует четверти длины волны в этой длинной линии, имеем

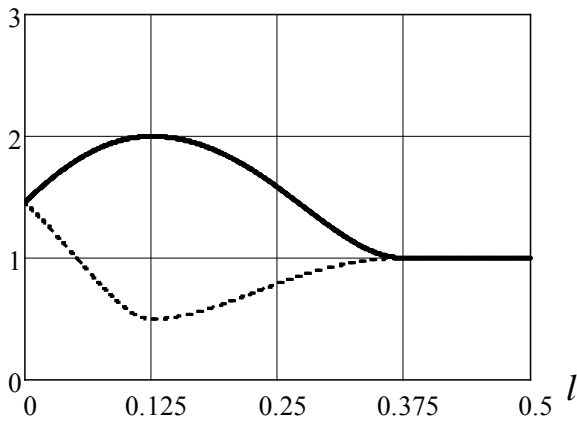


Рис.2.10. Распределение напряжения и тока в структуре

$$\dot{z}_{1\text{вх}} = \frac{2 + j \operatorname{tg} \frac{\pi}{2}}{1 + j 2 \operatorname{tg} \frac{\pi}{2}} = \frac{1}{2}.$$

После проведения денормировки $\dot{z}_{1\text{вх}} w_2 = 1$ и нормирования на единичное волновое сопротивление w_3 последнего отрезка получается, что для последнего отрезка длиной линии нормированное сопротивление нагрузки равно единице. Из этого следует соотношение $\dot{u}_{\text{н}} = \dot{i}_{\text{н}} z_{\text{н}} = \dot{i}_{\text{н}}$.

Тогда в данном отрезке длиной линии для распределения напряжения и тока будут справедливы выражения

$$\dot{u}(l) = \dot{u}_{\text{н}} \cos \beta l + j \dot{u}_{\text{н}} \sin \beta l = \dot{u}_{\text{н}} \exp(j \beta l);$$

$$\dot{i}(l) = \dot{i}_{\text{н}} \cos \beta l + j \dot{i}_{\text{н}} \sin \beta l = \dot{i}_{\text{н}} \exp(j \beta l).$$

Это означает, что в рассмотренном отрезке распространяется чисто бегущая волна. Для первого отрезка линии передачи будет справедлив общий вид выражений (2.64), (2.65):

$$\dot{i}(l) = \dot{i}_H \cos \beta l + j \dot{i}_H \sin \beta l = \dot{i}_H \cos \beta l + j \frac{\dot{i}_H}{z_H} \sin \beta l = \dot{i}_H \cos \beta l + j \frac{\dot{i}_H}{(8+15j)/17} \sin \beta l;$$

$$\dot{i}(l) = \dot{i}_H \cos \beta l + j \dot{i}_H \sin \beta l = \frac{\dot{i}_H}{(8+15j)/17} \cos \beta l + j \dot{i}_H \sin \beta l.$$

Выбирая для определенности $\dot{i}_H = 1$, получим конечное выражение. Конкретные значения нормированных напряжения и тока на входе первого отрезка будут составлять $1,331 + j0,333$ и $0,333 + j0,083$, то есть для напряжения будем наблюдать максимум, а для тока – минимум. Таким же образом могут быть рассчитаны значения нормированных напряжения и тока на входе второго отрезка: $-0,073 + j0,335$ и $-0,330 + j1,332$. Конечный вид распределений нормированных напряжения и тока приведены на рис.2.10.

Самостоятельно провести расчеты для случаев $\vartheta_1 = 3\pi/4$ та $\vartheta_1 = 5\pi/4$.

2.8. Круговая диаграмма сопротивлений

Выражение для трансформации сопротивления не обладает достаточной наглядностью и не обеспечивает простых путей для соответствующих оценочных расчетов. Ситуация значительно упрощается при использовании *диаграммы полных сопротивлений* или, другими словами, *диаграммы Смита* (англ. – *Smith chart*). Такая диаграмма отображает зависимость комплексного сопротивления в декартовой системе координат, где ось абсцисс образована действительной частью, а ось ординат – мнимой частью комплексного коэффициента отражения $\dot{\Gamma} = u + jv$. В таких координатах точка $(0,0)$, являющаяся центром диаграммы, соответствует полному согласованию. Точка $(1,0)$ соответствует режиму холостого хода и соответственно бесконечно большому сопротивлению, а точка $(-1,0)$ – режиму короткого замыкания и соответственно нулевому сопротивлению. Для реактивного сопротивления нагрузки и отсутствия потерь модуль коэффициента отражения равняется единице, этому случаю соответствует окружность единичного радиуса.

Для обеспечения общности рассматривают нормированное сопротивление $\dot{Z}/W = \dot{z} = r + jx$. Комплексный коэффициент отражения записывается согласно выражению (2.35) как функция активной и реактивной составляющих сопротивления.

$$u + jv = \frac{(r-1) + jx}{(r+1) + jx}. \quad (2.79)$$

После разделения выражения на действительную и мнимую части и элементарных алгебраических преобразований для случая постоянного значения

активной компоненты нормированного сопротивления r имеет место выражение

$$v^2 + \left(u - \frac{r}{1+r}\right)^2 = \frac{1}{(1+r)^2}. \quad (2.80)$$

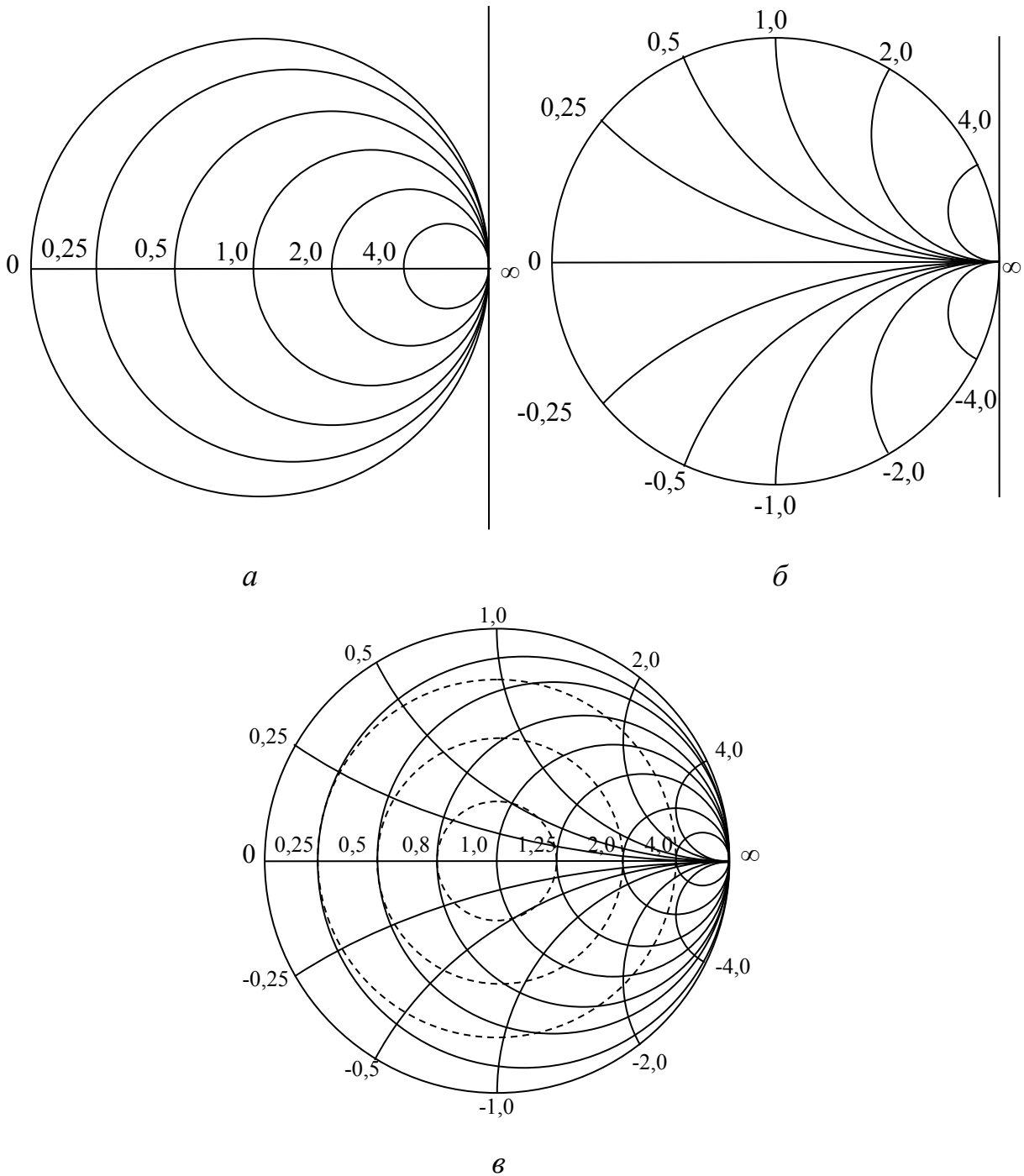


Рис.2.11. Круговая диаграмма сопротивлений:

a – линии постоянного активного сопротивления ($r = \text{const}$); *б* – линии постоянного реактивного сопротивления ($x = \text{const}$); *в* – общий вид

В декартовых координатах u, v выражение (2.80) является уравнением семейства окружностей с центром в точке $(r/(1+r), 0)$ и радиусом $1/(1+r)$. Эти окружности с различными значениями r приведены далее (рис.2.11,а). Каждая окружность – это геометрическое место точек, где активная часть нормированного сопротивления постоянна. Центры всех окружностей лежат на оси u , а каждая из окружностей при $r = \text{const}$ проходит через точку с координатами $(1, 0)$, то есть все окружности постоянного значения активной компоненты сопротивления имеют общую касательную в этой точке. Окружность со значением 1 соответствует случаю равенства активного сопротивления волновому сопротивлению линии передачи. Эта окружность проходит через центр диаграммы и имеет радиус равный 0,5.

Выражение для постоянного значения реактивной части нормированного сопротивления имеет вид

$$(u-1)^2 + (v-1/x)^2 = (1/x)^2. \quad (2.81)$$

В декартовых координатах u, v это равенство является уравнением семейства окружностей с центром в точке с координатами $u=1, v=1/x$ и радиусом $1/x$. В этом случае центры окружностей размещены на вертикальной линии, проходящей через точку $(1, 0)$. Индуктивным (положительным) сопротивлениям соответствуют окружности, расположенные над горизонтальной осью u , а емкостным (отрицательным) – ниже этой оси (рис.2.11,б).

Системы окружностей постоянного значения активной и реактивной компонент сопротивлений взаимно ортогональны.

Для расширения возможностей на круговую диаграмму сопротивлений наносятся также окружности постоянного КСВ (пунктирные линии на рис.2.11,в). В полностью согласованной линии коэффициент отражения равен нулю, то есть $K_{сгУ} = 1$. Этому значению КСВ соответствует точка с координатами $u=0, v=0$ в центре диаграммы. Если модуль коэффициента отражения равняется единице, величина КСВ стремится к бесконечности. Точка с координатами $u=1, v=0$ соответствует бесконечно большому сопротивлению, то есть разомкнутой линии (режим холостого хода). При $u=0, v=-1$ чисто реактивное сопротивление имеет емкостной характер, а при $u=0, v=1$ – индуктивный. Через точку с координатами $u=-1, v=0$ проходит окружность с $r=0$, это соответствует короткому замыканию. В центре диаграммы, в точке с координатами $u=0, v=0$ нормированное сопротивление $\dot{z}=1+j0$, то есть совпадает с волновым сопротивлением линии, которое считается чисто активным. Ось абсцисс $v=0$ соответствует чисто активным сопротивлениям, ось ординат $u=0$ – чисто реактивным.

Отрезок, соединяющий точки холостого хода и короткого замыкания, представляет собой геометрическое место точек, в которых эквивалентные ток и напряжение синфазные, то есть является геометрическим местом чисто активных входных сопротивлений, которые изменяются от бесконечности до ну-

ля. Этот отрезок соответствует значениям нормированных сопротивлений в максимумах или минимумах стоячей волны, причем в минимумах они совпадают со значением КБВ, а в максимумах – с КСВ.

Таким образом, каждой точке плоскости диаграммы соответствует уникальное значение комплексного сопротивления, которое получают как сумму значений активного и реактивного сопротивлений. Соответствующие окружности для них проходят через эту точку (рис.2.11,в).

На внешней окружности круговой диаграммы сопротивлений нанесены значения фазы коэффициента отражения (в градусах), которая изменяется в пределах от $\pm 180^\circ$ при условии короткого замыкания до 0° в режиме холостого хода. Соответственно комплексный коэффициент отражения наносят на диаграмму в виде радиус-вектора, длина которого равняется модулю коэффициента отражения, а угол между радиусом-вектором и положительной осью равен фазе коэффициента отражения.

Следует отметить, что один полный оборот по круговой диаграммы соответствует перемещению вдоль линии на расстояние, равное половине длины волны ($\Lambda/2$) в ней. Движению по направлению к нагрузке соответствует вращение коэффициента отражения против часовой стрелки, а по направлению к генератору – по часовой стрелке. Этот факт следует из закона трансформации коэффициента отражения: $\Gamma(l) = \Gamma_n \exp(-2j\beta l)$ и $\Gamma_n = \Gamma(0) \exp(j2\beta l)$.

Окружности с центром в точке $(0,0)$ соответствуют постоянным значениям модуля коэффициента отражения $|\dot{\Gamma}|$ (то есть постоянному значению КСВ $K_{стU}$). Значения радиуса равняется $|\dot{\Gamma}|$. Перемещению вдоль оси линии передачи на одинаковые отрезки соответствует перемещение на диаграмме по окружности постоянного значения КСВ на одинаковые углы. Для удобства во время работы значения $|\dot{\Gamma}|$ и $K_{стU}$ наносятся на прозрачную линейку, которая может вращаться вокруг центра диаграммы. Одна из шкал на внешней окружности диаграммы проградуирована в единицах расстояния вдоль линии, нормированных на длину волны в ней. Максимальное значение расстояния соответствует половине длины волны в линии $\Lambda/2$.

Из рассмотренного выше можно сделать вывод, что переход от сопротивлений к проводимостям соответствует повороту на диаграмме на 180° , то есть перемещению вдоль линии на четверть длины волны ($\Lambda/4$). Если каждую точку, соответствующую определенному значению нормированного комплексного сопротивления, повернуть на 180° и полученные таким образом комплексные числа снова нанести в координатах u, v , то получим круговую диаграмму для нормированных проводимостей. Следовательно, диаграмма проводимостей должна быть зеркальным отражением диаграммы полных сопротивлений относительно оси ординат.

На практике используют описанную диаграмму. Точке с координатами $u = 1, v = 0$ соответствует режим короткого замыкания, в точке с координатами $u = 0, v = 1$ проводимость чисто реактивная и имеет емкостный характер.

Наоборот, точка с координатами $u = 0$, $v = -1$ соответствует чисто индуктивной проводимости. Режиму холостого хода соответствует точка с координатами $u = -1$, $v = 0$, через которую проходит окружность с $r = 0$. Точка в центре диаграммы соответствует режиму согласованной линии.

В зависимости от ситуации предпочтение отдается одной из двух приведенных диаграмм. Так, при расчетах последовательно соединенных сопротивлений удобнее применять диаграмму сопротивлений, а параллельно соединенных – диаграмму проводимостей.

2.9. Полуволновые и четвертьволновые трансформаторы

Как показано в разд.2.6, входное сопротивление линии передачи не совпадает с сопротивлением нагрузки. Поэтому конечный отрезок линии передачи длиной L выполняет функцию трансформатора сопротивления.

Полуволновый трансформатор (англ. – *half-wave transformer*). Рассмотрим отрезки регулярной линии, длина которых равна целому числу полуволн на определенной рабочей частоте.

$$L = \frac{\Lambda}{2} n, \quad n = 1, 2, \dots, \quad (2.82)$$

тогда $\beta L = \frac{2\pi}{\Lambda} \cdot \frac{\Lambda}{2} n = \pi n$. Поскольку $\operatorname{tg}(\beta L) = 0$, то из выражения (2.54) следует, что

$$\dot{z}_{\text{вх}}(L) = z_{\text{н}}, \quad (2.83)$$

То есть полуволновый отрезок линии передачи не трансформирует сопротивление нагрузки. Рассмотрим напряжение на входе полуволнового отрезка линии, на основании формулы (2.64) запишем

$$\dot{u}(L) = \dot{u}_{\text{н}} \cos \beta L + j \dot{i}_{\text{н}} \sin \beta L = -\dot{u}_{\text{н}}, \quad (2.84)$$

таким образом, фазовый сдвиг между колебаниями на нагрузке и входе полуволнового отрезка линии равняется π . Это свойство полуволнового отрезка линии называют „переворачиванием фазы”, его часто используют в технике СВЧ, в частности в широко распространённом симметрирующем устройстве типа U -колена для строгого противофазного возбуждения, симметричной относительно экрана нагрузки (вibratorной антенны).

Четвертьволновый трансформатор (англ. – *quarter-wave transformer*). Рассмотрим отрезки регулярной линии, длина которых составляет нечетное число четвертей волны на определенной рабочей частоте

$$L = \frac{\Lambda}{4} (2n + 1), \quad n = 0, 1, 2, \dots, \quad (2.85)$$

тогда $\beta L = \frac{\pi}{2}(2n + 1) = \pi n + \frac{\pi}{2}$. Поскольку $\operatorname{tg}(\beta L) \rightarrow \infty$, то из выражения (2.54) следует, что

$$\dot{z}_{\text{вх}}(L) = 1 / \dot{z}_{\text{н}} = \dot{y}_{\text{н}}, \quad (2.86)$$

то есть четвертьволновый отрезок линии трансформирует нормированное сопротивление нагрузки в нормированную проводимость. В случае короткозамкнутого четвертьволнового отрезка линии передачи его входное сопротивление стремится к бесконечности $\dot{z}_{\text{вх}}(L) \rightarrow \infty$.

Четвертьволновый трансформатор широко используют в технике СВЧ для построения устройств согласования и дросселей.

Если выражение (1.85) записать не в нормированных величинах, то получим соотношение, важное для практики:

$$\dot{Z}_{\text{вх}}(L)\dot{Z}_{\text{н}} = W_{\text{тр}}^2, \quad (2.87)$$

где $W_{\text{тр}}$ – волновое сопротивление трансформатора.

Контрольные вопросы

1. Что представляет собой класс квазистационарных электрических цепей?
2. Что представляют собой цепи с распределенными параметрами?
3. Каким образом вводятся погонные параметры длинной линии?
4. Каковы допущения принимаются в теории длинных линий?
5. Что представляет собой система телеграфных уравнений?
6. Каким образом выражается постоянная распространения через погонные параметры в теории длинных линий?
7. Каким образом выражается волновое сопротивление через погонные параметры в теории длинных линий?
8. Каким образом выражается фазовая скорость через погонные параметры в теории длинных линий?
9. Что понимается под комплексной амплитудой? Какова ее связь с действительной амплитудой?
10. Каков формализм комплексных амплитуд для прямых и обратных волн?
11. На основе каких физических принципов в теории длинных линий вводится понятие нормированных напряжений и токов, в каких единицах они измеряются?
12. Какова связь нормированных напряжений и токов для прямой и обратной волн в определенном сечении длинной линии?
13. Каково определение комплексного коэффициента отражения?
14. В чем физический смысл модуля и фазы коэффициента отражения?

15. Чем отличаются определения коэффициента отражения по напряжению и по току, как они соотносятся друг с другом?
16. Как соотносятся волновые сопротивления для прямой и обратной волн?
17. Что такое коэффициент отражения по мощности, как он связан с коэффициентами отражения по току, по напряжению?
18. Каков закон изменения значения коэффициента отражения при удалении от нагрузки?
19. Какова связь коэффициента отражения нагрузки со значением сопротивления нагрузки?
20. Как связаны мощность, поглощаемая нагрузкой, и коэффициент отражения?
21. Как связаны нормированные полный ток и полное напряжение в сечении с коэффициентом отражения в этом сечении?
22. Что такое нормированные сопротивление и проводимость, как они связаны со значением коэффициента отражения?
23. При каком значении коэффициента отражения в линии наблюдается чисто бегущая волна?
24. Какова связь нормированных напряжения и тока с реальными напряжением и током в линиях передачи с TEM-волной?
25. Какова связь сопротивления с коэффициентом отражения в данном сечении?
26. Каковы сопротивления нагрузки в режимах холостого хода и короткого замыкания?
27. Что представляет собой стоячая волна? Какие разновидности стоячей волны могут быть выделены?
28. Чему равняется пространственный период чистой стоячей волны?
29. Каковы особенности чисто стоячей волны?
30. Что понимается под узлом и пучностью стоячей волны?
31. Как определяются значения нормированного напряжения в узлах и пучностях через напряжения падающей и отраженной волн?
32. Что понимают под коэффициентом стоячей волны?
33. Что понимают под коэффициентом бегущей волны?
34. Чему равняется сопротивление в узле и пучности стоячей волны?
35. Как рассчитать коэффициент отражения по значениям коэффициента стоячей волны, коэффициента бегущей волны?
36. Какова связь КПД отрезка линии передачи с КСВН?
37. Какими физическими процессами определяется полное значение КПД?
38. Во сколько раз отличается максимальная передаваемая в нагрузку мощность от значения мощности, при которой наблюдается пробой в линии передачи?
39. По какому закону изменяется входное сопротивление отрезка линии передачи в режиме короткого замыкания в зависимости от его длины?
40. По какому закону изменяется входное сопротивление отрезка линии передачи в режиме холостого хода в зависимости от его длины?

41. Как трансформирует сопротивление нагрузки отрезок линии передачи четвертьволновой длины?
42. Как трансформирует сопротивление нагрузки отрезок линии передачи полуволновой длины? Что при этом происходит с нормированным напряжением и током?
43. Что наблюдается в режиме короткого замыкания для нормированного напряжения в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
44. Что наблюдается в режиме короткого замыкания для нормированного тока в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
45. Что наблюдается в режиме холостого хода для нормированного напряжения в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
46. Что наблюдается в режиме холостого хода для нормированного тока в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
47. Что наблюдается в режиме подключения активного сопротивления, которое больше волнового, для нормированного тока в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
48. Что наблюдается в режиме подключения активного сопротивления, которое больше волнового, для нормированного напряжения в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
49. Что наблюдается в режиме подключения активного сопротивления, которое меньше волнового, для нормированного напряжения в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
50. Что наблюдается в режиме подключения активного сопротивления, которое меньше волнового, для нормированного тока в плоскости подключения нагрузки пучность или узел?
51. Какой отрезок линии передачи называют реактивным шлейфом?
52. В каких координатах наносится диаграмма полных сопротивлений?
53. Каково расположение на круговой диаграмме полных сопротивлений линий, соответствующих постоянному значению активного сопротивления?
54. Каково расположение на круговой диаграмме полных сопротивлений линий, соответствующих постоянному значению реактивного сопротивления?
55. Каково расположение на круговой диаграмме полных сопротивлений линий, соответствующих перемещению вдоль линии передачи?
56. Какой длине отрезка линии передачи соответствует полный оборот на круговой диаграмме полных сопротивлений?

3. Согласование линий передачи

3.1. Общие положения теории согласования линий передачи с нагрузкой

Максимальное значение мощности, поступающая в нагрузку, согласно выражению (2.47) наблюдается при $|\dot{\Gamma}_H| = 0$ ($K_{стU}^H = 1$), то есть в случае *идеального согласования* нагрузки с линией передачи, когда сопротивление нагрузки, подключенной на конце линии передачи, равно волновому сопротивлению данной линии. Это эквивалентно работе в *режиме бегущей волны*, то есть при отсутствии отраженной волны. Такое рассмотрение имеет точное физическое толкование для линий с *ТЕМ*-волной, в которых имеются напряжение и ток. Для волноводов физический смысл имеет следующая интерпретация процесса согласования. Распределение векторов электромагнитного поля в волноводе зависит от условий на его конце. Если на конце волновода в точке перехода энергии в нагрузку структура электромагнитного поля падающей волны сохраняется неизменной, то энергия падающей волны полностью поглощается в нагрузке и тогда структура поля имеет тот же вид, что и в волноводе бесконечной длины. Данная ситуация имеет место в случае равенства сопротивлений нагрузки и волнового сопротивления линии передачи. Вследствие чисто активного характера волнового сопротивления нормированное сопротивление нагрузки должно равняться единице. В противном случае часть энергии отражается от конца линии и возникает отраженная волна, распространяющаяся в направлении от нагрузки к генератору. Амплитуда и фаза отраженной волны такие, что в сумме с падающей отраженная волна удовлетворяет граничным условиям в месте отражения.

В случае отсутствия согласования нагрузки с линией передачи часть энергии отражается, что обуславливает потери на отражение $L_{отр}$, которые измеряют в децибелах:

$$L_{отр} = 10 \lg \frac{1}{1 - |\dot{\Gamma}_H|^2} = 10 \lg \frac{1}{1 - [(K_{стU} - 1)/(K_{стU} + 1)]^2} = 10 \lg \frac{(K_{стU} + 1)^2}{4K_{стU}}. \quad (3.1)$$

Наличие дополнительных потерь приводит к возрастанию шума, поскольку коэффициент шума (или шумовая температура) пассивного четырехполюсника пропорционален потерям L .

Согласование играет важную роль для обеспечения нормальной работы источников СВЧ колебаний. В случае изменения сопротивления нагрузки, на которую работает источник СВЧ колебаний, в большинстве случаев наблюдают изменение, как уровня мощности, так и частоты генерируемых колебаний. Чем лучше согласован СВЧ тракт, тем выше стабильность частоты генератора. Максимально допустимая величина КСВ для большинства мощных генераторов не превышает 1,5.

В случае отсутствия согласования пробивная мощность линии уменьшается согласно выражению (2.50) в $K_{стU}$ раз за счет возрастания напряжения в

максимумах стоячей волны, то есть электрическая прочность линии для случая отсутствия согласования уменьшается в $K_{стU}$ раз по сравнению с электрической прочностью согласованной линии. При передаче больших мощностей обычно стремятся обеспечить КСВ не больше 1,5.

Существенное отличие значений КСВ от 1 на входе приемных цепей приводит к уменьшению чувствительности и дальности действия, поэтому на практике добиваются, чтобы входные цепи СВЧ приемников в режиме приема имели $K_{стU} < 1,5 - 2,0$ в пределах рабочего диапазона частот. При условии $K_{стU} = 1,5$ потери на отражение составляют 0,17 дБ (4% мощности).

Согласование имеет большое значение также при измерении мощности. При этом достаточно хорошим считается согласование при условиях $K_{стU} = 1,2 - 1,5$ (при $K_{стU} = 1,2$ ошибка не превышает 1%).

Согласование далеко не всегда необходимо при решении практических задач СВЧ техники. В частности, в случае измерения на СВЧ с применением принципа голографической записи информации наоборот необходимо наличие эталонного отражения, которое используется в качестве опорного для определения, например, малых уровней отражения.

В принципе, о степени согласования можно говорить при наличии максимума напряжения, поступающей в нагрузку. Однако контроль согласования по величине мощности имеет недостаточную чувствительность, например ошибка при определении максимума мощности, равная 1%, соответствует КСВ примерно 1,22. Непосредственный контроль КСВ дает существенно более высокую точность.

Процесс настройки линии в режим бегущей волны называют *согласованием*, а линию, в которой установился режим бегущей волны, – *согласованной* (англ. – *matched line*).

На практике используют несколько методов согласования волнового сопротивления линии с сопротивлением нагрузки.

Чтобы достичь согласования между двумя линиями или линией и нагрузкой, необходимо включить *согласующий четырехполюсник*. Назначение этого четырехполюсника – устранение отраженной волны, то есть преобразование нормированного сопротивления нагрузки $\dot{Z}_н / W = \dot{z}_н = r_н + jx_н$ в нормированное сопротивление $\dot{z}_{вх} = 1 + j0$. Такая трансформация может быть осуществлена двумя принципиально разными способами. Согласно одному из них используют четырехполюсник с поглощением. Генератор и нагрузка развязаны, так как КСВ в линии практически не зависит от КСВ нагрузки. Такой четырехполюсник называется развязывающим аттенуатором. Его КПД очень мал. Другой путь связан с использованием реактивного четырехполюсника. С физической точки зрения полезный эффект достигается за счет использования явления интерференции, когда совокупность отраженных волн компенсирует друг друга. Именно такой четырехполюсник получил название *трансформатора сопротивлений* (англ. – *impedance transformer*).

Узкополосное согласование предусматривает достижения режима бегущей волны на одной расчетной частоте. В случае отклонения от расчетной частоты имеет место возрастание КСВ. Полоса частот, для которой КСВ не превышает допустимого значения, называется *полосой частот согласования*. В случае узкополосного согласования полосу частот не контролируют при вычислении номиналов элементов согласующего устройства и определяют расчетным путем или экспериментально только после нахождения номиналов согласующих элементов. Альтернативой узкополосному является *широкополосное согласование*, при котором номиналы согласующих элементов определяют из условия установления максимальной полосы частот согласования. В случае широкополосного согласования требование достижения единичного значения КСВ на расчетной частоте отсутствует и не служит основой для расчета номиналов согласующих элементов. При этом относительное значение полосы согласования $\Delta f / f_0$ в случае узкополосного согласования может быть достаточно большим, термин “узкополосный” означает лишь технологию согласования. Исходя из общих принципов, очевидно, что полоса согласования тем уже, чем больший скачок сопротивлений, которые должны быть согласованы, имеет место быть.

3.2. Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора

Если нагрузкой линии передачи является активное сопротивление R_n , неравное волновому сопротивлению W самой линии, то включение между линией передачи и нагрузкой четырехполюсника в виде четвертьволнового трансформатора с волновым сопротивлением $W_{тр} = \sqrt{W R_n}$ в соответствии с выражением (11.6) позволяет получить на входе трансформатора сопротивление W , то есть согласовать нагрузку с линией передачи. Такое рассмотрение основано на теории длинных линий, однако теория интерференции также позволяет объяснить эффект согласования. Действительно, коэффициент отражения (рис.12.1) в плоскости 1 включения нагрузки составляет $\Gamma_1 = (R_n - W_{тр}) / (R_n + W_{тр})$, а в плоскости 2, где соединяются линии передачи и трансформатор, коэффициент отражения определен соотношением $\Gamma_2 = (W_{тр} - W) / (W_{тр} + W)$. Прямое сравнение выражений для Γ_1 та Γ_2 свидетельствует, что Γ_1 равно Γ_2 . Согласно выражению (5.4) коэффициент отражения Γ_1 при трансформации из плоскости 1 в плоскость 2 принимает значение $\Gamma_1 \exp(-j2\beta \Lambda/4) = \Gamma_1 \exp(-j2\pi/\Lambda \Lambda/4) = \Gamma_1 \exp(-j\pi) = -\Gamma_1$, то есть является противоположным по знаку к Γ_2 , что и обуславливает их взаимную компенсацию.

Для согласования однотипных линий передачи с разными волновыми сопротивлениями W_1 и W_2 применяют трансформатор с волновым сопротивлением

$$W_{тр} = \sqrt{W_1 W_2} . \quad (3.2)$$

Для прямоугольного волновода при работе на основной волне H_{10} целесообразно использовать понятие эквивалентного сопротивления (1.21). Это означает, что при постоянном значении ширины волноводов a высоту волновода-трансформатора необходимо выбирать исходя из соотношения $b_{\text{тр}} = \sqrt{b_1 b_2}$. Подбор варианта с одинаковым значением ширины широкой стенки a для всех элементов согласующей схемы является удобным, поскольку Λ будет одинакова во всех отрезках волновода, учитывая сам трансформатор. Вычислять ее необходимо согласно выражению (1.15):

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}}\right)^2} = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2},$$

где λ – длина волны в свободном пространстве, соответствующая частоте, на которой осуществляется согласование.

В случае согласования комплексного сопротивления четвертьволновой трансформатор включают в линию на расстоянии l от нагрузки, где входное сопротивление имеет чисто активный характер (рис.3.1,б), то есть в точках, где наблюдается узел или пучность стоячей волны.

В случае несогласованной нагрузки точки активного входного сопротивления в линии передачи расположены в пучностях и узлах стоячей волны (реактивная часть в пучностях и узлах равна нулю).

В случае согласования в пучности необходимо увеличенное значение волнового сопротивления трансформатора $W_{\text{тр}} > W_1$, а в узле – уменьшенное $W_{\text{тр}} < W_1$. Выбор того или иного способа зависит от удобства технической реализации. Следует принимать во внимание, что режим бегущей волны устанавливается на участках «генератор-трансформатор», причем $K_{\text{стУ}} = 1$. По длине самого трансформатора имеет место стоячая волна в виде половины ее периода.

С помощью четвертьволнового трансформатора можно согласовать нагрузки с любым конечным значением КСВ (при условии, что потерями в трансформаторе можно пренебречь). Однако плавно регулировать согласование в случае изменения КСВ нагрузки с помощью четвертьволнового трансформатора невозможно.

Результаты вычислений показывают, что большая полоса согласования имеет место при согласовании сопротивлений, которые мало отличаются друг от друга. Из этого следует, что для обеспечения широкой полосы согласования

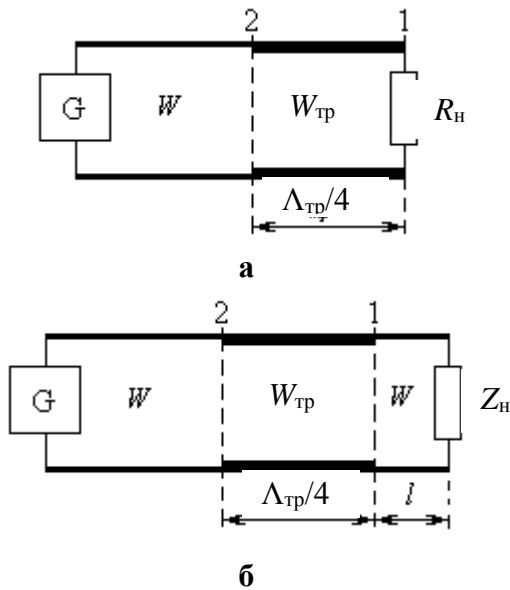


Рис.3.1. Схема согласования линии с помощью четвертьволнового трансформатора с нагрузкой: **а** – активной; **б** – комплексной $\Lambda_{\text{тр}}/4$

целесообразно вместо одного включать последовательно несколько четвертьволновых трансформаторов.

Пример задачи по теме

Прямоугольный волновод с сечением 23×10 мм, нагруженный определенным устройством. Предусматривается, что работа обеспечивается в режиме основной волны H_{10} . На частоте 10 ГГц измерения показали, что модуль коэффициента отражения от устройства составляет $|\dot{\Gamma}| = 0,651$, а фаза коэффициента отражения в плоскости подключения устройства равна $\varphi_{\Gamma} = -0,33$ рад. Рассчитать согласующую схему с четвертьволновым трансформатором для частоты 10 ГГц.

Решение

1. Вычисляем значение комплексного коэффициента отражения нагрузки:
 $\dot{\Gamma} = |\dot{\Gamma}| \exp(j\varphi_{\Gamma}) = 0,651 \exp(-j0,33) = 0,616 - j0,211$.

2. Согласно выражению (6.8) рассчитываем значение нормированного сопротивления нагрузки $\dot{z}_H = \frac{1 + \dot{\Gamma}}{1 - \dot{\Gamma}} = 3 - j2,2$, при этом считаем, что нормированное сопротивление прямоугольного волновода сечением 23×10 мм равно $w_{ХВ} = 1$.

Принимая во внимание то, что собственно с помощью четвертьволнового трансформатора согласовывают обычно чисто активное сопротивление, необходимо компенсировать реактивную часть сопротивления нагрузки. Это можно осуществить, подключив последовательно между нагрузкой и местом включения четвертьволнового трансформатора отрезок линии передачи, подобрав его длину таким образом, чтобы сопротивление на входе была чисто активным.

3. Отмечаем на диаграмме точку A , соответствующую \dot{z}_H (рис.3.2,*а*);

4. С помощью подвижной линейки находим соответствующее значение КСВ, которое для данного случая равно $\sim 4,7$, и проводим окружность постоянного значения КСВ.

5. Перемещаем вдоль окружности постоянного КСВ, равного 4,7, точку отсчета на диаграмме в направлении к генератору (по часовой стрелке) и находим пересечение с линией нулевого реактивного сопротивления ($x = 0$), то есть точку B (рис.3.2,*б*).

6. Находим значение нормированного сопротивления отрезка волновода $\dot{z}_{ВХ}$, соответствующее точке B : $\dot{z}_{ВХ} = 0,2 + j0$.

7. Отмечаем длину отрезка линии l , который преобразует комплексное сопротивление нагрузки в чисто активное, для чего:

а) проводим радиус через точку A и обозначаем его пересечение с внешней шкалой “Расстояние до генератора в длинах волн”, то есть точку C , она имеет отметку 0,277 λ (рис.3.2,*в*);

б) аналогичную операцию выполняем для точки B , получаем точку D , которой соответствует значение $0,5\Lambda$ (рис.3.2,в);

в) находим длину отрезка l , который равен расстоянию между точками C и D : $l = (0,5 - 0,277)\Lambda = 0,223\Lambda$.

8. Рассчитываем значение нормированного сопротивления $w_{тр}$ четвертьволнового трансформатора, который должен быть подключен между отрезком линии передачи длиной l и собственно волноводом. Волновое сопротивление четвертьволнового трансформатора $w_{тр} = \sqrt{0,2 \cdot 1} \approx 0,447$.

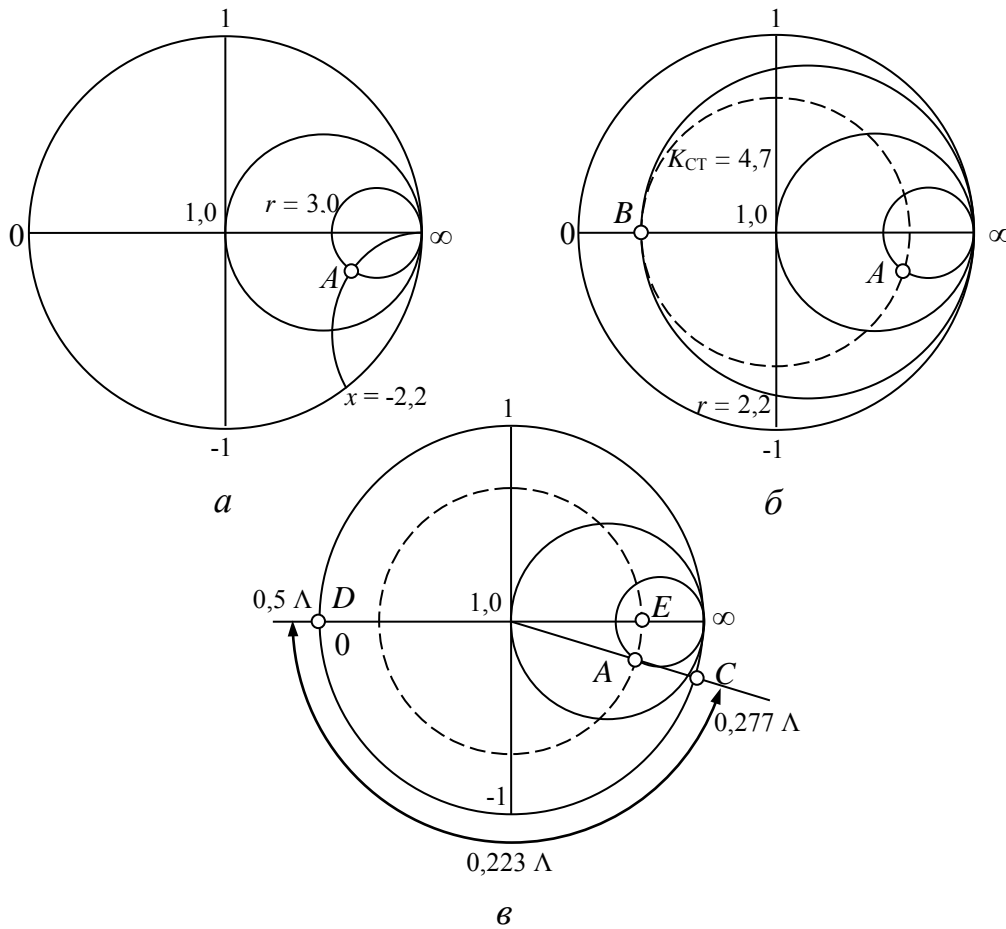


Рис. 3.2. Согласование линии с помощью $\Lambda/4$ - трансформатора

9. В случае использования основной волны H_{10} и постоянного значения ширины волноводов a высоту b волновода-трансформатора в соответствии с выражением (1.21) выбираем исходя из соотношения $w_{в} / w_{тр} = b_{в} / b_{тр}$, то есть $b_{тр} = b_{в} w_{тр} / w_{в} = 4,47$ мм.

10. Чтобы найти длину отрезков, определяем длину волны в волноводе. В случае использования основной волны H_{10} и постоянного значения ширины волноводов a длина волны в обоих волноводах будет рассчитана согласно со-

отношению $\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{2a}\right)^2}$, где λ — длина волны в свободном пространстве.

Таким образом, для рассмотренного случая $\lambda = c/f = 3$ см. Окончательно Λ составляет 3,957 см.

11. Длина отрезка базового волновода, включенного между нагрузкой и трансформатором, равняется $l = 0,223 \cdot 3,957 = 0,882$ см. Такое значение достаточно мало, для обеспечения технологичности может быть добавлен отрезок длиной Λ , то есть длина соответствующего отрезка будет составлять 4,839 см.

12. Длина трансформатора — $\Lambda/4$, то есть 0,989 см. Строго говоря, длина трансформирующей секции должна отличаться от $\Lambda/4$ и требует незначительной корректировки (уменьшения на несколько процентов) с учетом эквивалентной емкости каждого из скачков размеров сечения. Для обеспечения технологичности к рассчитанной длине трансформатора может быть добавлен отрезок длиной Λ .

Аналогично можно достигнуть согласования четвертьволновым трансформатором, если его включить в точке E , которой соответствует нормированное активное сопротивление, равное 5. Таким образом, волновое сопротивление трансформатора может быть больше или меньше чем сопротивление основной линии в зависимости от удобства практической реализации.

3.3. Согласование с помощью сосредоточенной реактивности

Принцип узкополосного согласования с помощью сосредоточенной реактивности заключается в том, чтобы реактивность с проводимостью $\dot{Y}_P = jB_P$ (сопротивлением $\dot{Z}_P = jX_P$) включают параллельно (последовательно) по отношению к нагрузке как можно ближе к нагрузке в сечении l_1 , где активная часть нормированной проводимости $\text{Re}(\dot{y}_{\text{вх}}) = 1$ (сопротивления $\text{Re}(\dot{z}_{\text{вх}}) = 1$), причем $\dot{Y}_P = -j \text{Im}(\dot{Y}_{\text{вх}})$, ($\dot{Z}_P = -j \text{Im}(\dot{Z}_{\text{вх}})$).

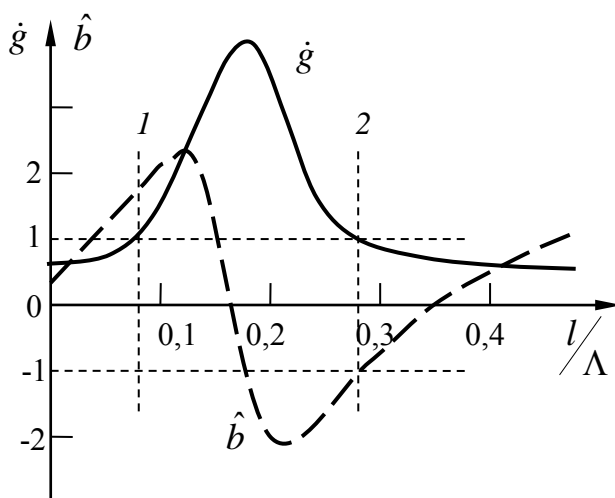


Рис. 3.3. Зависимость нормированных проводимостей от продольной координаты

Таким образом, мнимая часть входной проводимости (сопротивления) компенсируется включенной реактивностью.

Физика процесса согласования такова. Если линия нагружена на сопротивление, неравное волновому, то возникает отраженная волна. Подключив перед нагрузкой некоторый реактивный элемент, который

создает собственную отраженную волну, можно подобрать величину сопротивления (проводимости) реактивной неоднородности и местоположение этого элемента так, чтобы обе отраженные волны имели одинаковые амплитуды и противоположные фазы. Таким образом, отраженные волны погасят друг друга, и в линии от генератора до точки подключения согласующего элемента будет распространяться только бегущая волна, то есть установится режим бегущей волны. Понятно, что на участке между местами подключения нагрузки и неоднородности существуют обе волны, которые формируют стоячую волну: в таком случае имеет место диссипация энергии.

Из приведенного графика (рис.3.3) можно увидеть, что на расстоянии длиной полволны есть две точки, в которых действительная составляющая нормированной проводимости равна единице, а реактивная составляющая \hat{b} имеет некоторое не равное нулю значение. В одной точке (1) эквивалентное сопротивление имеет емкостный характер, а в другой (2) – индуктивный.

Если подключить в точке 1 параллельную индуктивную проводимость, величина которой равна значению нормированной емкостной проводимости линии в этой точке, то суммарная проводимость в ней будет чисто активной и равняться проводимости $1/W$. Таким образом линия будет согласована на участке от точки подключения реактивной проводимости до генератора. Аналогично можно согласовать линию и в точке 2, если согласующим элементом будет емкостная проводимость.

Координату точки, где необходимо подключать согласующую нагрузку, можно определить следующим образом. Известно, что в узле стоячей волны нормированное сопротивление равно значению коэффициента бегущей волны, то есть проводимость в этой точке равна $1/K_{\text{бв}}$. Полная нормированная проводимость линии в точке, которая находится от узла на расстоянии l в сторону генератора, равняется

$$\dot{y} = \frac{1 + jK_{\text{бв}} \operatorname{tg}(\beta l)}{K_{\text{бв}} + j \operatorname{tg}(\beta l)}, \quad (3.3)$$

где $K_{\text{бв}}$ – коэффициент бегущей волны; $\beta = 2\pi/\Lambda$ – фазовая постоянная; Λ – длина волны в линии; l – расстояние от узла напряжения до точки, в которой определяют эквивалентную проводимость.

Реактивная проводимость может изменять только мнимую часть проводимости. Нормированная проводимость в точке согласования должна быть равной:

$$\dot{y} = 1 \pm j\hat{b}. \quad (3.4)$$

Приравняв выражения (3.3) и (3.4) и разделив действительную и мнимую части, получим два уравнения:

$$\operatorname{tg}(\beta l) = \pm \sqrt{K_{\text{бв}}}; \quad (3.5)$$

$$\hat{b} = \pm \frac{K_{\text{об}} - 1}{\sqrt{K_{\text{об}}}}. \quad (3.6)$$

Из уравнения (3.5) вычисляют расстояние от узла напряжения до точки подключения, из уравнения (3.6) – значения проводимости реактивного согласующего элемента. Если известно расстояние от нагрузки до первого узла напряжения, то можно определить ближайшую до нагрузки точку согласования.

Необходимое реактивное сопротивление, включенное параллельно в волновод, может быть обеспечено с помощью металлического штыря. Если в прямоугольном волноводе распространяется основная волна H_{10} , то короткий металлический штырь, введенный в широкую стенку волновода параллельно вектору напряженности электрического поля \mathbf{E} (рис.3.4), увеличивает электрическое поле в точке входа и таким образом вносит преимущественно емкостное сопротивление, если его длина не превышает $\lambda/4$. Нормированное значение проводимости \hat{b} штыря зависит от его длины h , радиуса r и положения d на широкой стенке:

$$\hat{b} = \frac{2\pi d^2 \lambda \Lambda}{a^3 b} \frac{(1 - \cos kh)^2}{\ln(2d/r) \sin 2kh - k(2d - r)(2 + \cos 2kh)}, \quad (3.7)$$

где $k = 2\pi/\lambda$; λ – длина волны в свободном пространстве, которая соответствует рабочей частоте. Величина $b - h$ (b – размер узкой стенки волновода) должна быть значительно больше диаметра штыря $D = 2r$.

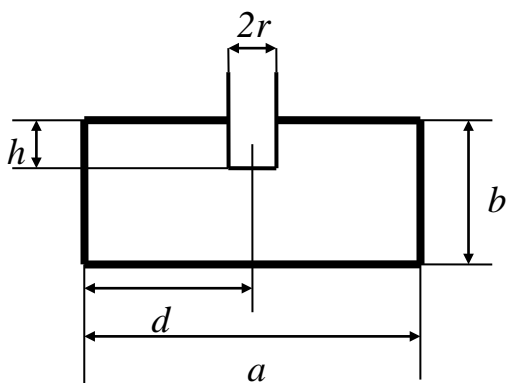


Рис.3.4. Реактивный штырь в волноводе

При увеличении глубины погружения штыря в волновод начинает проявляться индуктивный характер проводимости штыря и при условии

$$h = h_p \approx \frac{\lambda}{4} - \frac{2d - r}{2 \ln(2d/r)} \quad (3.8)$$

проводимость становится бесконечно большой, что равнозначно параллельному подключению последовательного резонансного контура. Штырь длиной h_p называют резонансным. В случае увеличения

длины штыря $h > h_p$ преобладает индуктивная проводимость.

Если штырь полностью перемыкает волновод и соединяет его противоположные стенки, то распределение тока в штыре можно считать равномерным. Ток возбуждает магнитное поле, в котором накапливается энергия. В этом случае эквивалентная проводимость штыря имеет индуктивный характер.

3.4. Пластинчатый диэлектрический трансформатор

Реально метод подвижной реактивной нагрузки реализован в пластинчатом диэлектрическом трансформаторе (рис.3.5). В нем имеются две диэлектрические пластины, которые могут двигаться как одна относительно другой, так и совместно с неизменным расстоянием между ними. При этом взаимное перемещение пластин одна относительно другой позволяет изменить само значение комплексного коэффициента отражения, то есть сопротивления X_k . Совместное перемещение пластин эквивалентно эффекту перемещения одиночной неоднородности, то есть изменению общей фазы φ_k коэффициента отражения от неоднородности.

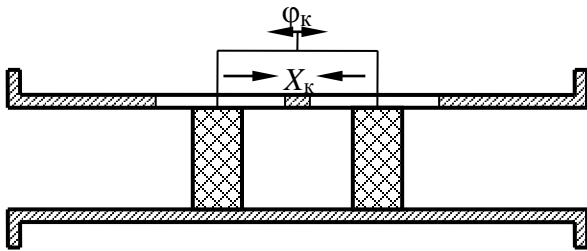


Рис.3.5. Пластинчатый диэлектрический трансформатор

Работу такого трансформатора достаточно легко можно объяснить на примере коаксиального волновода при рассмотрении двух предельных случаев.

1. Расстояние между пластинами равно нулю. В этом случае структуру можно рассматривать как полуволновый трансформатор, что, как известно, имеет единичный коэффициент трансформации, то есть не изменяет значения сопротивления.

2. Расстояние между пластинами равно $\Lambda/4$. Тогда эту структуру можно рассматривать как три четвертьволновых трансформатора, включенных последовательно, два из них заполнены диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_r , а средний – воздухом. Если волновые сопротивления для всех трансформаторов W_m ($m = 1, 2, 3$) отнормировать относительно волнового сопротивления W линии с воздушным заполнением, то для коаксиальной линии передачи будем иметь соответствующие значения $w_1 = W_1/W = 1/\sqrt{\epsilon_r}$, $w_2 = W/W = 1$, $w_3 = W_3/W_0 = 1/\sqrt{\epsilon_r}$. При условии согласования нагрузки с учетом свойств четвертьволновых трансформаторов на выходе первого трансформатора будем иметь нормированное сопротивление $z_1 = 1/\epsilon_r$. Это сопротивление является нагрузкой второго трансформатора, тогда на его выходе сопротивление будет составлять $z_2 = \epsilon_r$, которое, в свою очередь, является сопротивлением нагрузки для третьего трансформатора. Входное сопротивление последнего трансформатора – $z_3 = 1/\epsilon_r^2$. Известно, что КБВ равняется нормированному значению сопротивлению в минимуме стоячей волны. Таким образом, максимальный КСВ в линии будет равняться ϵ_r^2 . Путем изменения расстояния между пластинами сопротивление трансформатора плавно изменяется в преде-

лах от $1/\epsilon_r^2$ до 1, а коэффициент отражения – от $(\epsilon_r^2 - 1)/(\epsilon_r^2 + 1)$ до 0, именно в таких пределах и может быть компенсировано отражение от нагрузки. Указанному диапазону соответствует значения КСВ от ϵ_r^2 до 1. Для промежуточных значений расстояния между пластинами входное сопротивление трансформатора имеет не только активную составляющую, но и реактивную, которую можно скомпенсировать путем перемещения согласующей структуры вдоль волновода как целого. В полном волноводе физика процесса остается прежней, и можно считать приближенно, что пределы согласования остаются такими же. Например, для кварца с $\epsilon_r = 3,8$ максимальное значение КСВ, которое может быть согласовано – 15. Конструкция является технологичной. С точки зрения теории параллельный реактивный шлейф позволяет согласовать КСВ вплоть до бесконечности.

3.5. Согласование с помощью параллельного реактивного шлейфа.

Возможность реализации любых значений индуктивности и емкости с помощью короткозамкнутых шлейфов (рис.3.6) и шлейфов в режиме холостого хода обуславливает их широкое использование для создания согласующих схем. Важное преимущество шлейфов – способность изменения их длины, то есть значения сопротивления. В волноводных линиях передачи реализация реактивного разомкнутого шлейфа невозможна.

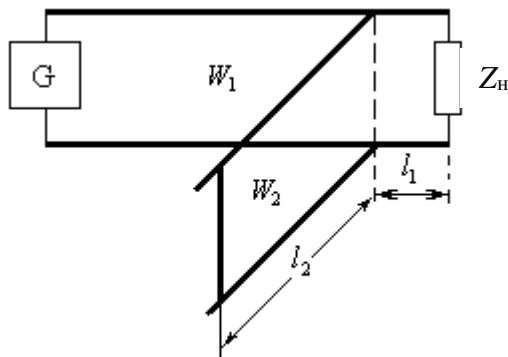


Рис.3.6. Схема согласования с помощью параллельного короткозамкнутого шлейфа

Расстояние от нагрузки до точки включения шлейфа l_1 и необходимую его длину l_2 можно легко найти с помощью диаграммы полных сопротивлений или специального программного обеспечения. В согласующей схеме (рис.3.6) одиночный шлейф, подключенный параллельно основной линии передачи. В связи с этим весь расчет удобно проводить в терминах проводимостей. С помощью шлейфа можно согласовать комплексную нагрузку с линией или генератором. Согласование имеет место,

если шлейф подключить на таком расстоянии l_1 от нагрузки, на котором входная нормированная проводимость линии имеет значение $\dot{y}_{ex} = 1 \pm j\hat{b}$. Проводимость шлейфа выбирается исходя из условия компенсации реактивной составляющей $\pm jB$ проводимости $\dot{Y}_{вх}$, что достигается подбором длины шлейфа l_2 . Если основная линия и линия, из которой изготовлен шлейф, имеют одинаковые параметры, в том числе волновое сопротивление, то достаточно достигнуть равенства для нормированных значений проводимости. Если шлейф имеет другое волновое сопротивление, то необходимо денормировать $\dot{y}_{вх} = 1 \pm j\hat{b}$, то

есть рассчитать значение физической проводимости, провести ее нормировку на волновое сопротивление линии передачи, из которой выполнен шлейф, и найти его необходимую длину для нового значения нормированной проводимости.

Пример задачи по теме

Согласовать нагрузку сопротивлением $\dot{Z}_H = 35 + j20$ Ом с линией передачи с волновым сопротивлением $W_1 = 50$ Ом на частоте $f = 1$ ГГц с помощью одиночного короткозамкнутого шлейфа, выполненного на основе линии передачи с волновым сопротивлением $W_2 = 100$ Ом. Потерями в линии передачи пренебречь, считать, что длина волны в основной линии составляет $\Lambda_1 = 12$ см, а в шлейфе – $\Lambda_2 = 15$ см.

Решение

1. Определим нормированное сопротивление нагрузки:
 $\dot{z}_H = \dot{Z}_H / W_1 = 0,7 + j0,4$.
2. Нанесем на диаграмму сопротивлений точку A , которая соответствует \dot{z}_H (рис.3.7,а).
3. Находим КСВ, равный $\sim 1,8$, проводим окружность постоянного КСВ через эту точку.
4. Определим проводимость нагрузки, для чего перемещаемся вдоль окружности постоянного КСВ на 180° в точку B , в которой $\dot{y} = 1,08 - j0,62$ (рис.3.7,б).
5. Проводим прямую из центра диаграммы через точку B . Она пересекает шкалу «Расстояние к генератору в длинах волн» в точке C , которой соответствует значение $0,342\Lambda$.
6. Находим точку D пересечения окружности постоянного КСВ с окружностью, в которой активная часть нормированного сопротивления равна единицы, здесь $\dot{y} = 1 + j0,62$. Такую точку выбираем для исключения взаимодействия согласующего устройства с нагрузкой и возникновения высших типов волн.
7. Проводим через точку D прямую из центра диаграммы, которая пересекает шкалу «Расстояние к генератору в длинах волн» в точке E (рис.3.7,в). Ей соответствует значение $0,147\Lambda$.
8. Определяем расстояние l_1 от нагрузки до места включения шлейфа, она равна расстоянию вдоль дуги в направлении к генератору от точки C до точки E $l_1 = (0,5 - 0,342)\Lambda + 0,147\Lambda = 0,305\Lambda$.
9. Рассчитываем длину шлейфа l_2 , необходимого для компенсации реактивной составляющей проводимости в точке D : $\dot{y}_1 = 1 + j0,62$. Если бы шлейф был выполнен из той же самой линии передачи, что и основная линия, длину шлейфа необходимо было бы выбирать такой, чтоб его

входная нормированная проводимость равнялась $\dot{y}_2 = -j0,62$. Поскольку шлейф выполнен на основе линии передачи с волновым сопротивлением, отличным от сопротивления основной линии, то необходимо перейти к абсолютному значению входной проводимости шлейфа $\dot{Y}_2 = \dot{y}_2 / W_1$, которое для данного конкретного случая будет равняться $-j0,00124$, а затем перейти к новому значению нормированной входной проводимости шлейфа, нормированной относительно волнового сопротивления W_2 , по формуле $\dot{y}'_2 = \dot{Y}_2 W_2 = -1,24$.

10. Для реактивного шлейфа найдем точку F на внешней окружности диаграммы ($K_{стU} = \infty$), соответствующую значению нормированного входного сопротивления \dot{y}'_2 , которое для рассматриваемого конкретного случая равно $-j1,24$. Эта точка соответствует значению $0,359\lambda$.

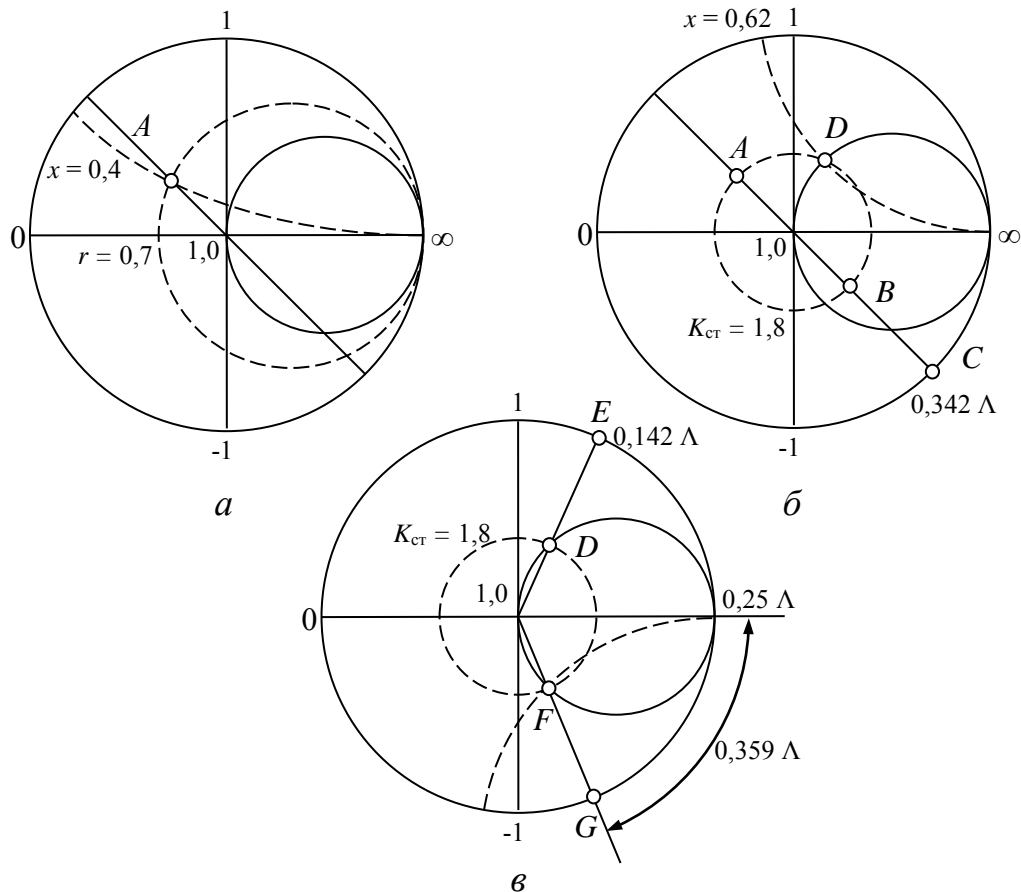


Рис.3.7. Согласование линии с помощью параллельного шлейфа

11. Если шлейф короткозамкнутый, то длину шлейфа определяем как расстояние вдоль дуги внешней окружности ($K_{стU} = \infty$), отсчитанную в сторону генератора от точки $G(0,25\lambda)$, которая соответствует проводимости при коротком замыкании $l_{кз} = 0,359\lambda - 0,25\lambda = 0,109\lambda$.

12. Если шлейф в режиме холостого хода, то длину шлейфа определяем как расстояние вдоль дуги внешней окружности ($K_{CTU} = \infty$), отсчитанную в сторону генератора от точки $H (0\Lambda)$, которая соответствует проводимости в режиме холостого хода, то есть $l_{xx} = l_{кз} + 0,25\Lambda = 0,359\Lambda$.
13. Определяем физические размеры $l_{кз}$ та l_{xx} . Учитывая, что согласно условию $\Lambda_1 = 12$ см, а в шлейфе – $\Lambda_2 = 15$ см, соответствующие длины составляют $l_{кз} = 0,305 \cdot 12 = 3,66$ см и $l_{xx} = 0,109 \cdot 15 = 1,635$ см.

Согласования можно достичь одновременным использованием параллельного шлейфа, который компенсирует реактивную компоненту сопротивления, и четвертьволнового трансформатора для согласования активной компоненты сопротивления. Преимущество такого подхода заключается в том, что трансформатор и шлейф будут расположены в фиксированных точках. Поскольку на первом этапе подключают параллельно реактивный шлейф, необходимо перейти к рассмотрению проводимости вместо сопротивления. При этом значение активной составляющей проводимости в общем случае не равно обратному значению активной составляющей сопротивления нагрузки. После чего используют традиционную схему согласования с помощью четвертьволнового трансформатора.

3.6. Трансформаторы с тремя реактивными элементами.

Наиболее подходящий для практики трансформатор с тремя параллельными шлейфами, имеющими фиксированное положение. При этом значение длины широкой стенки основного волновода и шлейфов, как правило, совпадают. Таким образом, длина волны в них и основном волноводе одинакова.

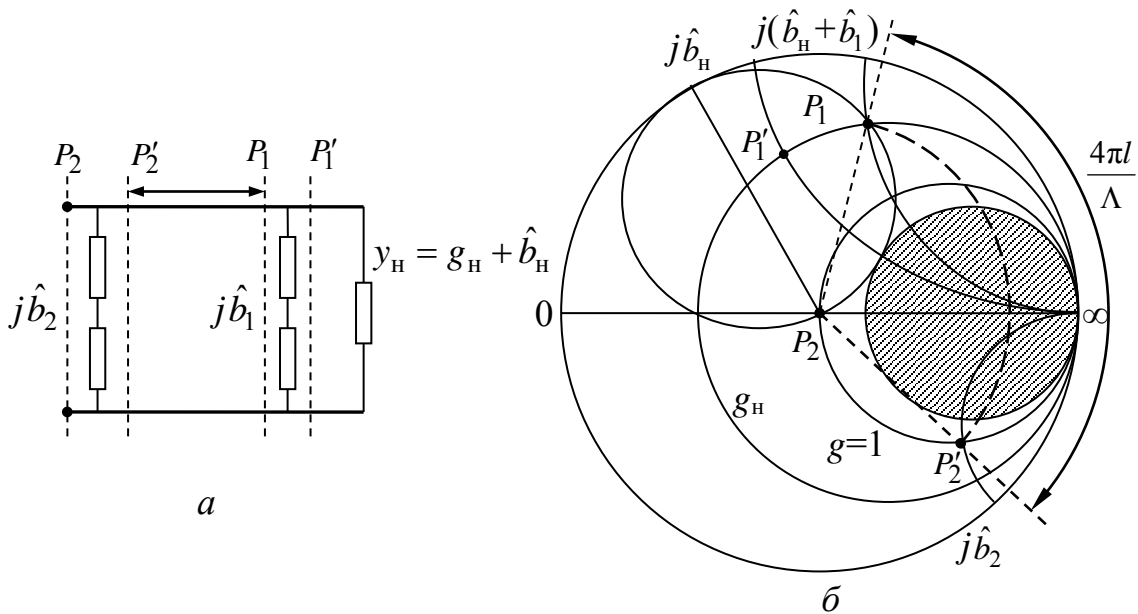


Рис.3.8. Система двух параллельных реактивных элементов: a – эквивалентная электрическая схема; b – диаграмма полных сопротивлений

Рассмотрим систему из двух реактивных проводимостей, расположенных вдоль оси волновода на определенном расстоянии l друг от друга (рис.3.8,а). Произвольной точке P на круговой диаграмме полных сопротивлений соответствуют действительная g и мнимая $j\hat{b}$ составляющие нормированной проводимости \dot{y} в соответствующем сечении волновода (рис.3.8,б). Пусть нормированная проводимость в плоскости P_1' (то есть проводимость нагрузки, которая пересчитана в плоскость P_1' , или проводимость нагрузки, подключенной непосредственно в плоскости P_1') равна $\dot{y}_H = g_H + j\hat{b}_H$.

Эквивалентная реактивная проводимость первой настроечной реактивности $j\hat{b}_1$ прибавляется к проводимости \dot{y}_H и переводит точку P_1' в точку P_1 : $y_1' = g_H + j(\hat{b}_H + \hat{b}_1)$, которая также лежит на окружности g_H на диаграмме. Переход от плоскости P_1 к плоскости P_2' сопровождается перемещением соответствующей точки по часовой стрелке (движение по направлению к генератору) по окружности радиусом $|\Gamma| = \text{const}$ на угол $4\pi l / \Lambda$ (движение от точки P_1 в точку P_2' на круговой диаграмме). Точка P_2' должна при этом принадлежать окружности $g = 1$. Таким образом, в точке P_2' имеем проводимость $\dot{y} = 1 - j\hat{b}_2$. Эквивалентная проводимость настроечной неоднородности должна компенсировать реактивную составляющую, то есть равна $j\hat{b}_2$. В результате нормированная проводимость в плоскости P_2 равна единице ($y = 1$), что является признаком согласования. Необходимое условие согласования – принадлежность точки, соответствующей плоскости P_2 , окружности $g = 1$. Из геометрических построений (рис.3.8) следует: если начальная точка $y_H = g_H + j\hat{b}_H$ находится внутри заштрихованной области, то указанное условие выполнить невозможно. Следовательно, при заданном l не каждой нагрузке в сечении P_1 может быть обеспечен режим согласования. Проведенный анализ свидетельствует, что трансформатор с двумя реактивностями имеет определенную «зону недоступности» проводимостей нагрузки, которая соответствует заштрихованному кругу на диаграмме. Чем ближе значения l к $\Lambda/4$, тем больше размеры этой зоны. Для каждого фиксированного значения l есть граничное значение КСВ нагрузки, когда существует возможность согласования для произвольного значения фазы коэффициента отражения. В случае больших значений КСВ трансформатор с двумя реактивными неоднородностями обеспечивает согласование лишь при определенных значениях фазы, когда проводимость нагрузки в сечении ближайшей к ней неоднородности не попадает в заштрихованный круг. Обычно расстояние между неоднородностями выбирают равным нечетному числу $\Lambda/8$. Чтобы обеспечить согласование и для нагрузок, проводимости которых попадают в заштрихованный круг, используют третий настроечный элемент, расположенный между P_1' и нагрузкой на расстоянии l от P_1' . Он позволяет перенести приведенное к плоскости P_1' значение \dot{y} в часть диаграммы, внешнюю по

отношению к заштрихованной области. Если в плоскости, где подключена ближайшая к нагрузке неоднородность, проводимость не попадает в „зону недоступности“, то используют две ближайшие неоднородности, а дальнюю не используют. В противном случае первую реактивную неоднородность применяют для выведения значения проводимости из „зоны недоступности“, а две дальние неоднородности позволяют решить задачу традиционным способом.

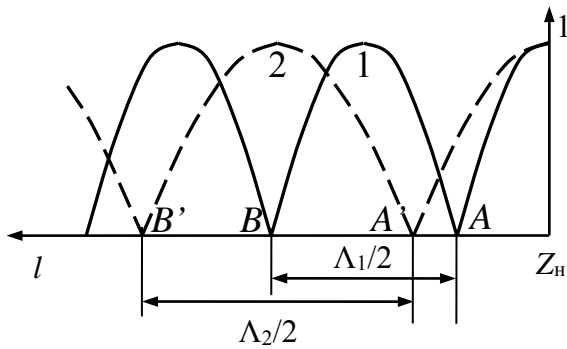


Рис.3.9. Эпюра стоячей волны для двух близких частот f_1 и f_2 , которым соответствуют длины волн в волноводе Λ_1 и Λ_2

Реактивности могут иметь вид реактивных параллельных шлейфов или реактивных штырей – винтов с возможностью изменения глубины погружения.

Выбирая тип трансформатора, необходимо учитывать возможность согласования при больших значениях КСВ, пробивную прочность трансформатора, возможность отдельного регулирования фазы и модуля вносимого отражения. Штыревые трансформаторы используют обычно только в случае небольшой мощности в тракте, чтобы избежать электрического пробоя. При большой мощности успешно применяются трансформаторы трехшлейфного типа, а также трансформаторы с диэлектрическими пластинами.

В процессе проектирования согласующих схем стараются выбрать вариант, когда длина шлейфов наименьшая, а место включения согласующего элемента ближе к нагрузке. Это обусловлено тем, что при увеличении длины отрезка линии разница между действительным и рассчитанным значениями сопротивлений в случае отклонения частоты от расчетной увеличивается (рис.3.9). Если значения нормированных сопротивлений в точке А для зависимостей 1 (сплошная линия) и 2 (пунктирная линия) отличаются не сильно, то в точке В они обратны: для зависимости 1 нормированное сопротивление равняется КСВ, а для зависимости 2 – КБВ. Такой эффект может быть объяснен на основе исследования частотной зависимости входного сопротивления от частоты для случая включения нагрузки через отрезок линии передачи длиной l . Входное сопротивление такой системы будет зависеть от частоты, причем

$$\frac{dZ_{\text{BX}}}{d\omega} = \frac{dZ_{\text{BX}}}{d\vartheta} \cdot \frac{d\vartheta}{d\omega} = \frac{dZ_{\text{BX}}}{d\vartheta} \cdot \frac{l}{v_{\phi}}, \quad (3.9)$$

где $\vartheta = \beta l = \frac{\omega}{v_{\phi}} l$ – электрическая длина линии. Таким образом, частотная зависи-

мость входного сопротивления тем больше, чем больше l . Эти явления называют *эффектом длинной линии*. Поэтому при конструировании широкополосных систем СВЧ нужно стремиться уменьшить длины используемых отрезков линий передачи.

Контрольные вопросы

1. Что называется режимом идеального согласования линии передачи, в чем его преимущества?
2. Какой режим для волны устанавливается при идеальном согласовании?
3. Какова физика процесса согласования для волн в волноводах?
4. Что такое потери на отражение, в каких единицах они измеряются?
5. Каково условие согласования в терминах сопротивления?
6. В чем заключается важность согласования для обеспечения работы генератора? Каким образом обеспечивается развязка генератора от внешних цепей? Что такое автодинный режим?
7. Для чего необходимо обеспечение согласования во входных цепях, цепях измерения мощности?
8. В каких случаях наличие рассогласования бывает полезным?
9. Почему согласование часто характеризуется значением КСВ (КБВ), а не коэффициентом отражения?
10. Что представляет собой согласующий четырехполюсник, каковы его функции, какие физические принципы положены в основу его работы?
11. Что понимается под термином трансформатор сопротивления?
12. Какой физический смысл вкладывается в термины узкополосное и широкополосное согласование?
13. Что представляет собой четвертьволновый трансформатор, каковы физические принципы согласования четвертьволновым трансформатором?
14. Каково основное уравнение четвертьволнового трансформатора?
15. Можно ли согласовать комплексные сопротивления четвертьволновым трансформатором и как?
16. Устанавливается ли режим бегущей волны в самом четвертьволновом трансформаторе, начиная с какой точки в линии устанавливается такой режим?
17. Как связаны величина скачка согласуемых сопротивлений и ширина полосы частот, в которой достигнуто согласование?
18. Как осуществить плавное изменение согласования с помощью четвертьволнового трансформатора?
19. В чем заключается физика процесса согласования при помощи реактивной неоднородности?
20. Как практически осуществляется внесение неоднородности в тракт линии передачи, каковы конструкции неоднородностей?
21. Какой характер должно носить сопротивление вносимой неоднородности для достижения согласования линии передачи, каким образом выбирается место включения неоднородности?
22. Как конструктивно осуществляется изменение значения реактивной проводимости неоднородности? Как конструктивно реализуется механизм изменения места включения неоднородности?

23. Исходя из каких соображений рассчитывается значение проводимости неоднородности и местоположения ее размещения? Какими формулами описываются эти значения?

24. При каких значениях глубины погружения штыря его проводимость приобретает емкостной и индуктивный характер?

25. Какова конструкция пластинчатого диэлектрического трансформатора?

26. В чем заключается физический принцип, положенный в основу работы пластинчатого диэлектрического трансформатора?

27. Каким образом производится регулировка значения коэффициента отражения пластинчатого трансформатора?

28. Каким образом производится изменение фазы коэффициента отражения пластинчатого диэлектрического трансформатора?

29. В каких пределах изменения коэффициента отражения нагрузки может быть проведено согласование при помощи пластинчатого диэлектрического трансформатора?

30. В чем заключается физический принцип согласования при помощи параллельного реактивного шлейфа?

31. Каков порядок расчета согласующего параллельного шлейфа?

32. Каким образом проводится нормировка и денормировка проводимости для случая, когда волновое сопротивление шлейфа не совпадает с волновым сопротивлением основной линии?

33. Что представляет собой эффект длинной линии?

34. Каким образом работает согласующий трансформатор с двумя неоднородностями? В чем его недостатки?

35. Зачем добавляется третья неоднородность в согласующий трансформатор с тремя неоднородностями?

36. Какова практическая конструкция согласующего трансформатора с тремя неоднородностями?

4. Матричные методы описания устройств СВЧ

4.1. Матрицы рассеяния многополюсников

Под *многополюсником* СВЧ (англ. – *multiport device*) понимают комбинацию СВЧ элементов, которая имеет несколько *входов (плеч)* в виде поперечных сечений линий передачи с заданными типами волн. Сечения входов многополюсника называют *плоскостями отсчета фазы*. Положение плоскостей отсчета выбирают таким образом, чтобы волны высших типов, которые возникают внутри многополюсника, и не могут распространяться в линиях передачи, были в этих плоскостях ничтожно малы. Такое требование обеспечивает возможность обмена энергией между многополюсником и остальным трактом лишь путем перенесения мощности волнами заданного типа в каждой линии передачи. Когда волны высших типов являются рабочими, для каждого из них задается свое плечо, хотя физически они распространяются в одном и том же плече многополюсника.

С каждым входом многополюсника СВЧ ассоциируют определенную фиктивную *пару полюсов* в соответствующей длинной линии, хотя для большинства типов микроволновых линий передачи (например, волноводов) такие полюса не могут быть выделены в явном виде. Таким образом, когда речь идет о $2N$ -полюснике СВЧ, имеют в виду устройство с N линиями передачи, которые подходят к многополюснику, или, точнее, с N типами волн во всех входных линиях передачи.

Среди многополюсников СВЧ необходимо выделить класс *пассивных* многополюсников, внутри которых отсутствует усиление или генерация мощности СВЧ при любых видах возбуждения входных линий передачи. Другое свойство широкого класса многополюсников – это *линейность*, обусловленная независимостью внешних характеристик многополюсников от уровня мощности СВЧ. Понятно, что последнее свойство наблюдается в определенных пределах, т.е., как минимум, мощность не должна превышать границу электрической прочности. Для описания линейных многополюсников широкое применение получили матричные методы.

Традиционно для многополюсников вводят комплексные амплитуды входящей \dot{a}_i (падающей) и выходящей \dot{b}_i (отраженной или рассеянной) волн для каждого i -го входа из N входов многополюсника, которые нормируют по правилу

$$\frac{|\dot{a}_i|^2}{2} = P_{\text{пад}i}, \quad \frac{|\dot{b}_i|^2}{2} = P_{\text{отр}i}. \quad (4.1)$$

Естественно, что комплексные амплитуды \dot{a}_i и \dot{b}_i имеют тесную связь с нормированными амплитудами \dot{u} и \dot{i} . Считается, что фазу необходимо выбирать таким же самым образом, что и для \dot{u} . Единица измерения \dot{a}_i и \dot{b}_i – корень квадратный из Ватт ($\sqrt{\text{Вт}}$). С учетом введенных ограничений можно использовать

В ряде случаев необходимо пересчитать матрицы многополюсника к новым, сдвинутым относительно первичных, плоскостям отсчета фазы. С помощью матрицы рассеяния эту задачу решить довольно просто. В случае удаления плоскостей отсчета от многополюсника в элементы матрицы рассеяния вносятся дополнительные запаздывающие фазовые сдвиги вследствие удлинения путей прохождения сигналов. В результате каждый элемент матрицы рассеяния, который определяют при сдвинутых плоскостях отсчета, имеет вид

$$\dot{s}'_{mn} = \dot{s}_{mn} \exp(-\dot{\gamma}_m l_m - \dot{\gamma}_n l_n), \quad (4.4)$$

где l_m, l_n – удлинения m -й и n -й входных линий; $\dot{\gamma}_m = \alpha_m + j\beta_m$, $\dot{\gamma}_n = \alpha_n + j\beta_n$ – комплексные постоянные распространения в этих линиях.

Недиссипативными (англ. – *nondissipative*) называют такие многополюсники, в которых отсутствуют внутренние потери и поступление электромагнитной энергии. Строго говоря, абсолютно недиссипативных устройств СВЧ не существует, поскольку любое устройство в той или иной мере теряет часть мощности, проходящей через него. Внутренние потери энергии для многих устройств стремятся минимизировать, предельным случаем устройств с малыми потерями и являются недиссипативными устройствами. Малость потерь предполагает, что они исчезающе малы по сравнению с мощностью, поступающей в многополюсник.

Для случая недиссипативных многополюсников из закона сохранения энергии следует, что сумма мощностей падающих волн во всех плечах многополюсника должна равняться сумме мощностей отраженных волн:

$$\sum_{m=1}^N |\dot{a}_m|^2 = \sum_{m=1}^N |\dot{b}_m|^2, \quad (4.5)$$

или в векторной форме

$$\dot{\mathbf{a}}^* \dot{\mathbf{a}} = \dot{\mathbf{b}}^* \dot{\mathbf{b}} = (\mathbf{S}\dot{\mathbf{a}})^* (\mathbf{S}\dot{\mathbf{a}}) = \dot{\mathbf{a}}^* \mathbf{S}^* \mathbf{S} \dot{\mathbf{a}}. \quad (4.6)$$

Вследствие произвольного выбора вектора $\dot{\mathbf{a}}$ такое равенство может быть верным при выполнении условия

$$\mathbf{S}^* \mathbf{S} = \mathbf{E} \text{ или } \mathbf{S}^* = \mathbf{S}^{-1}, \quad (4.7)$$

где \mathbf{E} – единичная матрица; $*$ – эрмитово сопряжение матрицы, то есть транспонирование и взятие комплексного сопряжения элементов. Таким образом, доказано, что матрицы недиссипативных многополюсников унитарны. Согласно свойствам унитарных матриц их строки и столбцы ортонормированы:

$$\sum_{k=1}^N \dot{s}_{km} \dot{s}_{kn}^* = \delta_{mn}; \quad m, n = 1, 2, \dots, N, \quad (4.8)$$

где $\delta_{mn} = \begin{cases} 0, & m \neq n; \\ 1, & m = n \end{cases}$ – символ Кронекера.

К *взаимным* (англ. – *reciprocal*) относятся многополюсники, удовлетворяющие требованиям теоремы взаимности относительно двух каких-либо входов при условии произвольных режимов на других входах. Для взаимных устройств справедлив следующий принцип: если некоторая электродвужущая сила (ЭДС) в цепи одного входа многополюсника вызывает в цепи другого короткозамкнутого входа электрический ток определенной силы, то в случае перемещения источника ЭДС в цепь второго входа в цепи первого короткозамкнутого входа появляется электрический ток точно такой же силы. Этот принцип может быть формализован в виде $\dot{I}_2 / \dot{U}_1 = \dot{I}_1 / \dot{U}_2$. Данное свойство обуславливает симметрию нормированной матрицы рассеяния.

Симметричные и (или) унитарные матрицы имеют меньшее количество независимых элементов, чем произвольные. Так, если известно, что устройство взаимное, то его свойства определяют только $N(N+1)/2$ комплексных чисел – элементов матрицы рассеяния, которые лежат на главной диагонали и выше нее. Если дополнительно устройство недиссипативно, то условие (4.8) позволяет уменьшить количество независимых элементов еще в два раза.

Взаимный и недиссипативный многополюсник часто называют *реактивным*. В развернутом виде условие унитарности для матрицы рассеяния второго порядка, которая описывает четырехполюсник, сводится к уравнениям

$$|\dot{s}_{11}|^2 + |\dot{s}_{21}|^2 = 1, \quad |\dot{s}_{22}|^2 + |\dot{s}_{12}|^2 = 1, \quad \dot{s}_{11}^* \dot{s}_{12} + \dot{s}_{21}^* \dot{s}_{22} = 0. \quad (4.9)$$

Первые два уравнения являются очевидным следствием закона сохранения энергии в случае возбуждения четырехполюсника со стороны входов 1 и 2 при наличии согласованной нагрузки на противоположном входе. Последнее из уравнений (4.9) дает два соотношения:

$$|\dot{s}_{11}|/|\dot{s}_{22}| = |\dot{s}_{21}|/|\dot{s}_{12}|, \quad \varphi_{11} + \varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{21} \pm \pi, \quad (4.10)$$

где $\varphi_{ij} = \arg \dot{s}_{ij}$ – фаза элемента матрицы рассеяния с индексами ($i, j = 1, 2$).

Из совместного решения всех трех уравнений следует, что для любого недиссипативного четырехполюсника должны удовлетворяться следующие выражения:

$$|\dot{s}_{11}| = |\dot{s}_{22}| = \rho, \quad |\dot{s}_{21}| = \sqrt{1 - \rho^2}, \quad |\dot{s}_{12}| = |\dot{s}_{21}|, \quad \varphi_{11} + \varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{21} \pm \pi. \quad (4.11)$$

Отсюда следует, если четырехполюсник без потерь (недиссипативный) согласован со стороны одного плеча ($\rho = 0$), то он будет согласованным и со стороны второго плеча.

Если четырехполюсник взаимный, то выполняется соотношение $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12}$, что обуславливает выполнение

$$\varphi_{12} = \varphi_{21}, \quad \varphi_{11} + \varphi_{22} = \varphi_{12} + \varphi_{21} \pm \pi = 2\varphi_{21} \pm \pi. \quad (4.12)$$

Таким образом, для взаимного недиссипативного четырехполюсника модули коэффициента передачи в обоих направлениях, а также модули собственных

коэффициентов отражения попарно равны, а фазы всех элементов матрицы рассеяния не являются независимыми величинами. С учетом этих соотношений имеем вид матрицы рассеяния для взаимного реактивного четырехполюсника:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \rho \exp(j\varphi_{11}) & \sqrt{1-\rho^2} \exp(j\varphi_{21}) \\ \sqrt{1-\rho^2} \exp(j\varphi_{21}) & -\rho \exp(j(2\varphi_{21}-\varphi_{11})) \end{bmatrix}. \quad (4.13)$$

С другой стороны можно составить матрицу рассеяния, которая удовлетворяет условиям (4.9) в несколько другом виде, выбрав в качестве независимых переменных другой набор значений фазы:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \rho \exp(j\varphi_{11}) & \sqrt{1-\rho^2} \exp(j\varphi_{12}) \\ \sqrt{1-\rho^2} \exp(j(\varphi_{11}-\varphi_{12}+\varphi_{22}-\pi)) & \rho \exp(j\varphi_{22}) \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

Из (4.14) видно, что \mathbf{S} полностью определяют четыре действительных коэффициента: a , φ_{11} , φ_{12} и φ_{22} . Для взаимного четырехполюсника без потерь матрица рассеяния, полученная на основе выполнения условий (4.9), имеет три независимых действительных коэффициента: ρ , φ_{11} и φ_{22} :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \rho \exp(j\varphi_{11}) & \pm j\sqrt{1-\rho^2} \exp[j(\varphi_{11}+\varphi_{22})/2] \\ \pm j\sqrt{1-\rho^2} \exp[j(\varphi_{11}+\varphi_{22})/2] & \rho \exp(j\varphi_{22}) \end{bmatrix}, \quad (4.15)$$

где учтено, что $\varphi_{12} = (\varphi_{11} + \varphi_{22})/2 + \pi/2 + n\pi$, $n = 0, 1, 2, \dots$, а $\exp(j\pi/2) = j$. Для симметричных четырехполюсников к тому же выполняется равенство

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22}. \quad (4.16)$$

Из (4.16) следует, что $\varphi_{11} = \varphi_{22}$, и тогда матрица рассеяния приобретает вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \rho \exp(j\varphi_{11}) & \pm j\sqrt{1-\rho^2} \exp(j\varphi_{11}) \\ \pm j\sqrt{1-\rho^2} \exp(j\varphi_{11}) & \rho \exp(j\varphi_{11}) \end{bmatrix}. \quad (4.17)$$

То есть она имеет только два независимых действительных коэффициента a и φ_{11} . Из (4.17) видно также, что коэффициенты отражения и передачи, например \dot{s}_{11} и \dot{s}_{12} , сдвинуты по фазе на $\pi/2 + n\pi$.

В пределах линейной теории зависимость, аналогичная уравнениям (4.2), может быть записана для физических значений напряжения:

$$\begin{aligned} \dot{U}_{\text{вд}1} &= \dot{S}_{11}\dot{U}_{\text{пад}1} + \dot{S}_{12}\dot{U}_{\text{пад}2} + \dots + \dot{S}_{1N}\dot{U}_{\text{пад}N}, \\ \dot{U}_{\text{вд}2} &= \dot{S}_{21}\dot{U}_{\text{пад}1} + \dot{S}_{22}\dot{U}_{\text{пад}2} + \dots + \dot{S}_{2N}\dot{U}_{\text{пад}N}, \\ &\dots \\ \dot{U}_{\text{вд}N} &= \dot{S}_{N1}\dot{U}_{\text{пад}1} + \dot{S}_{N2}\dot{U}_{\text{пад}2} + \dots + \dot{S}_{NN}\dot{U}_{\text{пад}N}. \end{aligned} \quad (4.18)$$

$\dot{Y}_H = \dot{Y} + Y_0$. Следовательно, коэффициент отражения по напряжению такой нагрузки будет равен

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = \dot{S}_{11} = \dot{S}_{22} = \dot{\Gamma}_H = \frac{Y_0 - \dot{Y}_H}{Y_0 + \dot{Y}_H} = \frac{Y_0 - \dot{Y} - Y_0}{Y_0 + \dot{Y} + Y_0} = -\frac{\dot{Y}}{2Y_0 + \dot{Y}}.$$

Если применять понятие нормированной проводимости $\dot{y} = \dot{Y}/Y_0$, то предыдущее выражение может быть представлено в виде

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = -\frac{\dot{Y}/Y_0}{2 + \dot{Y}/Y_0} = -\frac{\dot{y}}{2 + \dot{y}}.$$

Очевидно, что такая структура симметрична, взаимна. Коэффициент передачи $\dot{T} = \dot{s}_{12} = \dot{s}_{21} = \dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$ может быть получен с использованием условия на границе для напряжения, поскольку именно напряжение одинаково для всех элементов, включенных параллельно,

$$\dot{T} = 1 + \dot{\Gamma} = \dot{s}_{12} = \dot{s}_{21} = 1 - \frac{\dot{y}}{2 + \dot{y}} = \frac{2}{2 + \dot{y}}.$$

Таким образом, матрица рассеяния нормированной параллельной проводимости \dot{y} имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} -\frac{\dot{y}}{2 + \dot{y}} & \frac{2}{2 + \dot{y}} \\ \frac{2}{2 + \dot{y}} & -\frac{\dot{y}}{2 + \dot{y}} \end{bmatrix}.$$

3. Рассчитать матрицу рассеяния для структуры в виде сопротивления $\dot{Z} = R + jX$, включенного последовательно в линию передачи с волновым сопротивлением W .

Решение

Структура в виде сопротивления $\dot{Z} = R + jX$, включенного последовательно в линию передачи с волновым сопротивлением W , при условии согласованного режима, то есть при нагрузке линии сопротивлением W , может быть представлена как нагрузка линии в виде последовательного включения сопротивлений \dot{Z} и W с общим сопротивлением $\dot{Z}_H = \dot{Z} + W$. Следовательно, коэффициент отражения по напряжению такой нагрузки будет равен

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = \dot{S}_{11} = \dot{S}_{22} = \dot{\Gamma}_H = \frac{\dot{Z}_H - W}{\dot{Z}_H + W} = \frac{\dot{Z} + W - W}{\dot{Z} + W + W} = \frac{\dot{Z}}{2W + \dot{Z}}.$$

Если использовать понятие нормированного сопротивления $\dot{z} = \dot{Z}/W$, то предыдущее выражение может быть представлено в виде

$$\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = \frac{\dot{Z}/W}{2 + \dot{Z}/W} = \frac{\dot{z}}{2 + \dot{z}}.$$

Очевидно, что такая структура симметрична, взаимна. Коэффициент передачи $\dot{T} = \dot{s}_{12} = \dot{s}_{21} = \dot{S}_{12} = \dot{S}_{21}$ может быть получен с использованием условия на границе для нормированного тока, поскольку именно ток одинаков для всех элементов, включенных последовательно. Можно воспользоваться тем обстоятельством, что коэффициент отражения по току равен $-\dot{\Gamma}$, а коэффициенты $\dot{s}_{12}, \dot{s}_{21}$ имеют одинаковые знаки

$$\dot{T} = 1 - \dot{\Gamma} = \dot{s}_{12} = \dot{s}_{21} = 1 - \frac{\dot{z}}{2 + \dot{z}} = \frac{2}{2 + \dot{z}}.$$

Таким образом, матрица рассеяния нормированного сопротивления \dot{z} , включенного последовательно в линию, имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{z}}{2 + \dot{z}} & \frac{2}{2 + \dot{z}} \\ \frac{2}{2 + \dot{z}} & \frac{\dot{z}}{2 + \dot{z}} \end{bmatrix}.$$

4. Рассчитать матрицу рассеяния стыка двух линий передачи с волновыми сопротивлениями W_1 и W_2 .

Решение

Будем считать, что линии согласованы. Тогда линия с волновым сопротивлением W_1 нагружена сопротивлением W_2 . Коэффициент отражения $\dot{\Gamma}$ со стороны первой линии будет равен элементам матриц рассеяния $\dot{s}_{11} = \dot{S}_{11}$ и рассчитывать его необходимо согласно $\dot{\Gamma} = \frac{W_2 - W_1}{W_2 + W_1}$. Соответственно, рассматривая от-

ражение со стороны второй линии передачи, будем иметь $\dot{s}_{22} = \dot{S}_{22} = \frac{W_1 - W_2}{W_2 + W_1}$. Коэффициент передачи $T = S_{21}$ из первой линии во вто-

рую можно рассчитать из условия равенства напряжения с двух сторон стыка $\dot{\Gamma} + 1 = \dot{T}$, $\dot{T} = \frac{2W_2}{W_2 + W_1} = S_{21}$. Коэффициент передачи из второй линии в первую

равен $\dot{T} = \frac{2W_1}{W_2 + W_1} = S_{12}$. Таким образом, для ненормированных напряжений ко-

эффициенты передачи не равны друг другу. Переход к нормированным значениям по формуле $\dot{s}_{mn} = \dot{S}_{mn} \sqrt{W_n} / \sqrt{W_m}$ позволяет получить матрицу рассеяния в виде

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{W_2 - W_1}{W_2 + W_1} & \frac{2\sqrt{W_1 W_2}}{W_2 + W_1} \\ \frac{2\sqrt{W_1 W_2}}{W_2 + W_1} & \frac{W_1 - W_2}{W_2 + W_1} \end{bmatrix}.$$

Таким образом, для нормированных амплитуд падающих и отраженных волн матрица рассеяния имеет симметричный вид, как это и должно быть исходя из того, что структура не содержит невзаимных элементов. Эту матрицу легко получить, используя выражение (4.13). Из непосредственного расчета имеем

$\dot{s}_{11} = \frac{W_2 - W_1}{W_2 + W_1}$. Если $W_2 > W_1$ – это действительная положительная величина, тогда выбираем $\varphi_{11} = 0$ и $\dot{s}_{11} = \rho$. Если $W_2 < W_1$, \dot{s}_{11} – действительная отрицательная величина, тогда также выбираем $\dot{s}_{11} = \rho$, однако $\varphi_{11} = \pi$. Если выбрать плоскость отсчета таким образом, чтобы $\varphi_{21} = 0$, элементы \dot{s}_{12} и \dot{s}_{21} будут действительны и равны $\sqrt{1 - \rho^2} = \frac{2\sqrt{W_1 W_2}}{W_2 + W_1}$. Из приведенного следует, что

$$\dot{s}_{22} = -\rho = \frac{W_1 - W_2}{W_2 + W_1}.$$

4.2. Волновые матрицы передачи многополюсников

Элементы матрицы рассеяния имеют прозрачный физический смысл и на основе определения могут быть экспериментально измерены с помощью стандартных СВЧ измерительных приборов. Но в случае каскадного соединения нескольких устройств СВЧ применения матрицы рассеяния затруднено, в этом случае целесообразно пользоваться волновой *матрицей передачи* \mathbf{T} (англ. – *transmission matrix*). Волновая матрица передачи \mathbf{T} устанавливает зависимость нормированных амплитуд на входах устройства СВЧ от нормированных амплитуд волн на его выходах. Применение такой матрицы целесообразно, если линии могут быть распределены на входящие и исходящие. Преимущество матрицы передачи заключается в том, что матрица \mathbf{T} каскадного соединения ряда элементов СВЧ с матрицами передачи \mathbf{T}_k равна произведению матриц передачи этих элементов $\mathbf{T} = \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_2 \dots \mathbf{T}_K$ в отличие от матрицы \mathbf{S} , для которой такая операция недопустима. Для практически важного случая четырехполюсника соответствующая зависимость имеет вид

$$\begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{b}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{t}_{11} & \dot{t}_{12} \\ \dot{t}_{21} & \dot{t}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{b}_2 \\ \dot{a}_2 \end{bmatrix}. \quad (4.20)$$

Комплексные элементы матрицы передачи $\dot{t}_{11}, \dot{t}_{12}, \dot{t}_{21}, \dot{t}_{22}$ не имеют такого простого физического смысла, как коэффициенты матрицы рассеяния, а представ-

ляют собой некоторые функции последних, например, элемент \dot{t}_{11} равен $1/\dot{s}_{21}$. Следует отметить, что этот коэффициент для четырехполосника называют величиной затухания и, как правило, измеряют в децибелах согласно $L = -20 \lg \dot{s}_{21}$ (дБ).

Связь элементов матрицы передачи и матрицы рассеяния для случая четырехполосника может быть получена из уравнений для матрицы рассеяния, записанных в виде

$$\begin{aligned} -\dot{s}_{11}\dot{a}_1 + \dot{b}_1 &= 0 \cdot \dot{b}_2 + \dot{s}_{12}\dot{a}_2, \\ -\dot{s}_{21}\dot{a}_1 + 0 \cdot \dot{b}_1 &= -\dot{b}_2 + \dot{s}_{22}\dot{a}_2, \end{aligned} \quad (4.21)$$

в матричной форме имеем

$$\begin{bmatrix} -\dot{s}_{11} & 1 \\ -\dot{s}_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{b}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \dot{s}_{12} \\ -1 & \dot{s}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{b}_2 \\ \dot{a}_2 \end{bmatrix}. \quad (4.22)$$

Решая эти уравнения для волн на входе четырехполосника, получим

$$\begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{b}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\dot{s}_{11} & 1 \\ -\dot{s}_{21} & 0 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 & \dot{s}_{12} \\ -1 & \dot{s}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{b}_2 \\ \dot{a}_2 \end{bmatrix}. \quad (4.23)$$

Отсюда найдем выражение матрицы передачи через элементы матрицы рассеяния:

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\dot{s}_{21}} & -\frac{\dot{s}_{22}}{\dot{s}_{21}} \\ \frac{\dot{s}_{11}}{\dot{s}_{21}} & \dot{s}_{12} - \frac{\dot{s}_{11}\dot{s}_{22}}{\dot{s}_{21}} \end{bmatrix}. \quad (4.24)$$

Аналогично можно получить матрицу \mathbf{S} , элементы которой рассчитываются на основе известных элементов матрицы \mathbf{T} :

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \frac{\dot{t}_{21}}{\dot{t}_{11}} & \dot{t}_{22} - \frac{\dot{t}_{12}\dot{t}_{21}}{\dot{t}_{11}} \\ \frac{1}{\dot{t}_{11}} & -\frac{\dot{t}_{12}}{\dot{t}_{11}} \end{bmatrix}. \quad (4.25)$$

Из выражения (4.9) для недиссипативного четырехполосника следует соотношение $\dot{s}_{11}^*/\dot{s}_{21}^* = -\dot{s}_{22}/\dot{s}_{12}$, что в терминах волновой матрицы передачи дает $\dot{t}_{12} = \dot{t}_{12}^*$. Условие взаимности $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12}$ обуславливает дополнительные соотношения $\dot{t}_{11} = \dot{t}_{22}^*$ и $|\dot{t}_{11}|^2 = |\dot{t}_{21}|^2 + 1$.

Продемонстрируем возможность применения матриц передачи и рассеяния для расчета коэффициентов отражения $\dot{\Gamma}_{\text{вх}}$ и прохождения для несогласо-

ванного четырехполюсника на основе данных об элементах матрицы \mathbf{S} и коэффициенте отражения нагрузки $\dot{\Gamma}_H$. Согласно определению

$$\dot{\Gamma}_{\text{вх}} = \frac{\dot{b}_1}{\dot{a}_1} = \frac{\dot{i}_{21}\dot{b}_2 + \dot{i}_{22}\dot{a}_2}{\dot{i}_{11}\dot{b}_2 + \dot{i}_{12}\dot{a}_2} = \frac{\dot{i}_{21} + \dot{i}_{22}\dot{a}_2 / \dot{b}_2}{\dot{i}_{11} + \dot{i}_{12}\dot{a}_2 / \dot{b}_2} = \frac{\dot{i}_{21} + \dot{i}_{22}\dot{\Gamma}_H}{\dot{i}_{11} + \dot{i}_{12}\dot{\Gamma}_H}. \quad (4.26)$$

Используя формулу (4.25) для преобразования элементов матрицы \mathbf{T} в элементы матрицы \mathbf{S} , получим

$$\dot{\Gamma}_{\text{вх}} = \dot{s}_{11} + \frac{\dot{s}_{12}\dot{s}_{21}\dot{\Gamma}_H}{1 - \dot{s}_{22}\dot{\Gamma}_H}. \quad (4.27)$$

Очевидно, что при полном согласовании с нагрузкой, то есть, при $\dot{\Gamma}_H = 0$, коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_{\text{вх}}$ равен \dot{s}_{11} .

Примеры задач по теме

1. Вычислить коэффициент передачи четырехполюсника с учетом рассогласования, как со стороны нагрузки, так и со стороны генератора (рис.4.1).

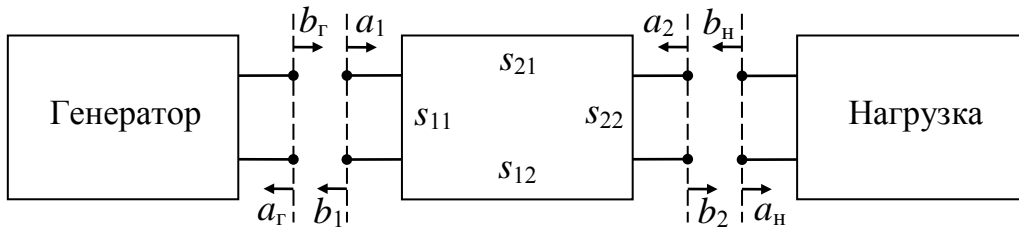


Рис.4.1. Несогласованный четырехполюсник

Решение

Коэффициент передачи четырехполюсника с учетом рассогласования, как со стороны нагрузки, так и со стороны генератора определяют отношением волны на выходе \dot{b}_2 к волне на входе $\dot{b}_Г$, образованной генератором. Запишем коэффициент передачи в виде

$$\dot{T} = \frac{\dot{b}_2}{\dot{b}_Г} = \frac{\dot{b}_2}{\dot{a}_1} \cdot \frac{\dot{a}_1}{\dot{b}_Г}.$$

Первый множитель в этом выражении соответствует коэффициенту передачи четырехполюсника при условии, что генератор согласован и $\dot{b}_Г = \dot{a}_1$, то есть множитель описывает эффект рассогласования четырехполюсника и нагрузки. Второй множитель описывает передачу сигнала с выхода генератора на вход четырехполюсника. Из второго уравнения для связи волн с помощью матрицы рассеяния (4.21) получаем выражение для первого множителя:

$$\frac{\dot{b}_2}{\dot{a}_1} = \frac{\dot{s}_{21}}{1 - \dot{s}_{22} \frac{\dot{a}_2}{\dot{b}_2}} = \frac{\dot{s}_{21}}{1 - \dot{s}_{22} \dot{\Gamma}_H},$$

где $\dot{\Gamma}_H = \frac{\dot{b}_H}{\dot{a}_H} = \frac{\dot{a}_2}{\dot{b}_2}$. Для оценки влияния несогласования со стороны генератора применим соотношение

$$\dot{a}_1 = \dot{b}_\Gamma + \dot{b}_1 \dot{\Gamma}_\Gamma,$$

где $\dot{\Gamma}_\Gamma = \frac{\dot{b}_\Gamma}{\dot{a}_\Gamma}$. Из этого выражения, применяя соотношение $\dot{s}_{11} = \frac{\dot{b}_1}{\dot{a}_1}$, можно получить

$$\frac{\dot{a}_1}{\dot{b}_\Gamma} = \frac{1}{1 - \dot{s}_{11} \dot{\Gamma}_\Gamma}.$$

Окончательно для коэффициента передачи несогласованного четырехполюсника имеем

$$\dot{T} = \frac{\dot{s}_{21}}{(1 - \dot{s}_{11} \dot{\Gamma}_\Gamma)(1 - \dot{s}_{22} \dot{\Gamma}_H)}.$$

В случае полного согласования с нагрузкой и генератором, то есть при условии $\dot{\Gamma}_\Gamma = \dot{\Gamma}_H = 0$, коэффициент передачи равен \dot{s}_{21} . Из этого следует, что множитель $\frac{1}{(1 - \dot{s}_{11} \dot{\Gamma}_\Gamma)(1 - \dot{s}_{22} \dot{\Gamma}_H)}$ определяет влияние несогласованности четырехполюсника.

2. Рассчитать коэффициент отражения от отрезка линии передачи с волновым сопротивлением W_2 длиной l , включенного между двумя линиями передачи с волновыми сопротивлениями W_1 и W_3 .

Решение

Структура состоит из стыка двух линий с волновыми сопротивлениями W_1 и W_2 , отрезка линии длиной l , еще одного стыка двух линий с волновыми сопротивлениями W_2 и W_3 . Применим результаты упражнений предыдущего раздела. Тогда матрицы рассеяния для двух стыков могут быть записаны в виде

$$\mathbf{S}_i = \begin{bmatrix} \rho_i & \sqrt{1 - \rho_i^2} \\ \sqrt{1 - \rho_i^2} & -\rho_i \end{bmatrix}, \quad i = 1, 2;$$

а матрица для отрезка линии –

$$\mathbf{S}_l = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\beta l} \\ e^{-j\beta l} & 0 \end{bmatrix}.$$

Волновые матрицы передачи согласно выражению (4.24) имеют вид

$$\mathbf{T}_i = \frac{1}{\sqrt{1-\rho_i^2}} \begin{bmatrix} 1 & \rho_i \\ \rho_i & 1 \end{bmatrix} \text{ та } \mathbf{T}_l = \begin{bmatrix} e^{j\beta l} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l} \end{bmatrix}.$$

Волновая матрица передачи всей структуры является результатом соответствующего расчета:

$$\begin{aligned} \mathbf{T} = \mathbf{T}_1 \mathbf{T}_l \mathbf{T}_2 &= \frac{1}{\sqrt{1-\rho_1^2}} \frac{1}{\sqrt{1-\rho_2^2}} \begin{bmatrix} 1 & \rho_1 \\ \rho_1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e^{j\beta l} & 0 \\ 0 & e^{-j\beta l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & \rho_2 \\ \rho_2 & 1 \end{bmatrix} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{1-\rho_1^2}} \frac{1}{\sqrt{1-\rho_2^2}} \begin{bmatrix} e^{j\beta l} + \rho_1 \rho_2 e^{-j\beta l} & \rho_2 e^{j\beta l} + \rho_1 e^{-j\beta l} \\ \rho_1 e^{j\beta l} + \rho_2 e^{-j\beta l} & e^{-j\beta l} + \rho_1 \rho_2 e^{j\beta l} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Согласно с формулами (4.4) элемент s_{11} , который совпадает с коэффициентом отражения, будет равен

$$s_{11} = \frac{\rho_1 e^{j\beta l} + \rho_2 e^{-j\beta l}}{e^{j\beta l} + \rho_1 \rho_2 e^{-j\beta l}}.$$

Коэффициент отражения s_{11} равен нулю, если нулю равен числитель, то есть должно удовлетворяться соотношение

$$\rho_1 e^{j\beta l} + \rho_2 e^{-j\beta l} = 0.$$

После перехода к волновым сопротивлениям с применением соотношений

$$\rho_1 = \frac{W_2 - W_1}{W_2 + W_1} \text{ и } \rho_2 = \frac{W_3 - W_2}{W_3 + W_2} \text{ получим выражение}$$

$$(W_2^2 - W_1 W_2) j \sin \beta l + (W_2 W_3 - W_1 W_2) \cos \beta l = 0.$$

Выражение равно нулю в трех случаях. Первый случай: $W_1 = W_2 = W_3$, βl может быть положительным. Такая ситуация соответствует полному согласованию, то есть отсутствию скачков волнового сопротивления. Второй случай: $\beta l = \pi/2$, $W_2^2 = W_1 W_2$, что соответствует четвертьволновому трансформатору. Третий случай: $\beta l = \pi$, $W_3 = W_1$, W_2 – произвольное, что соответствует случаю полу-волнового трансформатора.

Контрольные вопросы

1. Что понимают под многополюсником (многоплечим устройством) СВЧ?
2. Как связаны понятия плеча и полюса?
3. Как изменится количество плеч (полюсов) при изменении числа учитываемых типов волн?

4. Как определяют плоскость отсчета фазы?
5. Какие многополюсники называют пассивными?
6. Какие многополюсники называют линейными?
7. Как определяют комплексные амплитуды в плечах многополюсников?
8. В каких единицах измеряют комплексные амплитуды?
9. Что такое матрица рассеяния?
10. Какой смысл имеют индексы элементов матрицы рассеяния?
11. Какой физический смысл имеют диагональные и недиагональные элементы матрицы рассеяния (модули и фазы)?
12. Каким образом целесообразно выбирать плоскости отсчета для упрощения вида матрицы рассеяния?
13. Каким образом изменяются элементы матрицы рассеяния при изменении положения плоскостей отсчета в плечах?
14. Какие многополюсники называют недиссипативными?
15. Каким условиям должна удовлетворять матрица рассеяния недиссипативного многополюсника?
16. Какие матрицы называются эрмитовосопряженными, унитарными?
17. Какие многополюсники называют взаимными? Каким требованиям должна удовлетворять матрица рассеяния взаимного многополюсника?
18. Какой многополюсник называется реактивным?
19. Сколько и каких независимых переменных необходимо для построения матрицы рассеяния для недиссипативного четырехполюсника?
20. Сколько и каких независимых переменных необходимо для построения матрицы рассеяния для недиссипативного взаимного четырехполюсника?
21. Сколько и каких независимых переменных необходимо для построения матрицы рассеяния для недиссипативного взаимного симметричного четырехполюсника?
22. Какие формулы используются для перехода от матрицы рассеяния на основе нормированных амплитуд к матрице рассеяния на основе физических напряжений?
23. Каким образом вводится понятие о волновой матрице передачи?
24. Каким образом производится расчет матрицы рассеяния каскадного соединения с использованием формализма волновой матрицы передачи?

5. Двухполюсники

Двухполюсник СВЧ (англ. – *one-port device*) это оконечное устройство, представляющее собой нагрузку сопротивлением \dot{Z}_H линии передачи с волновым сопротивлением W . Нормированное сопротивление двухполюсника равно $\dot{z}_H = \dot{Z}_H / W$. Матрица рассеяния двухполюсника сводится к скаляру \dot{s}_{11} , который представляет собой коэффициент отражения по напряжению в плоскости отсчета фазы с координатой z :

$$\dot{s}_{11} = \dot{\Gamma}(z) = \dot{\Gamma}_H \exp(-2\gamma z) = \Gamma_H \exp(-2\alpha z) \exp(-2j\beta z), \quad (5.1)$$

где $\dot{\Gamma}_H = (\dot{z}_H + 1) / (\dot{z}_H - 1)$ – коэффициент отражения нагрузки; $\gamma = \alpha + j\beta$ – постоянная распространения; β и α – постоянная фазы и коэффициент затухания соответственно.

5.1. Согласованные нагрузки

Среди двухполюсников наиболее распространенными элементами трактов являются *согласованные нагрузки* (англ. – *matched load* или *termination*). Они предназначены для полного поглощения энергии электромагнитной волны, которая распространяется в линии передачи, без отражения и излучения в окружающее пространство. Эквивалентная линия при этом нагружена на сопротивление, равное волновому сопротивлению $Z_H = W$. Таким образом, коэффициент отражения $\dot{\Gamma}_H = 0$, а для генератора, размещенного в точке $z < 0$, это эквивалентно подключению к линии бесконечной длины.

Согласованные нагрузки используются для обеспечения режима бегущей волны, они являются эквивалентами реальных нагрузок во время настройки аппаратуры, а также мерой сопротивления в процессе измерений.

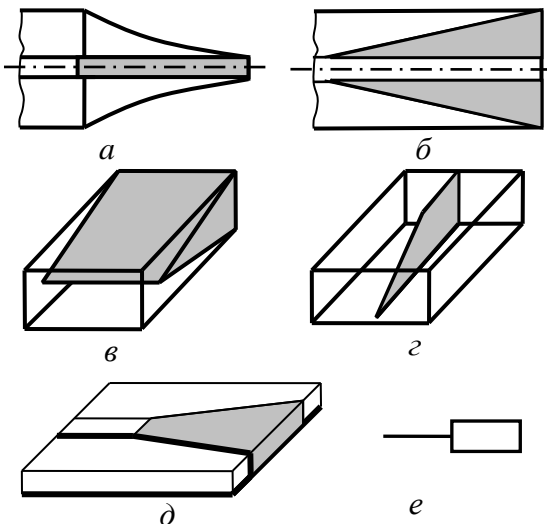


Рис.5.1. Согласованные нагрузки:
a, б – коаксиальные;
в, г – волноводные; *д* – полосковые;
е – обозначение на схемах

Главными параметрами согласованных нагрузок является максимальное значение КСВ в диапазоне рабочих частот и уровень допустимой мощности. Конструктивное исполнение согласованных нагрузок определяется типом линии передачи, диапазоном частот и уровнем поглощаемой мощности.

Для двухпроводной и коаксиальной линий в метровом и дециметровом диапазонах согласованные нагрузки наиболее часто реализуются на основе безиндуктивного резистора. Сопротивление резистора должно быть равно волновому сопротивлению линии. Для коаксиальной линии ре-

зистор размещается в экране специальной формы, что обеспечивает согласование с регулярной линией, например, как это показано на рис.5.1,а.

В сантиметровом диапазоне основным конструктивным элементом согласованных нагрузок является короткозамкнутый отрезок линии с большими потерями. Если постоянная распространения в ней

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (5.2)$$

где β и α – фазовая постоянная и коэффициент затухания в линии соответственно, то модуль коэффициента отражения, приведенный ко входу $z = l$, где l – длина отрезка линии с потерями, равен

$$|\Gamma(l)| = |\Gamma(0)\exp(-2j\beta l)\exp(-2\alpha l)| = \exp(-2\alpha l). \quad (5.3)$$

Отсюда видно, что для уменьшения коэффициента отражения нужно увеличивать произведение αl .

Линию с большими потерями получают путем заполнения линии передачи диэлектриком с поглощающей компонентой (объемные нагрузки) или введением в волновод поглощающих пластин, размещенных вдоль оси волновода в плоскости электрического поля. Для согласования, полученной таким образом линии, с регулярной, используется плавный переход, как это показано, например, на рис.5.1,б-г. Такими же принципами можно воспользоваться и при конструировании согласованных нагрузок для полосковых линий – полосковому резистору придают клинообразную форму (рис.5.1,д). В полосковых узлах СВЧ применяют также навесные нагрузки в виде керамических пластин либо стержней с нанесенным пленочным покрытием. В случае, когда возникают затруднения с созданием замыкания полосковых проводников с экраном, используют четвертьволновые разомкнутые шлейфы с близким к нулю входным сопротивлением.

Согласованные нагрузки низкого уровня мощности, например волноводные для сантиметрового диапазона, имеют КСВ не хуже, чем 1,05–1,06, в полосе частот 20–30%, коаксиальные – 1,05–1,07 в полосе 30–40%. Согласованные нагрузки высокого уровня мощности имеют несколько худшие параметры, поскольку содержат дополнительные элементы для отвода тепла от поглотителя.

5.2. Реактивные нагрузки

Реактивные нагрузки применяются в качестве меры при измерениях, а также в согласующих и управляющих устройствах СВЧ. В качестве реактивных нагрузок обычно используются короткозамкнутые отрезки закрытых линий передачи, иными словами – *короткозамкнутые шлейфы* (англ. – *short-circuit stub*). Сопротивление короткозамкнутого шлейфа без учета потерь определяется формулой

$$\dot{Z} = jW \operatorname{tg} \beta l = jX, \quad (5.4)$$

где W – волновое сопротивление линии; β – постоянная фазы, l – длина шлейфа.

Таким образом, сопротивление короткозамкнутого шлейфа является реактивным и может иметь, в зависимости от длины шлейфа и частоты, индуктивный или емкостной характер. Следует помнить, что эквивалентные индуктивность и емкость можно рассматривать только на фиксированной частоте. Сопротивление шлейфа имеет существенно иную частотную зависимость, чем реактивное сопротивление катушки индуктивности (линейная) или конденсатора (гиперболическая).

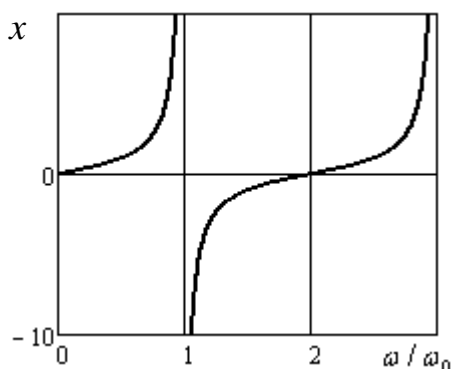


Рис.5.2. Частотная зависимость реактивного сопротивления четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа

Для примера на рис.5.2 приведена частотная зависимость реактивного сопротивления $x = \text{Im}(\dot{Z}/W)$ четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа $l = \Lambda_0/4 = \pi c/(2\omega_0)$, где ω_0 – расчетная частота.

Главным параметром реального короткозамкнутого шлейфа является значение КСВ, которое должно быть как можно большим.

Короткозамкнутые шлейфы фиксированной длины (*короткозамыкатели фиксированные*) оснащают стандартными разъемами. Коаксиальные и волноводные, например, для миллиметрового диапазона, имеют КСВ не менее 30. Это обусловлено конечной проводимостью короткозамыкателя, а также потерями в разъеме. Также часто, преимущественно в дециметровом и сантиметровом диапазонах, в качестве короткозамкателя используют металлическую посеребренную пластину, которая полностью перекрывает сечение волновода. Необходимо, чтобы она имела хороший контакт с фланцем волновода.

Короткозамкнутые шлейфы регулируемой длины реализуют с помощью металлических короткозамыкающих поршней (англ. – *short-circuit plunger*), которые перемещаются в отрезках линии передачи. Основным требованием к конструкции поршней является обеспечение малых потерь в контактах. Существенным является также то, чтобы потери не изменялись при перемещении поршня. Преимущественно применяют две типичные конструкции поршней – контактные и дроссельные.

В *контактных поршнях* для обеспечения электрического контакта поршня со стенками линии передачи используют тонкие пружинящие контактные лепестки. Длину лепестков выбирают равной четверти длины волны в линии, как это показано на рис.5.3,а для поршня на основе прямоугольного волновода с волной H_{10} . При этом непосредственный контакт со стенками находится в узле продольной составляющей высокочастотного тока. Здесь буквой A обозначено положение плоскости эффективного короткого замыкания. Основными недостатками контактных поршней являются непостоянство контакта во время

перемещения поршня, постепенное изнашивание контактных лепестков и выгорание металла при значительных мощностях.

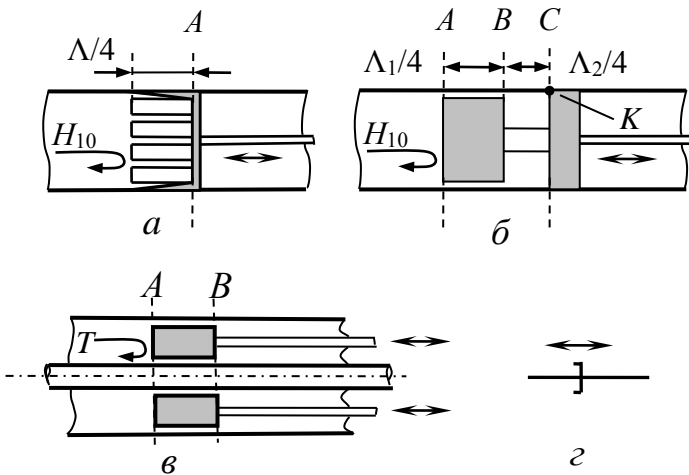


Рис.5.3. Короткозамыкающие поршни:

a – контактный; *б* – дроссельный;
в – коаксиальный; *г* – обозначение

Дроссельные (англ. – *choke*) поршни в значительной мере лишены указанных недостатков. На рис.5.3,б изображена возможная конструкция такого поршня. Механический контакт K включен в волновод через два четвертьволновые отрезки линий передачи с волновыми сопротивлениями Z_{AB} и Z_{BC} , причем $Z_{AB} \ll Z_{BC}$. Если активное сопротивление контакта равно R_K , то отрезок линии $B-C$ трансформирует его в сопротивление $Z_{вх B} = Z_{BC}^2 / R_K$ в сечении

B . Входное сопротивление в сечении A равно $Z_{вх A} = (Z_{AB} / Z_{BC})^2 R_K$, то есть $Z_{вх A} \ll R_K$.

Гальванического контакта можно вообще избежать, если обеспечить резкий скачок волнового сопротивления, как например, для коаксиальной линии, которая работает в сантиметровом диапазоне (рис.5.3,в). Коэффициент отражения будет тем больше, чем сильнее отличие волнового сопротивления коаксиальной линии и отрезка $A-B$ линии, образованного поршнем. По этому принципу строят также волноводные поршни миллиметрового диапазона для волны H_{10} прямоугольного волновода. Конструкции этих поршней имеют цилиндрическую форму с секциями разного диаметра, часть СВЧ мощности, которая проникает за такой поршень, поглощает шайба из материала с большими потерями.

Недостатком дроссельных поршней является зависимость их свойств от длины волны. Обычно дроссельные поршни удовлетворительно работают в полосе частот 20–30% от средней частоты. Волноводные поршни для миллиметрового диапазона, которые работают на волне H_{10} , имеют КСВ в пределах 20–30. Поршни для сантиметрового диапазона обеспечивают несколько больший уровень КСВ. На дециметровых и более длинных волнах используют коаксиальные поршни с пружинящими контактами в точках короткого замыкания, поскольку дроссельные поршни оказываются слишком громоздкими. Необходимость в дросселировании отпадает, когда в волноводе распространяется тип волны без продольного тока в стенках. Например, поршень для круглого волновода с волной H_{01} может иметь форму диска, который не имеет омического контакта со стенками.

5.3. Преобразователи СВЧ мощности

Для измерения СВЧ мощности используются детекторные и термисторные преобразователи (секции, головки), которые преобразуют непрерывные или импульсно-модулированные СВЧ сигналы в постоянный или низкочастотный ток. Для линии передачи такой двухполюсник представляет собой нагрузку, желательно близкую к согласованной.

Детекторный преобразователь (англ. – *detector*) – это отрезок волновода или коаксиальной линии, оборудованный элементами для подключения детекторного СВЧ-диода, согласования его с линией и подключения к регистрирующему устройству. Детекторные преобразователи используются для относительного измерения СВЧ мощности. Это обусловлено теми обстоятельствами, что для детекторного СВЧ-диода при низких уровнях мощности характерным является пропорциональность продетектированного напряжения мощности сигнала или квадрату напряженности электрического поля (*квадратичное детектирование*). При мощности, выше 2–8 мкВт для диодов с барьером Шоттки (ДБШ) и больше 10–40 мкВт для точечных диодов, продетектированное напряжение становится пропорциональным не мощности, а корню квадратному из мощности или первой степени напряженности электрического поля (*линейное детектирование*). Кроме того, так как даже в одной партии диодов их характеристики могут иметь значительный разброс, то при замене диода чувствительность головки может значительно измениться.

Детекторные преобразователи, которые применяются в измерительных приборах, могут содержать элементы для согласования. Для них КСВ не является критическим, вполне допустим уровень 1,5, он ограничивается чувствительностью регистрирующего устройства. Для увеличения чувствительности диода на него подается дополнительное напряжение, так называемое напряжение смещения (ток смещения составляет от единиц до десятков микроампер).

На рис.5.4 схематически показаны примеры устройства детекторных преобразователей:

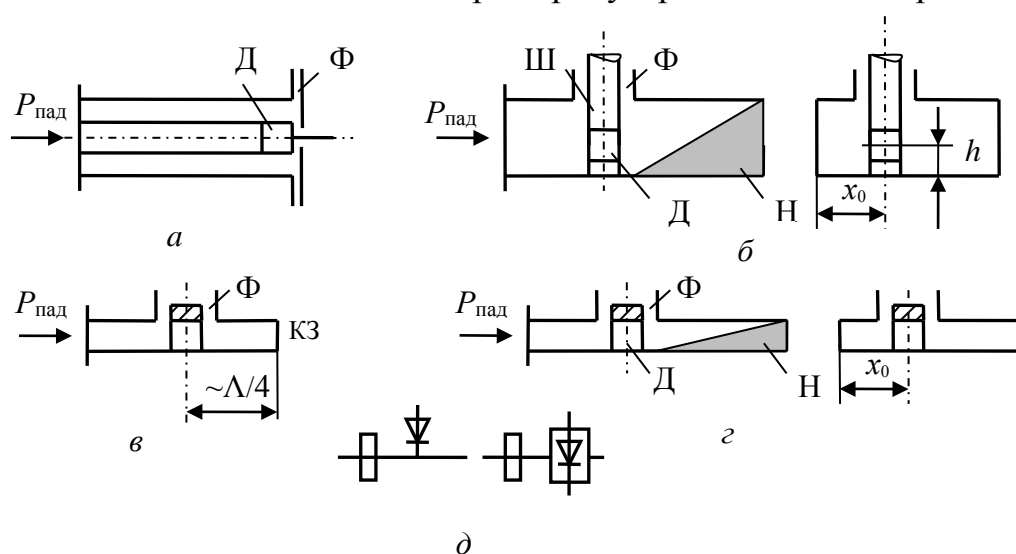


Рис.5.4. Детекторные преобразователи: *a* – коаксиальный; *б* – волноводный; *в, г* – волноводные уменьшенной высоты; *д* – обозначения на схемах

зователей. В коаксиальном преобразователе (рис.5.4,*а*) отсутствуют элементы, электрическая длина которых зависит от частоты, поэтому он, в принципе, является широкополосным. Диод (Д) находится в пучности напряжения (поперечной компоненты электрического поля). Блокирующий конструкционный конденсатор (Ф) служит фильтром для предотвращения просачивания СВЧ сигнала в низкочастотную цепь.

В волноводном преобразователе (рис.5.4,*б*) диод включен с помощью штыря (Ш). Оптимизацию характеристик преобразователя выполняют путем выбора диаметра штыря, соответствующего его размещения относительно боковой стенки, а также введения дополнительных реактивных элементов, расположенных в плоскости диода. Такая оптимизация возможна, очевидно, в относительно узком частотном диапазоне.

Волноводные преобразователи (рис.5.4,*в-г*) имеют уменьшенную высоту волновода, которая равна приблизительно высоте керамической части диода.

Что касается амплитудных детекторов систем связи, то они применяются для определения огибающей СВЧ сигнала, контроля и автоматического регулирования уровня мощности, определения частоты (при этом их включают после узкополосных фильтров). Амплитудные детекторы также являются составляющими частотных и фазовых детекторов. Основными компонентами детекторной секции амплитудного детектора является диодная камера, настроенная на частоту входного сигнала, нелинейный элемент и фильтрующая цепь. Распространенными типами детекторных СВЧ-диодов являются *точечные диоды* на основе контакта металл-полупроводник, ДБШ с планарно-эпитаксиальной структурой, *обращенные диоды*. Чувствительность современных промышленно

выпускаемых амплитудных детекторов имеет широкий диапазон 20–2000 мкВ/мкВт.

Термисторный преобразователь (англ. – *thermistor*) применяется для абсолютного измерения малых уровней СВЧ мощности. Первичным преобразователем является термистор – полупроводниковый элемент, сопротивление которого существенно зависит от температуры нагрева,

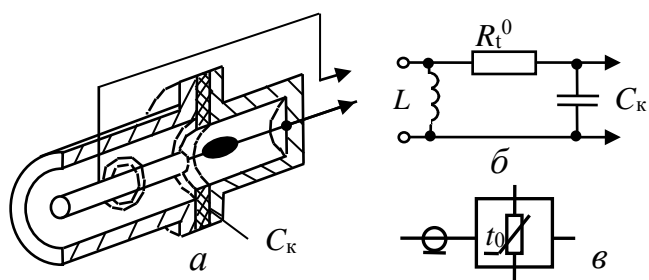


Рис.5.5. Термисторный преобразователь:
а – продольное сечение, *б* – эквивалентная схема, *в* – обозначение на схемах

то есть от величины подведенной мощности. Конструкции термисторных преобразователей определяются типом линии передачи и частотным диапазоном. Коаксиальная термисторная головка с одним термистором бусинкового типа (рис.5.5) представляет собой отрезок коаксиала, на конце которого включен термистор R_t^0 таким образом, что один из его выводов продолжает центральный проводник, а второй соединен с корпусом заглушки, которая образует с внешним проводником линии конструктивный конденсатор C_k . Конденсатор C_k и дроссель L в виде спирали Архимеда обеспечивают подключение терми-

стора к цепи постоянного тока. Сопротивление дросселя постоянному току и токам низкой частоты значительно меньше рабочего сопротивления преобразователя. Для токов СВЧ дроссель представляет собой большое реактивное сопротивление в рабочем диапазоне частот и потому не создает рассогласование. Размеры дросселя определяют рабочий диапазон частот преобразователя. Емкость конденсатора C_k подобрана таким образом, чтобы его реактивное сопротивление в рабочем диапазоне частот было намного меньше рабочего сопротивления преобразователя.

Термистор включается в одну из ветвей измерительного моста. Сначала при отсутствии СВЧ колебаний мост балансируется с помощью постоянного тока или тока низкой частоты. При этом на термисторе рассеивается мощность постоянного тока P_0 . Затем подается СВЧ мощность $P_{\text{СВЧ}}$, после чего снова восстанавливается баланс моста постоянным током до уровня P_1 :

$$P_1 + P_{\text{СВЧ}} = P_0. \quad (5.5)$$

Разность мощностей постоянного тока равна мощности СВЧ. Измерение мощности сводится к измерению напряжений моста. Диапазон измеряемой мощности составляет от нескольких микроватт до 5–10 мВт. Для расширения верхней границы диапазона измерений используются аттенуаторы и направленные ответвители. Погрешность измерения составляет $\pm 3\%$. Значительная тепловая инерционность термистора не дает возможности измерять мгновенную мощность в случае амплитудной модуляции.

Контрольные вопросы

1. Что представляет собой СВЧ двухполюсник?
2. Что понимают под согласованной нагрузкой?
3. Какие особенности типовых конструкций согласованных нагрузок?
4. Каковы типовые значения КСВ для согласованных нагрузок?
5. С какой целью поглощающие пластины изготавливают клинообразной формы?
6. Что понимают под реактивной нагрузкой?
7. Каким образом реализуют реактивную нагрузку?
8. Каковы типичные значения КСВ для реактивных нагрузок?
9. Чем отличаются частотные зависимости сопротивлений сосредоточенных емкости и индуктивности от сопротивления реактивной нагрузки?
10. В чем состоят физические принципы работы дроссельного короткозамыкающего поршня, какова его конструкция?
11. Каковы типы преобразователей СВЧ существуют, какие из них обеспечивают измерение абсолютной, а какие относительной мощности?
12. Какой физический принцип положен в основу измерения мощности на основе диодных детекторных преобразователей?
13. Каковы границы квадратичности характеристики диодного детектора?
14. Каким образом используется мостовая схема в измерителях мощности?

15. Какие требования выдвигаются к измерителям мощности по согласованию, какие значения КСВ являются допустимыми?
16. Каковы типичные значения чувствительности преобразователей мощности?
17. Каковы типичные значения погрешности измерения мощности для разных типов преобразователей?
18. Каков диапазон измерения мощности, каким образом обеспечивается расширение диапазона измерений?
19. Каковы функции конструктивной емкости и дросселя в схеме термисторного преобразователя?

6. Четырехполюсники

Самые разнообразные СВЧ устройства можно рассматривать как *четырёхполюсники* (англ. – *two-port network*). Это, прежде всего, отрезки линий передачи, разъемы, переходы между линиями разных типов, фильтры типов волн, отражающие неоднородности, согласующие трансформаторы, аттенюаторы, фазовращатели, частотные фильтры и т.п.

6.1. Разъемы и соединения

Соединение отдельных отрезков линии передачи (секций) или элементов тракта обычно выполняют с помощью специальных *разъемов* (англ. – *connector*). Практически всегда разъемы предназначены для соединения линий с одинаковым волновым сопротивлением. Конструкции разъемов, как правило, стандартизированы.

Для неподвижного соединения волноводов применяются специальные *фланцы*: контактные (плоские) и так называемые дроссельные.

Контактный фланец (англ. – *flange, cover-to-cover connection*) – это металлическая пластина с отверстиями, которую припаивают к конечной части волновода (рис.6.1,*а*). Фланцы соединяют с помощью болтов или струбцинок. Они могут иметь направляющие элементы (штифты), которые повышают точность соединения. В месте прилегания фланцев должен обеспечиваться хороший электрический контакт, иначе будет нарушена нормальная работа волновода на типах волн, которые возбуждают продольные составляющие тока в стенках. При этом возникают отражение волны в месте образованной нерегулярности, а также излучение электромагнитной энергии в окружающее пространство. Поэтому к качеству обработки контактной поверхности фланцев и ее чистоты предъявляются строгие требования. Основным достоинством контактных фланцев является независимость их работы от длины волны.

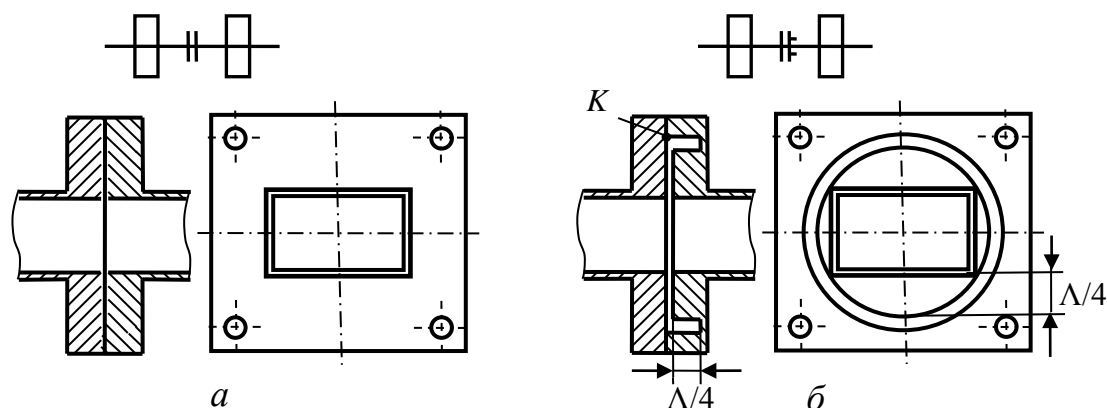


Рис.6.1. Фланцевые соединения: *а* – контактное; *б* – дроссельное

Дроссельно-фланцевое соединение (англ. – *cover-to-choke connection*) состоит из двух фланцев, один из которых обычный – контактный. Другой фланец

имеет кольцевую выточку вдоль оси волновода, как это показано на рис.6.1,б. Эта выточка образует короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии с волной H_{11} длиной $\Lambda/4$, где Λ соответствует центральной частоте рабочего диапазона. Таким образом, электрический контакт K находится в узле стоячей волны тока, Внутренняя область дроссельного фланца не имеет электрического контакта с плоским фланцем. Так образуется отрезок радиальной линии длиной $\Lambda/4$. В результате последовательного соединения двух четвертьволновых отрезков линий образуется полуволновый отрезок, который трансформирует короткое замыкание на внутренний периметр волновода.

Дроссельные фланцы не критичны к качеству механического контакта и небольших перекосов соединения, не снижают электрической прочности тракта. Однако существенным недостатком дроссельно-фланцевого соединения является их относительная частотная узкополосность. Такие соединения удовлетворительно работают в полосе около 15% от центральной частоты рабочего диапазона, хотя рабочая полоса частот тщательно отработанных соединений может практически достигать рабочего диапазона прямоугольного волновода.

Для круглых волноводов также могут использоваться как контактные, так и дроссельные фланцы.

Соединения коаксиальных линий выполняют с помощью штепсельных разъемов, части которых по аналогии называют вилка – розетка. Наиболее распространены так называемые *полярные разъемы*, у которых с одного конца центральный проводник заканчивается штырем (англ. – *male*), а с другого – гнездом (англ. – *female*). Конструктивно гнездо выполняют в виде цанги из пружинящего материала для обеспечения надежного гальванического контакта при соединении со штырем. Цанги имеют прорези, параллельные продольной оси линии, то есть они параллельны линиям высокочастотного тока. Разъем типа гнезда выполняется на приборах, поэтому его иногда называют приборным.

Для коаксиальных линий, которые работают с высокими уровнями мощности, применяют дроссельные соединения, принцип работы которых аналогичен принципу работы волноводных дроссельных соединений.

Особый интерес представляют подвижные соединения. К ним относятся гибкие волноводы и вращающиеся сочленения.

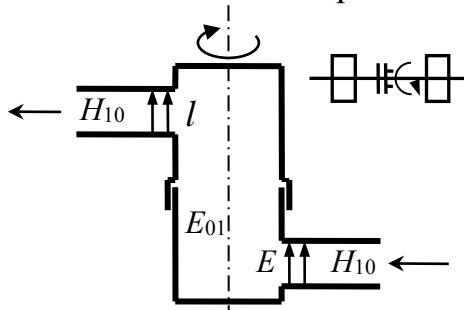


Рис.6.2. Вращающееся соединение

Для построения трактов сложной формы применяются гибкие волноводы. Преимущественно применяются *гофрированные* (англ. – *corrugated*) и *сетчатые* волноводы прямоугольного или эллиптического сечения.

Вращающиеся сочленения (англ. – *rotary joint*) должны обеспечивать поворот одной части тракта относительно другой без нарушения электрического контакта и качества согласования. Волноводное вращающееся соединение схематически изображено на рис.6.2. Здесь волна H_{10} , которая распространяется в прямоугольном волноводе, трансформируется в осесимметричную волну E_{01} в

круглом волноводе. Два отрезка круглых волноводов соединяются между собой с помощью дроссельной муфты, поэтому качество контакта мало влияет на работу устройства. В круглом волноводе возможно использование также волны типа H_{11} с круговой поляризацией поля. По рассмотренному принципу конструируют и коаксиальные соединения с T -волной. Для низких уровней мощности применяют также бездрессельные вращающиеся сочленения с трущимися контактами.

Контрольные вопросы

1. Какова конструкция дроссельных фланцев, и какие физические принципы положены в основу их работы?
2. Какие требования выдвигают при изготовлении контактных фланцев?
3. На каком типе волны работает вращающееся соединение волноводов?
4. Какова конструкция полярного коаксиального разъема, что такое цанга?

6.2. Переходы между линиями разных типов

Одними из распространенных типов четырехполосников являются переходы между линиями разных типов, которые еще называют *преобразователями* или *трансформаторами типов волн*. Их назначение: уменьшить отражение от соединения линий разных типов за счет ограничения образования нерабочих типов волн.

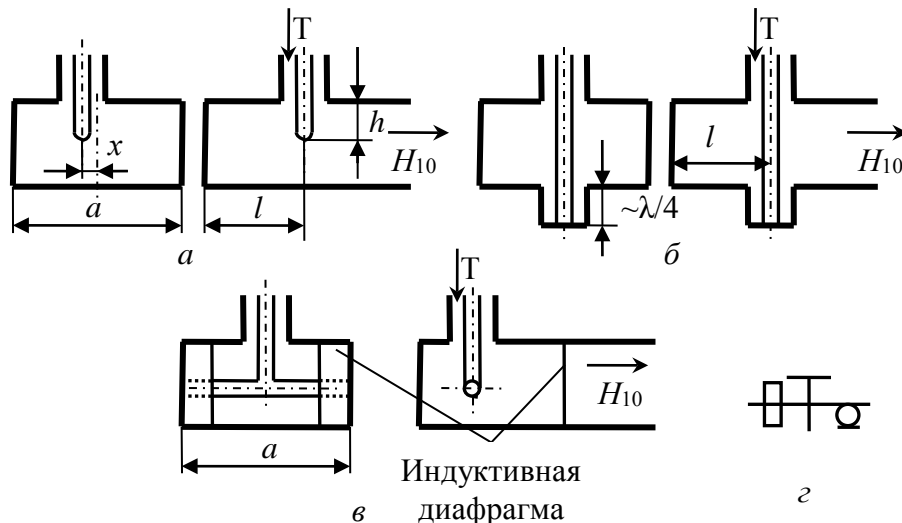


Рис.6.3. Коаксиально-волноводные переходы:
 а – зондовый; б – с последовательным шлейфом;
 в – с поперечным стержнем; z – обозначение в схемах

Возбуждение прямоугольного волновода от коаксиальной линии с T -волной выполняют с помощью *коаксиально-волноводного перехода* – КВП (англ. – *waveguide-to-coaxial adapter*). Наиболее распространенными конструкциями КВП являются зондовый и переход с поперечным стержнем. В *зондовом переходе* (рис.6.3,а) возбуждающий зонд вводят через широкую стенку волно-

вода перпендикулярно к ней. Зонд является продолжением внутреннего проводника коаксиальной линии. Согласование достигается регулированием длины зонда h и расстояний l и x . Увеличение диаметра зонда позволяет расширить полосу удовлетворительного согласования. Рассмотренный зондовый переход

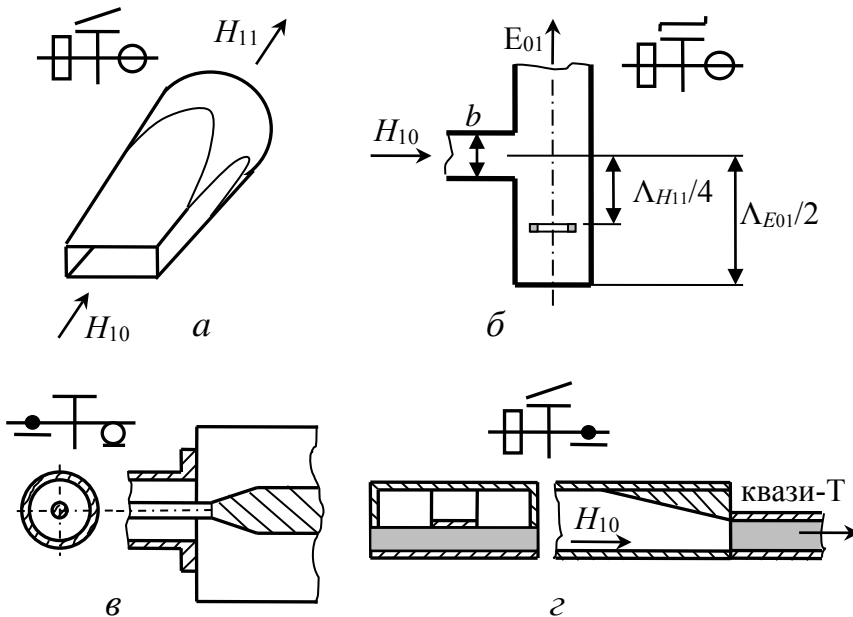


Рис.6.4. Переходы между линиями разных типов:

- a, б* – между прямоугольным и круглым;
- в* – коаксиально-микрорисковый;
- z* – волноводно-полосковый

с поперечным стержнем (рис.6.3,в), дополненный индуктивной диафрагмой. В такой конструкции относительная полоса частот согласования достигает около 15%.

Возбуждение волны основного типа H_{11} в круглом волноводе возможно с помощью плавного перехода от прямоугольного волновода с волной H_{10} , как это показано на рис.6.4,а.

На рис.6.4,б изображен один из способов возбуждения осесимметричной волны E_{01} в круглом волноводе от прямоугольного волновода с волной H_{10} . Здесь прямоугольный волновод соединяется с круглым через поперечную щель. Круглый волновод закорачивается с одной стороны на расстоянии $\Lambda_{E_{01}}/2$. Для подавления паразитной волны H_{11} , которая также возбуждается щелью, в короткозамкнутом отрезке круглого волновода размещено тонкое металлическое кольцо. Кольцо расположено на расстоянии $\Lambda_{H_{11}}/4$ от центра щели. Оно действует на волну H_{11} как короткозамыкатель. На волну E_{01} кольцо практически не влияет, поскольку силовые линии электрического поля этой волны перпендикулярны проводнику кольца. Такие трансформаторы применяются, в частности, во вращающихся соединениях (рис.6.2).

обеспечивает КСВ, меньший 1,05 в полосе 15–20%. Основным недостатком такого КВП является снижение электрической прочности из-за концентрации электрического поля возле конца зонда. Указанного недостатка лишен зондовый КВП с последовательным шлейфом (рис.6.3,б). Однако рабочая полоса частот такого перехода не превышает 7%.

Лучшие характеристики по согласованию и электрической прочности имеет пере-

Устройство для возбуждения полосковой линии с помощью коаксиальной линии показано на рис.6.4,в. Скосы на концах полоскового проводника обеспечивают улучшение согласования.

Соединение полосковой линии с прямоугольным волноводом осуществляется через плавный или ступенчатый переход на П-образном волноводе. При этом предотвращают паразитное излучение из открытого конца волновода. На рис.6.4,г изображена конструкция плавного волноводно-полоскового перехода.

В случаях, когда необходимо возбудить волну неосновного типа, для подавления волн других типов, способных распространяться в волноводе, используют специальные фильтры – так называемые фильтры типов волн. *Фильтры типов волн* (англ. – *mode filter*) бывают поглощающего и отражательного типов.

Поглощающие (англ. – *dissipative*) фильтры представляют собой покрытые слоем поглощающего материала тонкие диэлектрические пластины, расположенные ортогонально силовым линиям электрического поля волне рабочего типа. При этом рабочий тип волны не возбуждает в поглощающем материале

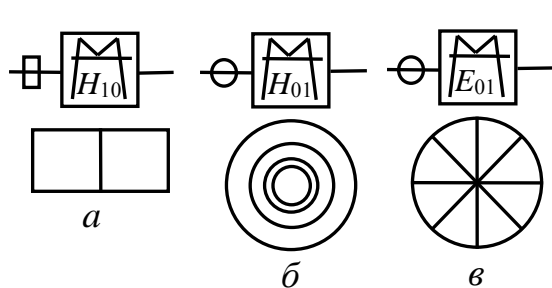


Рис.6.5. Фильтры типов волн:

- a* – H_{10} прямоугольного волновода;
- б* – H_{01} круглого волновода;
- в* – E_{01} круглого волновода

токов проводимости и не ослабляется фильтром. На рис.6.5 изображены фильтры для поглощения волны H_{10} в прямоугольном волноводе (*a*), волны H_{01} (*б*) и волны E_{01} (*в*) в круглом волноводе.

Отражающие (англ. – *reflecting*) фильтры типов волн содержат в плоскости поперечного сечения тонкие металлические проводники, параллельные силовым линиям электрического поля, которое желательно отразить. Волны рабочего типа не возбуждают в проводниках токи и проходят через решетку практически без отражения.

Волны нежелательного типа, в которых векторы электрического поля направлены вдоль проводников, возбуждают в них токи и отражаются решеткой. Так решетка из кольцевых проводников в круглом волноводе (рис.6.5,б) пропускает волну E_{01} и сильно отражает волну H_{01} , а решетка из радиальных проводников (рис.6.5,в) пропускает волну H_{01} и наиболее интенсивно отражает волну E_{01} .

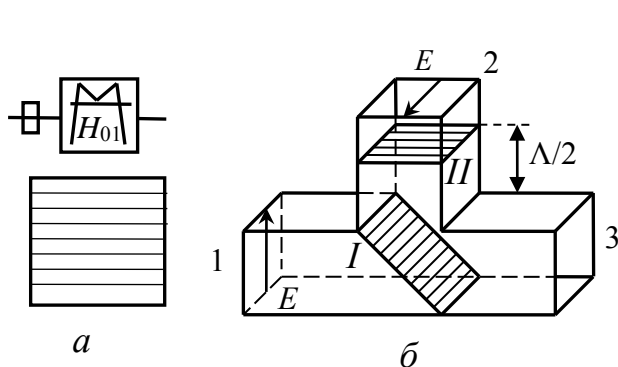


Рис.6.6. Поляризационный фильтр типов волн: *a* – на прямоугольном волноводе; *б* – на Т-подобном соединении

На рис.6.6,а изображен *поляризационный* (англ. – *polarization*) фильтр, который пропускает в квадратном волноводе волну H_{10} и отражает волну H_{01} . В частности, фильтры этого типа широко применяются для объединения или разделения каналов передачи и приема с ортогональными поляризациями. На рис.6.6,б схематически изображен поляризационный фильтр, который состоит из Т-образного соединения

квадратных волноводов и двух отражательных фильтров, аналогичных изображенным на рис.6.6,*a*. От передатчика волна основного типа с вертикальным вектором электрического поля подается в плечо 1, пропускается фильтром *I* и полностью отражается фильтром *II* как от короткозамыкателя. Нулевое сопротивление, которое оказывает для этой волны фильтр *II*, трансформируется на внутренний периметр волновода 1–3, и волна практически полностью проходит из плеча 1 в плечо 3 и излучается антенной.

Принятое антенной электромагнитное поле подается в плечо 3 в виде волны основного типа с горизонтальным вектором электрического поля, которая отражается фильтром *I* и пропускается фильтром *II*. Для этой волны плечи 3, 2 и наклонная отражающая решетка *I* образуют угловой поворот в плоскости *H*. Этот поворот проектируют так, чтобы из плеча 3 волна практически полностью проходила в плечо 2, к которому подключен приемник.

Контрольные вопросы

1. Какие конструкции коаксиально-волноводных переходов (КВП) наиболее распространены?
2. Какая конструкция КВП имеет наибольшую электрическую прочность?
3. Какая конструкция КВП имеет наихудшую электрическую прочность?
4. Какая конструкция КВП имеет наименьшее значение КСВ?
5. Какие типовые значения КСВ для КВП?
6. Какие типовые значения полосы рабочих частот для КВП?
7. Какая конструкция КВП имеет наибольшее значение полосы рабочих частот?
8. Что представляет собой поляризационный фильтр типов волн?
9. Для каких типов волн существуют поляризационные фильтры, и каковы их конструкции?

6.3. Нерегулярности в волноводе

Под *нерегулярностями* (англ. – *discontinuity*) в волноводах понимают любые нарушения регулярности, например изменение поперечного сечения, излом оси волновода и т.п. Строгое исследование влияния нерегулярности на характеристики волновода – сложная задача. Рассмотрим общие свойства распространенных нерегулярностей в прямоугольном волноводе, который работает на волне H_{10} . Поскольку потерями в таких нерегулярностях для большинства практических случаев можно пренебречь, то их называют реактивными. Реактивные нерегулярности применяются, прежде всего, для согласования СВЧ трактов в случае комплексных нагрузок.

Тонкая *индуктивная диафрагма* (англ. – *inductive diaphragm*) образуется тонкими металлическими пластинами, которые примыкают к узким стенкам волновода (рис.6.7,*a*). Поскольку вблизи узких стенок локализуется магнитное поле волны H_{10} , диафрагма преимущественно взаимодействует с этим полем, и ее эквивалентная проводимость носит индуктивный характер.

Тонкая емкостная диафрагма показана (англ. – *capacitive diaphragm*), она образована тонкими металлическими пластинами, которые примыкают к широким стенкам волновода (рис.6.7,б) и преимущественно взаимодействует с электрическим полем волны H_{10} . Потому эквивалентная проводимость диафрагмы носит емкостной характер.

Резонансное окно (англ. – *resonant iris*) можно рассматривать как наложение емкостной и индуктивной диафрагм (рис.6.7,в). Ее эквивалентная схема содержит параллельный колебательный контур, включенный в линию параллельно. На резонансной частоте сопротивления контура равно бесконечности и электромагнитная волна, которая распространяется в волноводе, проходит диафрагму без отражения. Резонансные окна применяются, в частности, для разделения вакуумной части от остальной части СВЧ тракта. При этом в окне размещается диэлектрик.

Индуктивный штырь (рис.6.7,г) – круглый проводник, установленный по направлению электрического поля и соединенный с широкими стенками волновода. В нем течет ток, направленный вдоль оси. Этот ток возбуждает магнитное

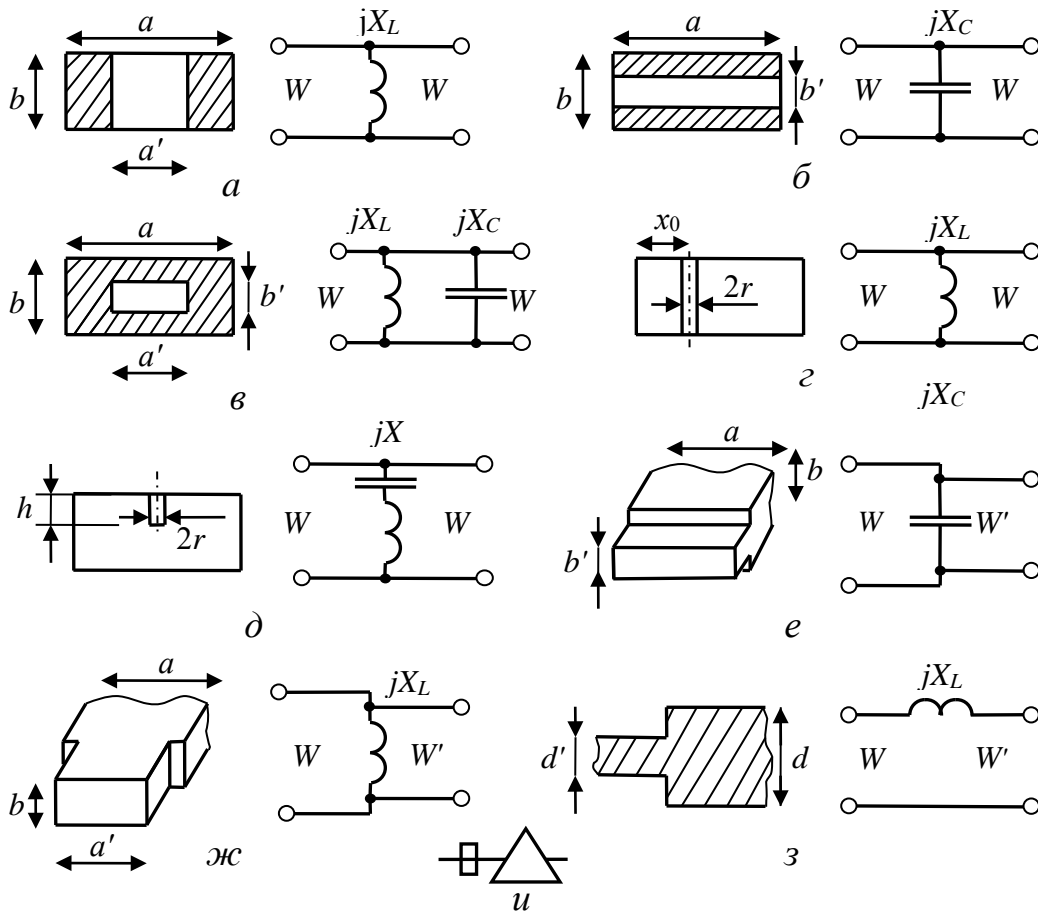


Рис.6.7. Реактивные нерегулярности в волноводе:

a – индуктивная диафрагма; b – емкостная диафрагма; $в$ – резонансное окно; $г$ – индуктивный штырь; $д$ – емкостной штырь; $е$ – емкостная ступенька; $ж$ – индуктивная ступенька; $з$ – скачок поперечного сечения полосковой линии; u – обозначение на схемах

поле, в котором накапливается энергия, потому эквивалентная проводимость носит индуктивный характер.

Емкостной штырь (рис.6.7,д) – круглый проводник, установленный по направлению электрического поля и соединенный с широкой стенкой волновода. Эквивалентная схема имеет вид последовательного резонансного контура, включенного в линию параллельно. Емкость штыря связана с концентрацией электрического поля возле его разомкнутого конца. При некоторой высоте штыря h (близкой к $\lambda_0 / 4$) проводимость последовательного контура стремится к бесконечности и волновод закорачивается. Более короткие штыри имеют емкостную проводимость, если высота штыря превышает резонансную, то проводимость штыря приобретает индуктивный характер. Емкостные штыри преимущественно применяются как регулируемые реактивные элементы, которые вводят в волновод с помощью резьбовых отверстий в широкой стенке.

На рис.6.7,е,ж приведены примеры ступенчатых соединений прямоугольных волноводов разного сечения, а на рис.6.7,з – полосковых линий разной ширины. Эквивалентные схемы таких нерегулярностей имеют вид соединения длинных линий с разным волновым сопротивлением. Нерегулярности, которые возникают в месте соединения, вызывают появление реактивностей в этих схемах. Величины реактивного сопротивления рассмотренных нерегулярностей зависят от геометрических размеров физической неоднородности.

Контрольные вопросы

1. Что представляет собой тонкая диафрагма?
2. Какие диафрагмы называют индуктивными и почему?
3. Какие диафрагмы называют емкостными и почему?
4. Что обозначают термины «индуктивный» и «емкостной» характер сопротивления (проводимости)?
5. Что представляет собой «резонансное окно»?
6. Почему емкостные диафрагмы не используются на практике в СВЧ трактах высокой мощности?
7. Можно ли согласовать с помощью емкостной (индуктивной) диафрагмы емкостную (индуктивную) нагрузку?
8. При каких условиях вертикальный штырь имеет индуктивный (емкостной) характер?
9. Какова эквивалентная схема соединения двух линий передачи разного сечения?

6.4. Изгибы и скрутки волноводов

Изгибы или *повороты* (англ. – *bend*) применяются для изменения направления потока электромагнитной энергии в линиях передачи. Прямоугольные волноводы могут быть изогнуты в плоскости электрического поля (изгиб в E -плоскости) и в плоскости магнитного поля (изгиб в H -плоскости) волны типа

H_{10} . Такие изгибы являются протяженными нерегулярностями, которые влияют на отражение и затухание волн в волноводах.

В плавных изгибах (рис.6.8,*а*) область нерегулярности начинается с точки искривления оси волновода и может быть существенно уменьшена, если длина средней линии изгиба кратна $l_{\text{ср}} = n \frac{\Lambda}{2}$, где Λ – длина волны в волноводе, $n = 1, 2, \dots$.

Для уменьшения габаритных размеров волноводных устройств вместо плавных изгибов применяются уголкового изгибы (рис.6.8,*б*). Для компенсации нерегулярности, вносимой уголком, применяется двойной поворот со средней длиной промежуточного участка, равной $\Lambda/4$, а кроме того вводят подстроечные штыри (рис.6.8,*в*).

Скрутки (англ. – *waveguide twist*) применяются для изменения плоскости поляризации волны H_{10} прямоугольного волновода. При этом направление продольной оси волновода остается неизменным, а его поперечное сечение плавно поворачивается в поперечной плоскости (рис.6.8,*г*).

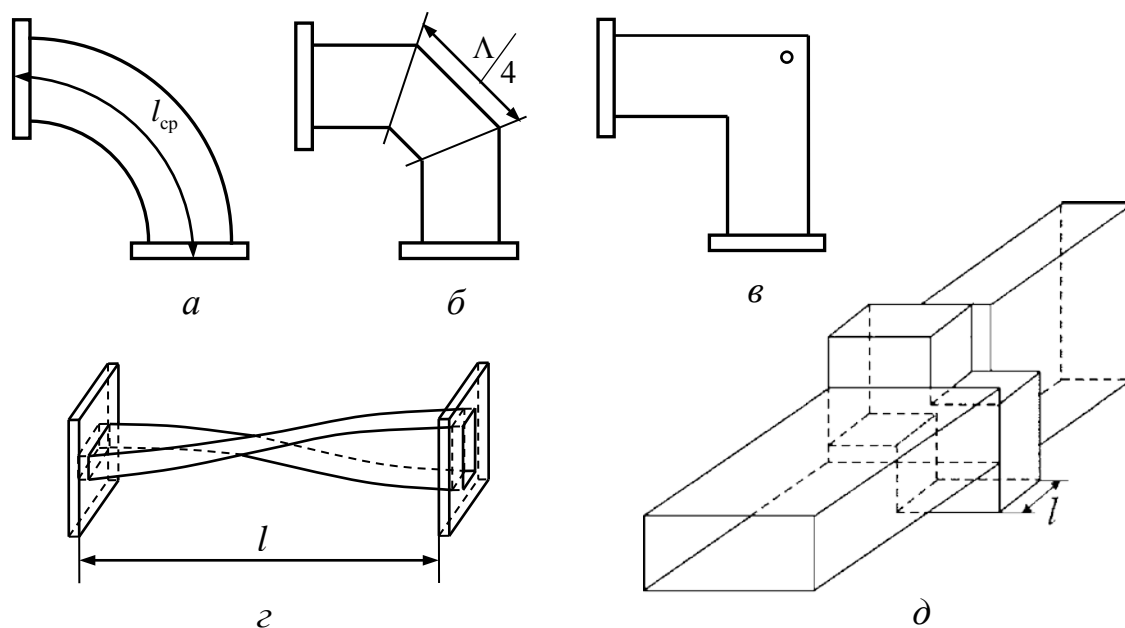


Рис.6.8. Волноводные изгибы и скрутки:

а – плавный изгиб; *б* – уголкового изгиб; *в* – прямоугольного изгиб;
г – плавная скрутка; *д* – компактная ступенчатая скрутка

Для получения минимального отражения в широкой полосе частот длина скрутки в случае поворота на 90° должна составлять $l \geq 2 - 3\Lambda$. В круглых волноводах для изменения плоскости поляризации волны H_{11} размещают по диаметру тонкую металлическую пластину, скрученную вдоль оси волновода, Длина пластины также должна составлять $l \geq 2 - 3\Lambda$.

Плавные волноводные скрутки имеют довольно большую геометрическую длину. Для того чтобы типичные скрутки обеспечивали КСВ меньше чем 1,1 практически во всем рабочем диапазоне волновода, они должны иметь длину около десяти длин волн.

Для уменьшения габаритов 90° скруток было разработано много типов ступенчатых скруток. Например, 90° скрутка с 4 развернутыми волноводными секциями обеспечивает $K_{\text{ст}} < 1,01$ в полосе частот 40% и имеет общую длину $1,86 \lambda$.

Еще меньшую длину имеют компактные преобразователи на основе секций квадратных волноводов со срезанным углом (рис.6.8,д). Длину l и поперечные размеры секций выбирают таким образом, чтобы электромагнитные поля на входе и выходе трансформирующей секции были повернуты на 90° . Такие скрутки обеспечивают уровень $K_{\text{ст}} < 1,1$ в полосе частот 30%, $K_{\text{ст}} < 1,02$ – в полосе 16% при длине трансформирующей области примерно в 5 раз меньшей, чем длина волны прямоугольного волновода на центральной частоте рабочего диапазона. Такие устройства были разработаны известными украинскими учеными Кириленко А.А. и Рудем Л.А. [1, 2]

Контрольные вопросы

1. С какой целью применяются волноводные повороты?
2. Почему длину плавного изгиба выбирают $l_{\text{ср}} = n \frac{\Lambda}{2}$?
3. Почему длину средней секции уголкового изгиба выбирают $\Lambda/4$?
4. Чему равно типичное значение длины стандартной волноводной скрутки?
5. Какие особенности конструкции скрутки на круглом волноводе для волны H_{11} ?
6. Какое отношение длины стандартной волноводной скрутки к длине скрутки с 4 повернутыми волноводными секциями на частоте 10 ГГц при размерах сечения волновода 23×10 мм?
7. Какое отношение длины стандартной волноводной скрутки к длине преобразователя на основе секций квадратных волноводов со срезанным углом на частоте 10 ГГц при размерах сечения волновода 23×10 мм?

6.5. Атенюаторы

Атенюатор (англ. – *attenuator*) – это взаимный четырехполюсник, который ослабляет амплитуду электромагнитной волны на некоторую фиксированную или регулируемую величину. Атенюаторы (ослабители) предназначены для управления (уменьшения) мощности волны, которая проходит вдоль линии передачи. Идеальным аттенюатором является четырехполюсник с нулевым вносимым фазовым сдвигом и механически или электрически регулируемым ослаблением.

Аттенюаторы применяются в схемах СВЧ приемников для установки уровня сигнала в смесителе путем регулирования мощности гетеродина, в измерительной технике их применяют для обеспечения необходимого уровня сигнала в разнообразных измерительных приборах (измерительная линия, волномер, измеритель мощности некоторого высокого уровня и др.). Ослабление сигнала необходимое, в частности, для обеспечения развязки между генератором и нагрузкой, то есть для исключения влияния нагрузки на мощность и частоту колебаний генератора. Аттенюаторы применяются также для согласования СВЧ устройств, уровней сигналов.

Матрица рассеяния идеального фиксированного аттенюатора имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-a} \\ e^{-a} & 0 \end{bmatrix}, \quad (6.1)$$

где, $a = 10^{(A/20)}$; $A = -10 \lg(P_{\text{ввых}} / P_{\text{вх}}) = -20 \lg |s_{21}|$ – ослабление в децибелах.

Нулевое значение диагональных элементов свидетельствует о том, что аттенюатор должен быть согласованным с обоих плеч. Ослабление A в рабочей полосе частот должно оставаться постоянным, а фазовый сдвиг φ – пропорциональным частоте. Для регулируемого аттенюатора φ не должен зависеть от установленного ослабления A .

Основными параметрами переменных аттенюаторов являются диапазон и точность изменения вносимого ослабления, КСВ, рабочая полоса частот, погрешность установки ослабления, допустимая рассеиваемая мощность.

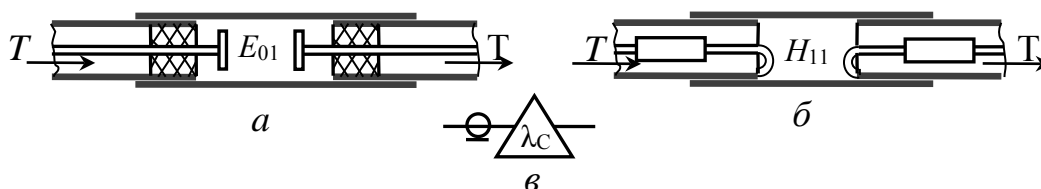


Рис.6.9. Коаксиальные аттенюаторы предельного типа:

a – с емкостной связью; *б* – с индуктивной связью;
в – обозначение на схемах

В *предельных* (англ. – *cutoff*) переменных аттенюаторах используется явление экспоненциального ослабления волн в режиме отсечки $|E(l)| = |E_0| \exp(-\alpha l)$. При $\lambda \gg \lambda_{\text{кр}}$ коэффициент затухания $\alpha \approx 2\pi / \lambda_{\text{кр}}$, то есть он практически не зависит от частоты. Это можно доказать следующим образом. Постоянную распространения в линии передачи $\gamma = \alpha + j\beta$ можно представить в виде

$$\gamma = j \frac{2\pi}{\Lambda} = j \left(\frac{2\pi}{\lambda} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2}, \quad (6.2)$$

где $\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda / \lambda_{кр})^2}$ – длина волны в линии передачи.

На частотах таких, что $\lambda > \lambda_{кр}$, выражение под корнем в (6.11) становится отрицательным, вследствие этого

$$\alpha = \frac{2\pi}{\lambda} \sqrt{\left(\frac{\lambda}{\lambda_{кр}}\right)^2 - 1} \approx \frac{2\pi}{\lambda_{кр}} ; \quad \beta = 0. \quad (6.3)$$

Теперь ослабление можно представить в виде

$$A = -20 \lg \exp(-\alpha L) = 20\alpha L \lg e \cong 8,68\alpha L. \quad (6.4)$$

Из (6.4) видно, что вносимое ослабление практически линейно зависит от длины волновода, который работает в режиме отсечки. На рис.6.9 схематически изображены варианты предельных аттенюаторов для коаксиальной линии. Для согласования по входу и выходу аттенюатор с емкостной связью (рис.6.9,а) оснащен диэлектрическими шайбами. В аттенюаторе с индуктивной связью (рис.6.9,б) в разрывы центрального проводника включены резисторы с сопротивлением, равным волновому сопротивлению коаксиальной линии. Регулирование ослабления осуществляют осевым перемещением линий. Главным недостатком предельных аттенюаторов является большое начальное ослабление из-

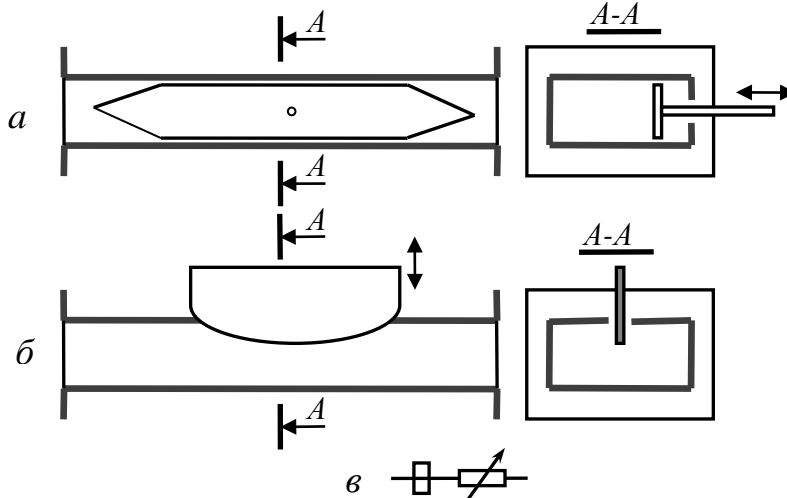


Рис.6.10. Аттенюаторы поглощающего типа:
а – с поглощающей пластиной; б – ножевого типа;
в – обозначение на схемах

за потерь в согласующих элементах. Кроме того, в случае малого расстояния между элементами связи вносимое ослабление изменяется нелинейно из-за присутствия высших типов колебаний возле возбуждающих элементов. Поэтому начальное расстояние между элементами связи выбирают таким, чтобы соответствующее ослабление составляло 15–30 дБ, а верхнее граничное значение ослабления превышало 100 дБ.

Принцип действия аттенюаторов *поглощающего* (англ. – *absorptive*) типа основан на внесении в отрезок линии поглощающих тел (пластин). Перемещение этих пластин из области слабого электрического поля в область сильного позволяет изменять затухание. На рис.6.10,а изображен волноводный аттенюатор с поглощающей пластиной. Пластина закреплена на тонком стержне из диэлектрика. Стержень связан с механизмом, который обеспечивает перемещение пластины в поперечном сечении волновода. Внесенное ослабление определяют

за потерь в согласующих элементах. Кроме того, в случае малого расстояния между элементами связи вносимое ослабление изменяется нелинейно из-за присутствия высших типов колебаний возле возбуждающих элементов. Поэтому начальное расстояние между элементами связи выбирают таким, чтобы соответствующее ослабление составляло 15–30 дБ, а верхнее граничное значение ослабления

по калибровочным таблицам. Ослабление таких аттенуаторов может изменяться от 0,5 до 50 дБ.

На рис.6.10,б изображен аттенуатор *ножевого* (англ. – *fin, flap*) типа. В нем поглощающая пластина вводится в волновод через продольную щель в середине широкой стенки прямоугольного волновода. Такая щель не пересекает поперечные токи, которые текут в стенках волновода с волной H_{10} , потому она практически не излучает. Основной недостаток аттенуаторов поглощающего типа состоит в зависимости фазового сдвига от внесенного ослабления.

Аттенуатор *поляризационного* (англ. – *polarization*) типа состоит из трех секций (рис.6.11,а), причем крайние секции *I* и *III* являются переходами от прямоугольного волновода к круглому и закреплены неподвижно. Средняя секция *II* представляет собой отрезок круглого волновода. Она может вращаться вокруг продольной оси. Каждая секция содержит поглощающие пластины с поверхностным сопротивлением в несколько сотен ом на квадратный сантиметр. В крайних секциях пластины размещены параллельно широким стенкам волновода и служат соответственно в качестве фильтра и поляризатора. Волна H_{10} прямоугольного волновода в секции *I* трансформируется в волну H_{11} круглого волновода. Ее можно разложить на две составляющие, как это показано на рис.1.11,б. Составляющая вектора электрического поля, параллельная поглощающей пластине секции *II*, поглощается. Другая составляющая, которая равна

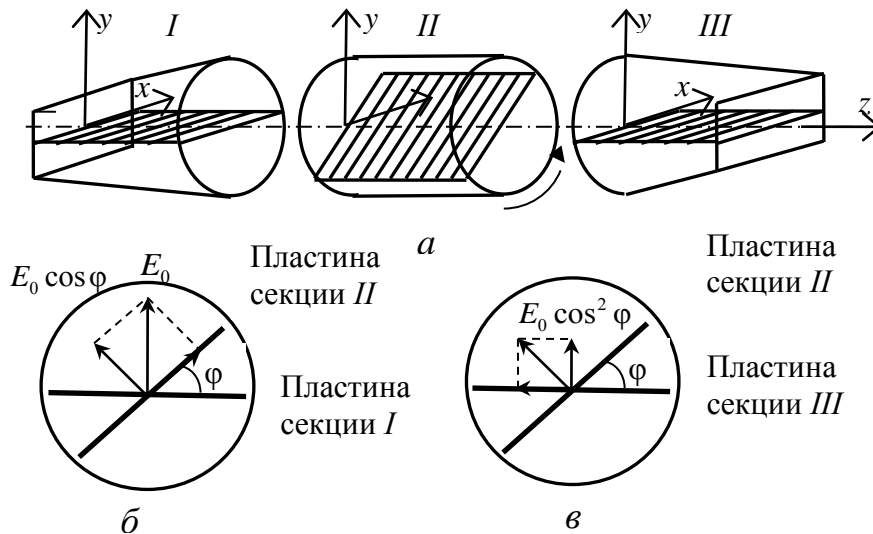


Рис.6.11. Аттенуатор поляризационного типа:
a – конструкция; *б* – поле на входе; *в* – поле на выходе

$E_0 \cos \varphi$, перпендикулярна плоскости пластины и проходит секцию *II* с минимальными потерями.

В секции *III* волну с амплитудой $E_0 \cos \varphi$ можно также разложить на две составляющие, одна из которых, равная $E_0 \cos^2 \varphi$, перпендикулярна пластине секции *III* (рис.6.11,в) и проходит без ослабления в секцию *III*, а вторая, параллельная пластине, поглощается. Таким образом, ослабление, которое вносится аттенуатором, можно записать в виде

$$A = A_0 - 20 \lg(\cos^2 \varphi), \quad (6.5)$$

где A_0 – начальное ослабление при $\varphi = 0$.

То обстоятельство, что ослабление, вносимое поляризационным аттенюатором, зависит только от угла поворота пластины φ , который может быть установленный довольно точно, позволяет строить на основании рассмотренного принципа *прецизионные* (англ. – *fine*) аттенюаторы. Поляризационные аттенюаторы, например сантиметрового диапазона, имеют диапазон изменения ослабления от 1 до 60 дБ при погрешности установки для малых значений ослабления, не более 0,5 дБ, КСВ не превышает 1,15.

Контрольные вопросы

1. Какой элемент СВЧ техники называется аттенюатором?
2. Какой вид имеет матрица рассеяния идеального аттенюатора?
3. Какие параметры характеризуют свойства аттенюатора?
4. Зачем нужно обеспечивать согласование аттенюатора?
5. Какие основные применения аттенюаторов?
6. Какие физические принципы положены в конструкцию аттенюаторов?
7. Какой принцип работы предельного аттенюатора?
8. Какие типичные значения параметров предельного аттенюатора?
9. Каков принцип работы аттенюатора поглощающего типа?
10. Изменяется ли фаза электромагнитной волны при прохождении через поглощающий аттенюатор?
11. Каков принцип работы поляризационного аттенюатора?

6.6. Фазовращатели

Фазовращатели (англ. – *phase shifter, phaser*) предназначены для плавного или дискретного изменения фазы электромагнитной волны. Фазовращатели широко применяются в разнообразных устройствах техники СВЧ: радиоприемниках, измерительных установках, антенных системах, антенных решетках для формирования требуемой диаграммы направленности, направленных ответвителях с регулируемой связью, согласующих устройствах и др.

Идеальная матрица рассеяния взаимного фазовращателя имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\Delta\varphi} \\ e^{-j\Delta\varphi} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6.6)$$

Различают механические и электрические фазовращатели. Работа фазовращателя базируется на изменении электрической длины отрезка линии передачи

$$\varphi = \beta l = \frac{2\pi l}{\lambda} \sqrt{\varepsilon - (\lambda / \lambda_{кр})^2} \quad (6.7)$$

путем изменения геометрической длины l , критической длины волны $\lambda_{кр}$ или эффективной диэлектрической проницаемости среды ϵ , которая заполняет линию.

Основные требования к фазовращателям: регулируемое изменение фазы электромагнитной волны (как правило, от 0 до 180°); незначительная величина вносимого ослабления; для фазовращателей, работающих в условиях высоких уровней мощности, достаточная электрическая прочность.

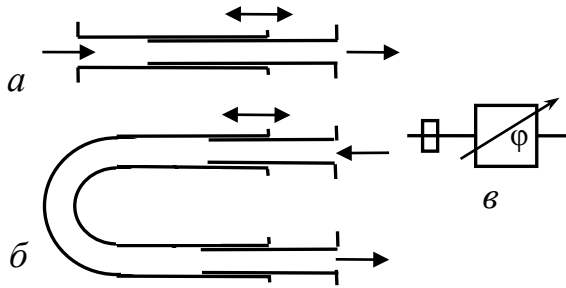


Рис.6.12. Механические фазовращатели:
 а – раздвижной; б – тромбонный;
 в – обозначение на схемах

Рассмотрим принцип работы и конструктивные особенности наиболее распространенных типов механических фазовращателей.

На рис.6.12,а-б изображены конструкции фазовращателей соответственно *раздвижного* и *тромбонного* типов. В них фазовый сдвиг регулируется путем перемещения подвижной секции. Фазовращатели этого типа

обеспечивают изменение фазы в широких пределах. К недостаткам следует отнести нестабильность работы из-за наличия трущихся контактов.

Пластинчатый фазовращатель на основе прямоугольного волновода с волной H_{10} содержит тонкую диэлектрическую пластину, размещенную параллельно узкой стенке, фазовый сдвиг зависит от положения пластины, он будет максимальным в случае расположения пластины посередине волновода. Фазовый сдвиг зависит также от частоты, поэтому при работе в диапазоне частот следует вносить поправку к градуировке фазовращателя. Конструкции пластинчатых фазовращателей напоминают конструкции поглощающих аттенюаторов (см. рис.6.10). Материалом для изготовления пластин являются диэлектрики с малыми потерями (фторопласт, полистирол, кварц и др.). С целью уменьшения отражения длину пластины выбирают кратной числу полуволн в

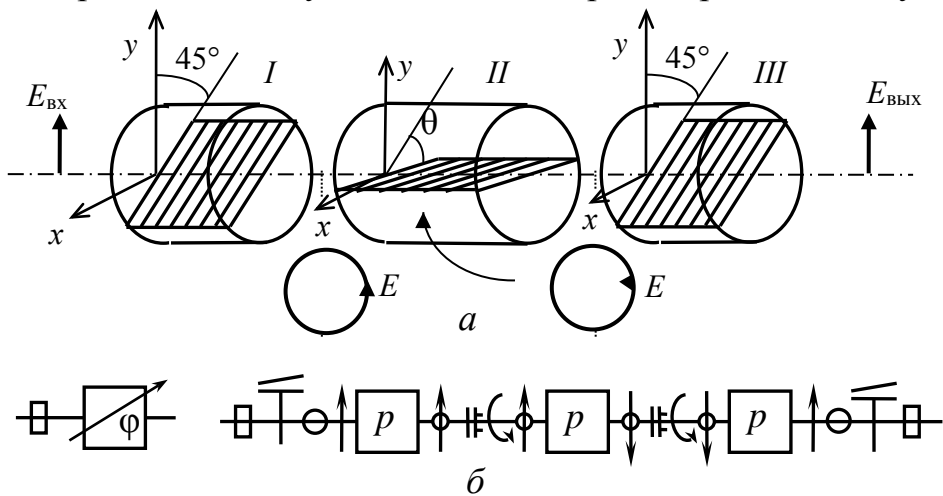


Рис.6.13. Поляризационный фазовращатель:
 а – конструкция; б – обозначение на схемах

волноводе, а концы пластины или скашивают, или их оснащают четвертьволновые выступами.

Поляризационный фазовращатель состоит из трех секций (рис.6.13), которые представляют собой секции *дифференциального фазового сдвига* (ДФС).

Секции ДФС широко применяются в технике СВЧ. Они предназначены для задержки волны одной линейной поляризации относительно волны ортогональной линейной поляризации. Наиболее простая конструкция секции ДФС имеет вид круглого волновода с диэлектрической пластиной с малыми потерями. Существуют и другие конструкции секций ДФС, например в виде квадратного волновода с металлическими ребрами.

Принцип работы секции ДФС с диэлектрической пластиной состоит в том, что волна с линейной поляризацией, параллельной пластине, получает дополнительное запаздывание на величину дифференциального фазового сдвига φ по отношению к волне с ортогональной поляризацией $\varphi = (\beta_1 - \beta_2)l$, где l – длина пластины; β_1 и β_2 – коэффициенты фазы для волн соответственно с параллельной и ортогональной поляризациями. Наиболее распространены секции ДФС с параметрами $\varphi = 90^\circ$ (90° -секция, или четвертьволновая пластина) и $\varphi = 180^\circ$ (180° -секция, или полуволновая пластина).

В поляризационном фазовращателе (рис.6.13) крайние 90° -секции неподвижны. Плоскости их пластин параллельны между собой и повернуты на угол 45° по отношению к плоскости поляризации падающей и отраженной волн. В практических конструкциях фазовращателей эти секции имеют переходы между прямоугольным волноводом с волной H_{10} и круглым волноводом с волной H_{11} (на рисунке не показаны). Средняя 180° -секция включается через дроссельные вращающиеся сочленения и может свободно вращаться вокруг оси в обе стороны.

Входная 90° -секция представляет собой поляризатор, она трансформирует линейно поляризованную волну в волну с круговой поляризацией. Роль средней 180° -секции сводится к изменению направления вращения плоскости поляризации. Потому поворот средней секции оказывается эквивалентным внесению дополнительного фазового сдвига, который равен удвоенному углу поворота 2θ . И, наконец, роль выходной 90° -секции состоит в обратном преобразовании волны с круговой поляризацией в волну с линейной поляризацией.

Фазовый сдвиг, внесенный поляризационным фазовращателем, практически не зависит от частоты и может

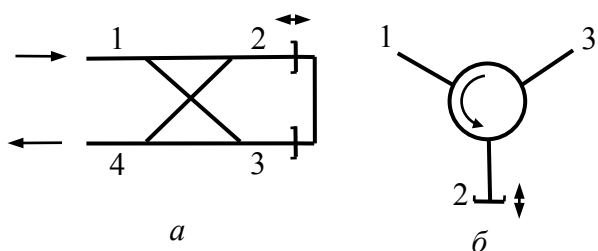


Рис.6.14. Отражательные фазовращатели:

а – на основе шелевого моста;

б – на основе Y -циркулятора

быть установлен с точностью до доли градуса.

Фазовращатель *отражающего* типа – это собственно двухполюсник, с помощью которого можно регулировать фазу коэффициента отражения, при этом его модуль близок к единице. Идеальный отражающий фазовра-

щатель – переменное реактивное сопротивление, которое может быть реализовано в виде короткозамкнутого или разомкнутого шлейфа переменной длины. С дополнительными элементами фазовращатель отражающего типа превращается в фазовращатель проходного типа.

Принцип действия фазовращателя проходного типа, функциональная схема которого изображена на рис.6.14,а, основан на отражении электромагнитной волны от подвижных короткозамыкателей, размещенных в двух плечах щелевого моста. Короткозамыкатели размещены на одном расстоянии от щели связи и перемещаются вместе. Волна, которая подается в плечо 1, делится пополам поровну на парциальные части в плечах 2 и 3, но со сдвигом 90° . Волны, отраженные короткозамыкателями, снова делятся поровну мостом. Благодаря фазовым соотношениям между парциальными волнами в плече 1 отраженные волны компенсируют друг друга, а вся мощность поступает в выходное плечо 4. В случае изменения положения короткозамыкателей на расстояние l фаза волны, которая выходит из плеча 4, получает фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 4\pi l / \Lambda$.

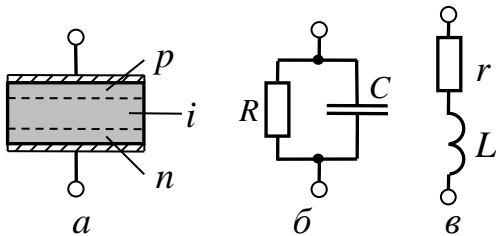


Рис.6.15. Коммутационный диод $p-i-n$ типа: а – конструкция; б – эквивалентная схема закрытого диода; в – эквивалентная схема открытого диода

ляют примерно 0,2 дБ.

Несколько большие потери (до 1 дБ) имеет фазовращатель проходного типа на основе ферритового циркулятора (рис.6.14,б).

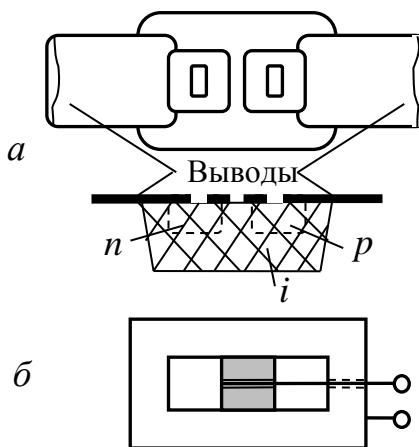


Рис.6.16. Включения $p-i-n$ диодов в тракт: а – полосковый; б – волноводный

В практических конструкциях отражательных фазовращателей на основе щелевого моста, возможна нелинейная зависимость фазового сдвига от перемещения короткозамыкателей. Однако выбором толщины общей широкой стенки между волноводами щелевого моста можно получить практически линейную зависимость [3]. Фазовращатель такой конструкции может выдерживать большой уровень мощности, потери составляют

примерно 0,2 дБ. Фазовращатели с электрическим управлением преимущественно реализуются на основе коммутационных диодов СВЧ. Наиболее распространенными являются коммутационные диоды типа $p-i-n$. В диоде этого типа сильно легированные p - и n -области разделены высокоомной областью i с электропроводностью собственного типа (рис.6.15,а), эту область обычно называют базой диода. Вследствие значительной толщины базы $p-i-n$ диод является инерционным прибором. При подаче СВЧ колебаний на запертый $p-i-n$ диод эффекта выпрямления не

наблюдается, поскольку за положительный полупериод колебаний в базе диода не успевают накапливаться свободные носители заряда. Закрытый $p-i-n$ диод для обратного напряжения изображают, например, в виде параллельного соединения активного сопротивления R в несколько килоом и общей емкости диода C в $0,3 - 1$ пФ (рис.6.15,б). В случае подачи на диод управляющего положительного смещения в $1 - 2$ вольта сопротивление базы падает, поскольку база наполняется свободными носителями тока – дырками из p -области и электронами из n -области. Отрицательная полуволна СВЧ колебания не успевает вытянуть из базы диода пространственный заряд. Эквивалентная схема открытого $p-i-n$ диода имеет вид последовательного соединения активного сопротивления r в несколько ом и небольшой индуктивности выводов L (рис.6.15,в).

Время включения $p-i-n$ диода составляет $0,1-1$ мкс, выключения – в несколько раз больше. Коммутационные $p-i-n$ диоды позволяют управлять прохождением в тракте СВЧ импульсной мощности до 100 кВт при средней мощности до 1 кВт.

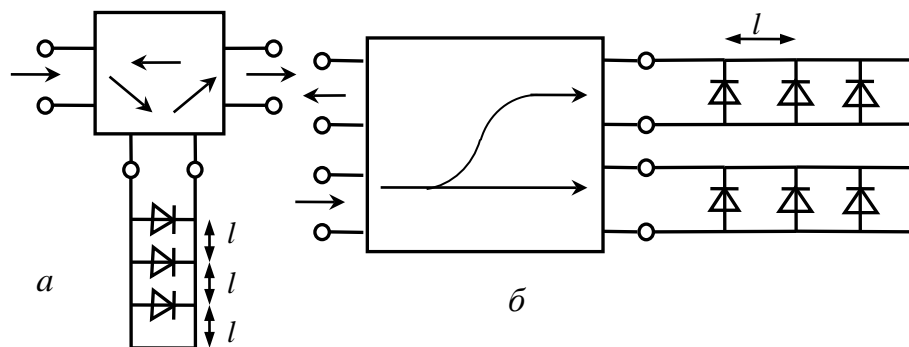


Рис.6.17. Фазовращатели с электрическим управлением:
 а – на базе циркулятора; б – на базе моста

Примеры включения в тракт $p-i-n$ диодов приведены на рис.6.16. На нем изображен поверхностно-ориентированный диод для полосковой линии (рис.6.16,а) и сдвоенный диод в резонансной диафрагме для размещения в прямоугольном волноводе (рис.6.16,б).

Примеры ступенчатых проходных фазовращателей с электрическим управлением приведены на рис.6.17. Они представляют собой комбинацию циркулятора (рис.6.17,а) или моста (рис.6.17,б) и короткозамкнутых отрезков волноводов, в которых размещены один или несколько $p-i-n$ диодов. Если на диоды подано запирающее напряжение, их сопротивления довольно большие и фазовая задержка сигнала определяется геометрической длиной короткозамкнутых отрезков волноводов. В случае подачи отпирающего напряжения сопротивление диодов падает, и изменение фазовой задержки определяется геометрической длиной l отрезка волновода, который отсекает диод ($\Delta\phi = 4\pi l / \Lambda$).

Контрольные вопросы

1. Какое устройство СВЧ называют фазовращателем?
2. Какой вид имеет матрица рассеяния идеального и реального фазовращателя?
3. В каких устройствах применяются фазовращатели и с какой целью?
4. Какими параметрами можно охарактеризовать реальные фазовращатели, их типичные значения?
5. Чем отличаются взаимные фазовращатели от невзаимных?
6. Чем отличаются фазовращатели проходного и отражающего типа, каковы их типичные конструкции?
7. Какие недостатки и преимущества фазовращателей отражающего типа?
8. Какой принцип работы фазовращателя на прямоугольном волноводе с диэлектрической пластиной?
9. Какова конструкция поляризационного фазовращателя?
10. Какой принцип работы секций дифференциального фазового сдвига?
11. Какой принцип работы коммутационного $p-i-n$ диода?
12. Каковы типичные конструкции фазовращателей на $p-i-n$ диодах?

6.7. Согласующие трансформаторы

Полная передача энергии генератора с помощью линии передачи с волновым сопротивлением W в нагрузку Z_H возможна только при выполнении требования $Z_H = W = Z_r$, где Z_r – выходное сопротивление генератора. При этом в линии отсутствует отраженная волна, устанавливается режим бегущей волны, то есть линия согласована с нагрузкой. В общем случае, когда сопротивление генератора и нагрузки являются комплексными, соответствующее условие согласования требует, чтобы сопротивление генератора и нагрузки были комплексно сопряженными величинами. Поскольку волновое сопротивление является практически действительной величиной, процесс согласования усложняется.

Наличие отраженной волны вызывает потери на отражение, уменьшение максимально допустимой мощности, которая передается в нагрузку, уменьшение рабочей полосы частот.

Для согласования произвольной нагрузки с линией передачи вблизи от нагрузки необходимо включить согласующее устройство, которое бы обеспечивало режим бегущей волны в линии до места включения.

Наиболее распространенные методы согласования:

1. *Компенсационный (интерференционный)* метод основан на образовании дополнительного отражения волны таким образом, чтобы суммарная амплитуда отраженных волн $U''_{отр}$ была равна амплитуде $U'_{отр}$ волны, отраженной от нагрузки, а фаза отличалась на π . При этом суммарная амплитуда отраженных волн будет равна $U_{отр} = U'_{отр} - U''_{отр} = 0$. Устройства, которые реализуют данный метод, называются *согласующими трансформаторами* (англ. – *mat-*

ching transformer). Физические принципы такого процесса подробно изложены в 3.3 – 3.5.

2. *Поглощающий* метод основан на включении перед нагрузкой поглощающего четырехполосника, который не создает дополнительного отражения. При таком согласовании вносится дополнительное ослабление, однако обеспечивается согласование в широкой полосе частот.

3. Метод *широкополосных переходов* основан на использовании для согласования отрезков нерегулярной линии, размеры поперечного сечения которой изменяются ступенчато или плавно вдоль ее длины.

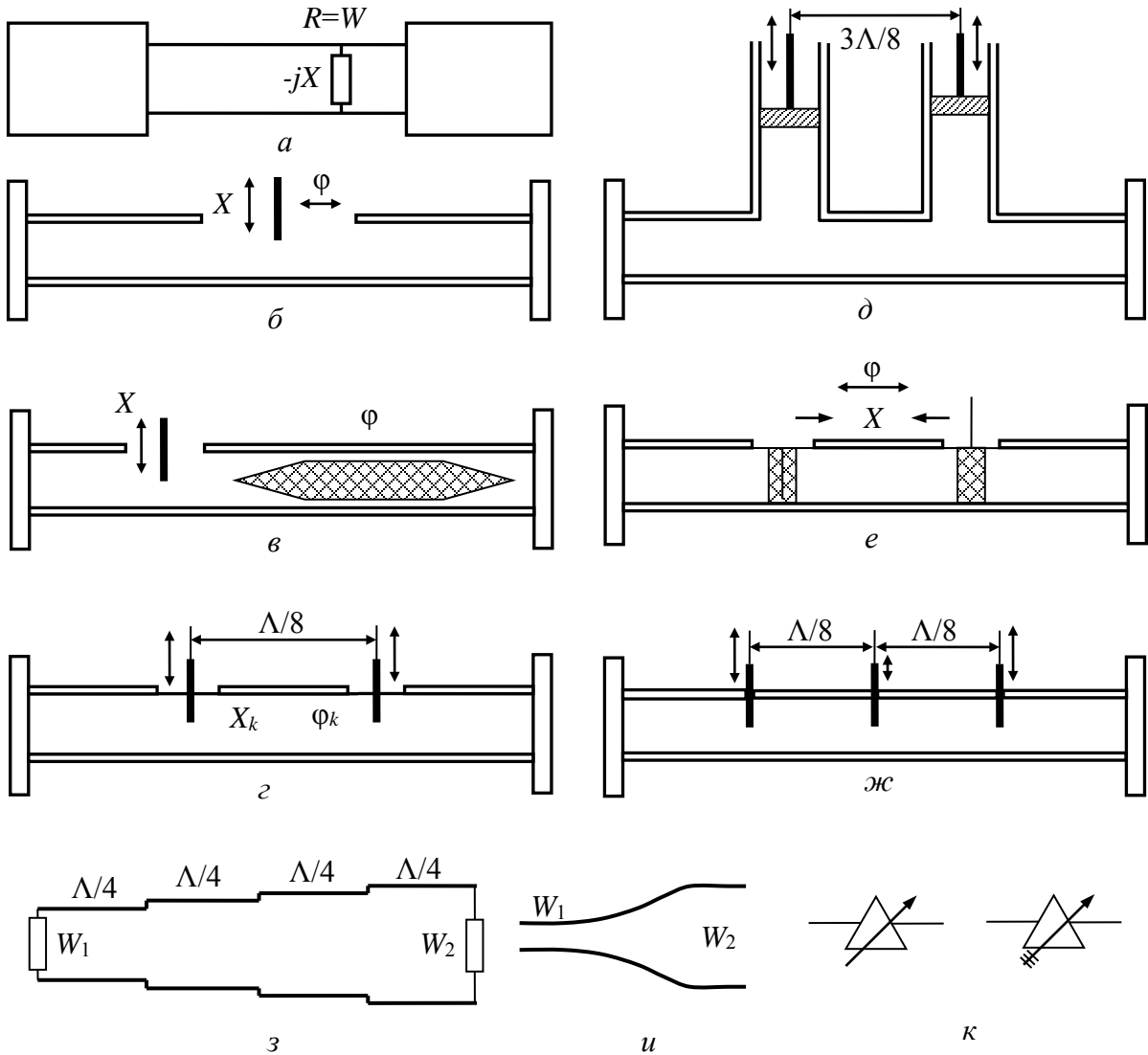


Рис.6.18. Трансформаторы сопротивления: *a* – общая схема метода; *б* – с подвижным штырем; *в* – со штырем и фазовращателем; *г* – с двумя штырями; *д* – с двумя шлейфами; *е* – с двумя диэлектрическими пластинами; *ж* – с тремя штырями; *з* – ступенчатый переход; *и* – плавный переход; *к* – обозначения согласующих трансформаторов на схемах

Назначение внесенного реактивного элемента (рис.6.18,*a*) – согласование реактивной составляющей входного сопротивления в сечении, где активная составляющая равна волновому сопротивлению линии передачи (метод Татари-

нова). В качестве согласующей реактивности применяют шлейфы (короткозамкнутые и разомкнутые), штыри, диафрагмы и другие неоднородности.

Наиболее распространенные конструкции согласующих трансформаторов с регулируемыми параметрами изображены на рис.6.18. Простейший волноводный трансформатор имеет щель посередине широкой стенки, вдоль которой может перемещаться штырь переменной длины (рис.6.18,б). Глубина погружения штыря изменяет реактивное сопротивление в линии, продольное перемещение штыря регулирует фазовый набег. В трансформаторе, изображенном на рис.6.18,в, фазовый сдвиг изменяется с помощью диэлектрической пластины. Главный недостаток трансформаторов с одним реактивным элементом – узкополосность согласования. Этому в значительной мере избавлены двухэлементные согласующие трансформаторы, например с двумя штырями, расположенными на расстоянии $\Lambda/8$ друг от друга (рис.6.18,г), или трансформаторы с двумя диэлектрическими подвижными неоднородностями (рис.6.18,е). Аналогичные свойства имеет согласующий трансформатор с двумя параллельными короткозамкнутыми шлейфами, длина которых регулируется с помощью подвижных поршней (рис.6.18,д). Недостаток двухэлементного трансформатора – невозможность согласовать сопротивления любых значений (наличие «зоны недоступности»). Этот недостаток можно исключить применением трехштыревого согласующего трансформатора (рис.6.18,ж). Аналогичным образом можно применить трансформатор с тремя параллельными шлейфами. Подробно этот вопрос изложен в разделе 3.6.

Для согласования однотипных линий передачи с разными волновыми сопротивлениями W_1 и W_2 часто применяют *четвертьволновый трансформатор*, то есть отрезок линии передачи с волновым сопротивлением $W_{тр} = \sqrt{W_1 W_2}$ и длиной $\Lambda/4$, который включается между ними. В реальных линиях нерегулярности на концах искажают структуру поля и образуют реактивности емкостного характера. Для компенсации этих емкостей реальная длина трансформатора имеет значение несколько меньшее, чем $\Lambda/4$. Полоса рабочих частот четвертьволнового трансформатора зависит от скачка согласуемых сопротивлений. Чем меньше скачек сопротивлений W_1/W_2 , тем шире полоса частот согласования.

Для широкополосного согласования применяются ступенчатые переходы (рис.6.18,з), которые представляют собой каскадное соединение четвертьволновых трансформаторов (ступенек) с разными волновыми сопротивлениями. Для улучшения характеристик ступенчатого перехода скачки волновых сопротивлений каждой ступеньки делают разными. Наиболее распространены переходы, в которых скачки сопротивлений изменяются пропорционально коэффициентам бинома Ньютона (*биномиальные переходы*) или пропорционально полиномам Чебышёва (*чебышёвские переходы*). Чебышёвские переходы имеют большую крутизну фронтов частотной характеристики ослабления, однако уступают биномиальным в линейности частотной характеристики.

В плавных переходах (рис.6.18,*и*) волновое сопротивление уменьшается не скачкообразно, а непрерывно вдоль всей длины линии, то есть трансформатор является нерегулярной линией, в которой волновое сопротивление – функция продольной координаты. Плавные переходы могут иметь значительно меньшую длину, чем ступенчатые с такими же характеристиками.

Контрольные вопросы

1. В чем смысл достижения наилучшего согласования?
2. При каких условиях можно достичь согласования?
3. Какие существуют методы согласования?
4. Какие основные конструкции согласующих трансформаторов?
5. Каким образом можно обеспечить компенсацию реактивной составляющей сопротивления?
6. Каким образом можно обеспечить равенство активной составляющей сопротивления нагрузки волновому сопротивлению?
7. В чем состоит основной недостаток согласующих трансформаторов с неоднородностями?
8. В чем состоит основной недостаток согласующих трансформаторов с одной неоднородностью?
9. В чем состоит основной недостаток согласующих трансформаторов с двумя неоднородностями?
10. Можно ли согласовать реактивную нагрузку с помощью четвертьволнового трансформатора?
11. Как связана возможность согласования в широкой полосе частот с величиной скачка сопротивления, которое следует согласовать?

7. Резонаторы и фильтры СВЧ

7.1. Объемные резонаторы

В низкочастотной радиотехнике одними из самых важных элементов являются колебательные (резонансные) контуры с сосредоточенными параметрами. Они состоят из конденсаторов и катушек индуктивности. Геометрические размеры этих элементов и соединительных проводников значительно меньше, чем длина волны колебаний. Потому такие контуры практически не излучают электромагнитную энергию. Добротность их обусловлена только тепловыми потерями в катушках и соединительных проводниках и потерями в диэлектрике конденсатора. С увеличением частоты геометрические размеры элементов контуров становятся соизмеримыми с длиной волны, что приводит к увеличению излучения. В СВЧ диапазоне вместо колебательных контуров применяются объемные резонаторы.

Объемным резонатором (англ. – *cavity resonator*) называют ограниченный отражающими поверхностями объем, который имеет связь с внешним электромагнитным полем, обладает способностью накапливать электромагнитную энергию и характеризуется набором дискретных собственных частот. В общем случае резонатор можно образовать совокупностью металлических или диэлектрических тел, в середине или вблизи которых будет концентрироваться переменное электромагнитное поле. Свойства объемных резонаторов схожи со свойствами колебательных контуров. Благодаря высокой добротности в сантиметровом диапазоне ($\sim 10^3$ – 10^4) объемные резонаторы применяются как вторичные эталоны частоты. Они являются основными элементами микроволновых генераторов, на их основе строят замедляющие системы и фильтры. При внесении в резонатор диэлектрического или магнитного образца изменяется его резонансная частота и добротность, на этом эффекте основывается определение диэлектрических и магнитных параметров материалов.

В теории объемных резонаторов различают режимы собственных (свободных) и вынужденных колебаний. *Собственные колебания* (англ. – *natural oscillation, eigenmode*) – это возможные поля в объемном резонаторе при отсутствии источников. *Спектр* собственных колебаний резонатора представляет собой бесконечное множество различных типов колебаний (типов полей), для каждого из них характерным является свое распределение электромагнитного поля и определенная *собственная длина волны* и *собственная частота* (англ. – *natural frequency, eigenfrequency*). В резонаторе без потерь (стенки идеально проводящие, отверстий в оболочке нет, внутренний объем заполнен идеальным диэлектриком) собственные колебания были бы незатухающими. В реальном объемном резонаторе всегда есть потери энергии, которые приводят к затухающим колебаниям.

Незатухающие колебания в реальном резонаторе могут существовать только в режиме *вынужденных колебаний* (англ. – *forced oscillation*), при котором в резонатор через элемент связи вводится энергия стороннего источника

(генератора). Для возбуждения резонатора необходимо, чтобы частота колебаний генератора была равна одной из *резонансных частот* (англ. – *resonant frequency*) объемного резонатора. В этом случае в резонаторе возникает резонанс и амплитуда поля вынужденных колебаний достигает наибольшего значения. В объемном резонаторе с малыми потерями (с большой добротностью) резонансные частоты приближенно равны собственным частотам этого резонатора без потерь. Объемный резонатор является многорезонансной системой в отличие от колебательного контура с сосредоточенными элементами, который резонирует только на одной частоте.

Простейшим объемным резонатором является отрезок регулярной линии передачи l , ограниченный с обоих концов отражающими стенками. Допустим, что в волноводе на частоте ω возбуждена волна определенного типа. Длину волны в волноводе определим выражением

$$\Lambda = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}} = \frac{2\pi}{\beta}, \quad (7.1)$$

где $\lambda = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_r\mu_r}$ – длина волны в среде; λ_0 – длина волны в вакууме; ϵ_r, μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; $\lambda_{кр}$ – критическая длина волны; β – фазовая постоянная.

Когда волна доходит до конца указанного отрезка, она отражается от стенки и распространяется в обратном направлении и, отразившись от другой стенки, интерферирует с первичной волной. Этот процесс повторяется многократно, результирующее поле образует стоячую волну. Если в результате интерференции амплитуда первичной волны увеличивается, то в отрезке волновода происходит накопление энергии, то есть наблюдается резонанс. Условием резонанса является синфазность первичной и двукратно отраженной волн. Последняя на своем пути получает фазовый сдвиг

$$\Delta\varphi = \beta l + \varphi_1 + \beta l + \varphi_2, \quad (7.2)$$

где $\varphi_{1,2}$ – сдвиги фаз в результате отражения от стенок, которые зависят от типа поляризации и равны 0 или π .

Таким образом, условие резонанса имеет вид

$$\Delta\varphi = 2\beta l + \varphi_1 + \varphi_2 = 2\pi s, \quad s = 1, 2, \dots \quad (7.3)$$

Взяв к сведению возможные значения φ_1 и φ_2 , преобразуем (7.3) к виду

$$\Lambda = 2l/p, \quad (7.4)$$

где $p = s - \delta$; $\delta = 0$ или 1 в зависимости от типа поляризации волны. То есть индекс p принимает целое положительное значение, начиная с 0 или 1.

Таким образом, в случае резонанса на отрезке волновода l укладывается целое число p длин полуволен $\Lambda/2$, то есть $l = p\Lambda/2$. При этом значению $p = 0$ соответствует бесконечно большая длина волны в волноводе.

Объемные резонаторы рассмотренного типа могут быть реализованы на основе прямоугольных, круглых волноводов, коаксиальных и других линий передачи. Такие резонаторы еще называют *закрытыми* или *полыми*.

Если свернуть отрезок линии передачи в кольцо, получим так называемый *кольцевой резонатор*, или *резонатор бегущей волны* (РБВ). Условием резонанса в таком резонаторе будет равенство фаз первичной волны и волны, которая обошла резонатор по периметру кольца. То есть, периметр кольца должен быть равен целому числу длин волн $l = p\Lambda$, $p = 1, 2, \dots$. В данном случае в резонаторе устанавливается режим бегущей волны.

Для описания свойств резонатора с потерями вводят понятие *комплексной собственной частоты* $\omega_0 = \omega' + j\omega''$ (аналогичным образом можно ввести комплексную резонансную частоту). Мнимая часть описывает затухание колебаний в резонаторе. Обычно $\omega'' \ll \omega'$ и $\omega_0 \approx \omega'$.

Одним из основных параметров объемного резонатора является его добротность. *Добротностью* (англ. – *quality*, *Q-factor*) объемного резонатора на данном типе колебаний называют отношение действительной части собственной частоты к удвоенному значению мнимой:

$$Q = \frac{\omega'}{2\omega''}. \quad (7.5)$$

Величину обратную добротности, которая определяет относительное уменьшение амплитуды колебаний за каждый последующий период, называют *декрементом затухания* (англ. – *decrement*):

$$d = \frac{1}{Q} = \frac{2\omega''}{\omega'}. \quad (7.6)$$

В случае малых потерь добротность резонатора можно определить по формуле (энергетическое определение добротности)

$$Q = 2\pi \frac{W_3}{W_{\Pi}} = \omega_0 \frac{W_3}{P_{\Pi}}, \quad (7.7)$$

где W_3 – запасенная при резонансе электромагнитная энергия; W_{Π} – энергия полных потерь за период; P_{Π} – средняя за период мощность полных потерь; ω_0 – резонансная частота.

Добротность, которая зависит от мощности полных потерь, часто называют *нагруженной* (англ. – *loaded*) добротностью резонатора. Мощность полных потерь имеет вид

$$P_{\Pi} = P_0 + P_{\text{вн}}, \quad (7.8)$$

где P_0 – мощность собственных потерь (непосредственно в резонаторе); $P_{\text{вн}}$ – мощность внешних потерь, которая определяется выходом энергии из резонатора через элементы связи во внешнюю цепь.

Из (7.7) и (7.8) следует, что

$$\frac{1}{Q_{\text{н}}} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{вн}}}, \quad (7.9)$$

причем Q_0 называют *собственной* (англ. – *unloaded, internal*) добротностью резонатора; $Q_{\text{вн}}$ – *внешней* (англ. – *external*) добротностью, обусловленной потерями на элементах связи.

Собственную добротность можно определить следующим образом:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{\text{м}}} + \frac{1}{Q_{\text{д}}}, \quad (7.10)$$

где $Q_{\text{м}}$ – добротность, обусловленная потерями в проводниках стенок резонатора; $Q_{\text{д}}$ – добротность, обусловленная потерями в диэлектрике.

Коэффициент полезного действия (англ. – *efficiency*) резонатора равен отношению мощности, которая излучается в нагрузку, к суммарной мощности потерь в резонаторе:

$$\eta = \frac{P_{\text{вн}}}{P_{\text{вн}} + P_0} = \frac{1}{1 + P_0/P_{\text{вн}}} = \frac{1}{1 + Q_{\text{вн}}/Q_0}. \quad (7.11)$$

Величину $\kappa = P_{\text{вн}}/P_0 = Q_0/Q_{\text{вн}}$ называют *коэффициентом связи* (англ. – *coupling coefficient*) резонатора. При $\kappa=1$ излучаемая в нагрузку мощность равна мощности, которая рассеивается в резонаторе. Такой режим называют *критическим* (англ. – *critically coupled*). При этом нагруженная добротность в два раза меньше собственной добротности, то есть

$$Q = \frac{Q_0}{2}. \quad (7.12)$$

При условии $\kappa > 1$ излучаемая в нагрузку мощность превышает мощность, которая рассеивается в резонаторе. Такой режим называют *режимом пересвязи* (англ. – *overcoupled*). И, наконец, при слабой связи ($\kappa < 1$) потери мощности в нагрузке меньше потерь мощности в резонаторе, возникает так называемый *режим недосвязи* (англ. – *undercoupled*).

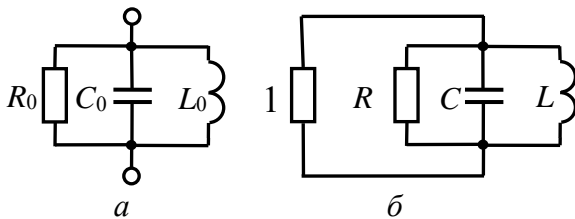


Рис.7.1. Эквивалентная схема резонатора:

a – общая схема;

б – схема нагруженного резонатора

при этом близка к собственной добротности резонатора.

Резонаторы СВЧ имеют бесконечное количество собственных частот, однако вблизи определенной ре-

резонансной частоты резонатор можно представить эквивалентной схемой в виде *параллельного* или *последовательного колебательного контура*. При этом считают, что взаимодействие между соседними типами колебаний отсутствует. Выбор параллельной или последовательной схемы зависит от выбора плоскости отсчета фаз (эквивалентного представления параметров резонатора). Если в режиме расстройки ($\omega \neq \omega_0$) входное сопротивление $Z_{\text{вх}} \rightarrow 0$ в этой плоскости, то следует пользоваться параллельной схемой, если $Z_{\text{вх}} \rightarrow \infty$ – последовательной. На практике отдают предпочтение параллельному контуру (рис.7.1,а). Для выполнения эквивалентности необходимо, чтобы колебательные системы имели одинаковую резонансную частоту и одинаковую добротность, то есть

$$Q_0 = \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} R_0 = C_0 R_0 \omega_0; \quad L_0 C_0 \omega_0^2 = 1. \quad (7.13)$$

С помощью этих двух уравнений, если известны параметры резонатора Q_0 и ω_0 , можно определить элементы эквивалентного контура R_0, C_0, L_0 с точностью до произвольной постоянной.

Теперь учтем внешние потери. Для этого допустим, что резонатор связан с линией передачи, которая согласована с нагрузкой. Заменяем линию ее эквивалентом в виде единичного нормированного сопротивления. Тогда получим эквивалентную цепь (рис.7.1,б), элементы которой нормированы к волновому сопротивлению линии передачи. При этом выражения для добротности принимают вид

$$Q_0 = CR\omega_0; \quad Q = C \frac{R}{R+1} \omega_0; \quad Q_{\text{вн}} = C\omega_0; \quad LC\omega_0^2 = 1. \quad (7.14)$$

Тогда коэффициент связи равен

$$\kappa = Q_0 / Q_{\text{вн}} = R. \quad (7.15)$$

Таким образом, уравнения (7.14)–(7.15) определяют элементы эквива-

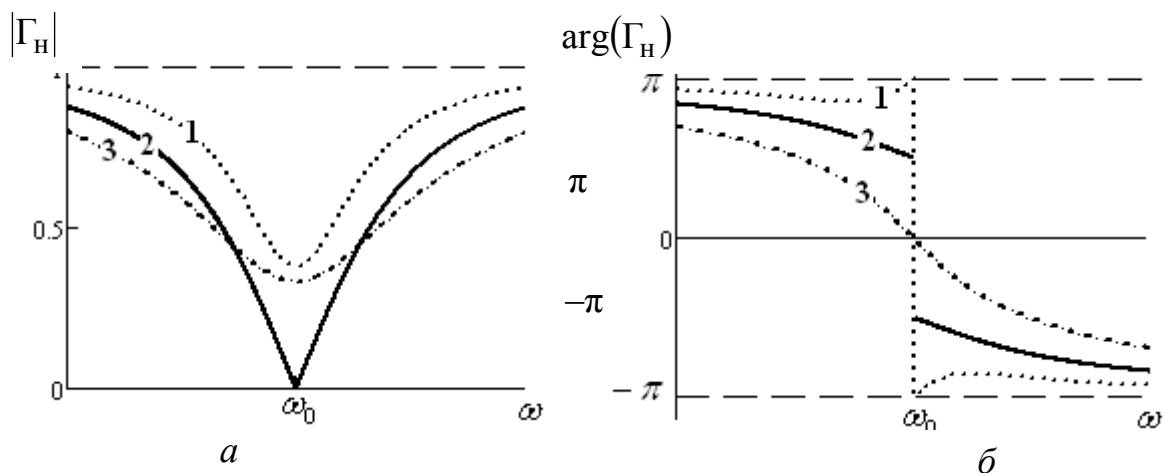


Рис.7.2. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) коэффициента отражения

лентного контура R, C, L через κ , Q_0 и ω_0 .

Применяя методы классической теории цепей, можно найти нормированное сопротивление контура в виде

$$z'_H = \left[\frac{1}{R} + j \left(C\omega - \frac{1}{L\omega} \right) \right]^{-1} = \kappa \left[1 + jQ_0 \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]^{-1}. \quad (7.16)$$

На рис.7.2 изображены частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения резонатора $\Gamma = (z'_H - 1)/(z'_H + 1)$. Видно, что в случае связи, меньшей критической $\kappa < 1$ (кривая 1), на зависимости $|\Gamma|$ наблюдается узкий минимум, а фаза коэффициента отражения при $\omega = \omega_0$ достигает π и остается близкой к этому значению. Скачок от π до $-\pi$ на графике обусловлен областью значений функции $\arg(\Gamma_H)$. При критической связи $\kappa = 1$ (кривая 2), коэффициент отражения на резонансной частоте равен нулю, то есть резонатор на этой частоте согласован с линией, а фаза скачкообразно изменяется от $\pi/2$ до $-\pi/2$. Если связь больше критической $\kappa > 1$ (кривая 3), фаза коэффициента отражения изменяется монотонно, а $|\Gamma|$ имеет широкий минимум при $\omega = \omega_0$.

Таким образом, для определения коэффициента связи κ достаточно измерить КСВ на резонансной частоте (при этом сопротивление резонатора является активным) и установить: зависимость фазы коэффициента отражения от частоты является монотонной или нет. В первом случае $\kappa = K_{ст}$, во втором — $\kappa = 1/K_{ст} = K_{об}$.

Когда рабочая частота достаточно удалена от резонансной, то сопротивление контура Z представляет собой практическое короткое замыкание ($\Gamma \cong -1$).

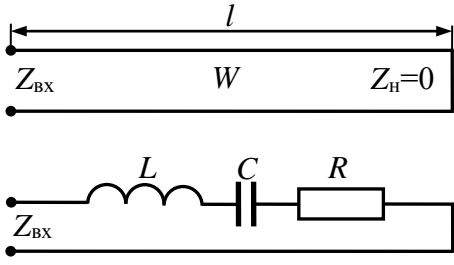
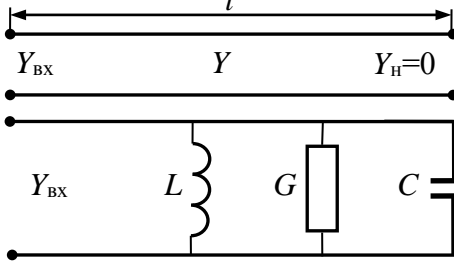
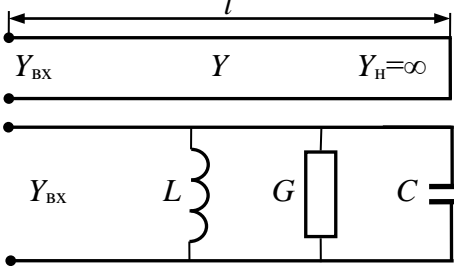
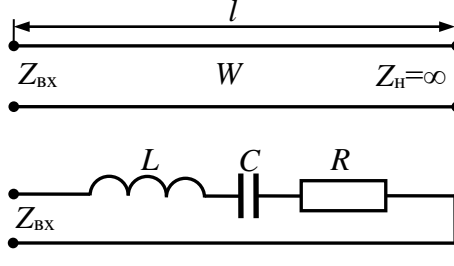
7.2. Основные типы резонаторов

Существует большое количество конструкций объемных резонаторов разнообразного назначения, в частности для применения в генераторах, усилителях, фильтрах, для измерения параметров материалов, для технологических установок СВЧ, энергетики и т.п. Геометрическую форму и тип колебаний выбирают исходя из технологичности изготовления резонатора, возможности настройки, получения максимальной добротности и желаемой конфигурации поля.

Простейшие резонаторы представляют собой отрезки регулярной линии передачи длиной $\Lambda/2$ или $\Lambda/4$, разомкнутые или короткозамкнутые на концах. В табл.7.1 приведены эквивалентные схемы и основные формулы для расчета таких резонаторов. Указанные выражения получены в рамках теории длинных линий с рабочими волнами T -типа. Однако приведенные формулы можно использовать и для приближенного анализа волноводных резонаторов с рабочими колебаниями E - или H -типов, если резонаторы рассматривать в узкой полосе

частот вблизи отдельной резонансной частоты и влиянием соседних колебаний можно пренебречь.

Таблица 7.1

Эквивалентные схемы	Расчетные формулы
	$l = p \frac{\Lambda_0}{2}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{X}{R} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $X = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \approx \frac{n \pi W}{2} \left(\frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $R = W \alpha l = \frac{p}{2} W \alpha \Lambda_0$
	$l = p \frac{\Lambda_0}{2}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{B}{G} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $B = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L} \approx \frac{p \pi Y}{2} \left(\frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $G = Y \alpha l = \frac{p}{2} Y \alpha \Lambda_0, \quad Y = \frac{1}{W}$
	$l = (2p - 1) \frac{\Lambda_0}{4}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{B}{G} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $B = \omega_0 C = \frac{1}{\omega_0 L} \approx \frac{(2p - 1)}{4} \pi Y \left(\frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $G = Y \alpha l = \frac{(2p - 1)}{4} Y \alpha \Lambda_0, \quad Y = \frac{1}{W}$
	$l = (2p - 1) \frac{\Lambda_0}{4}, \quad p = 1, 2, 3, \dots, \quad Q = \frac{X}{R} \approx \frac{\pi \Lambda_0}{\alpha \lambda_0^2},$ $X = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \approx \frac{(2p - 1)}{4} \pi W \left(\frac{\Lambda_0}{\lambda_0} \right)^2$ $R = W \alpha l = \frac{(2p - 1)}{4} W \alpha \Lambda_0$

Полые резонаторы преимущественно выполняют на основе волноводов прямоугольного (рис.7.3,а) или цилиндрического (рис.7.3,б) сечения, которые закорачиваются с обоих концов поперечными металлическими стенками. Если длина резонатора задана, то можно найти его резонансную длину волны и частоту:

$$\lambda_0 = 1 / \sqrt{(1/\lambda_{кр})^2 + (p/2l)^2}, \quad f_0 = v \cdot \sqrt{(1/\lambda_{кр})^2 + (p/2l)^2}, \quad (7.17)$$

где $\Lambda = \lambda_0 / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}$ – длина волны в волноводе, $v = c/\epsilon_r \mu_r$ – скорость распространения электромагнитных волн в среде, заполняющей резонатор.

Для призматического (прямоугольного) резонатора имеем

$$\lambda_{0mnp} = 2/\sqrt{(m/a)^2 + (n/b)^2 + (p/l)^2}, \quad (7.18)$$

где a, b, l – геометрические размеры резонатора, m, n, p – индексы резонансных колебаний, для цилиндрического резонатора –

$$\lambda_{0mnp} = 2/\sqrt{(v_{mn}/a)^2 + (p/l)^2}, \quad (7.19)$$

где a – радиус; l – длина резонатора; v_{mn} – n -й корень функции Бесселя m -го порядка для E -колебаний или n -й корень производной этой функции Бесселя для H -колебаний.

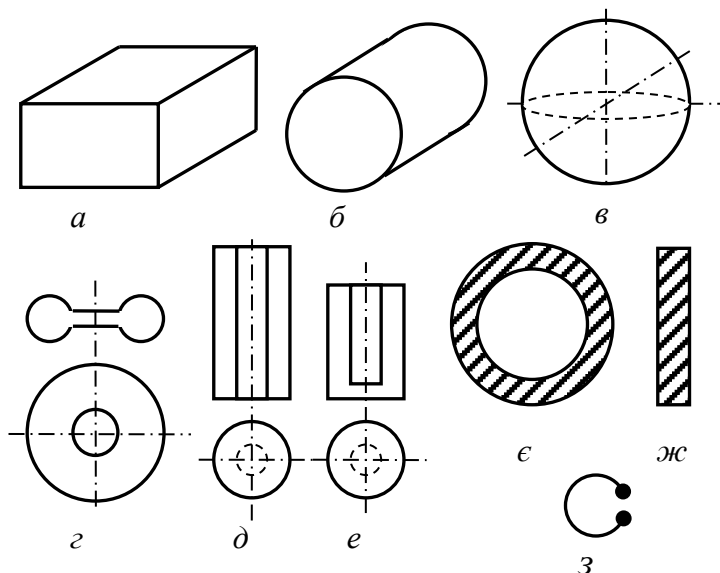


Рис.7.3. Резонаторы СВЧ: *a* – призматический; *б* – цилиндрический; *в* – сферический; *г* – тороидальный; *д* – коаксиальный; *е* – коаксиальный с укорачивающей емкостью; *ж* – полосковые; *з* – обозначение на схемах

Из выражений (7.18), (7.19) следует, что для полых резонаторов с ростом геометрических размеров растет значение собственной длины волны (уменьшается собственная частота). Однако существуют случаи аномального поведения собственных частот для E типов колебаний в резонаторах в виде усеченного сферического сектора, когда с уменьшением объема резонаторов их собственная частота уменьшается. При этом для собственной частоты колебаний типа E_{112} помимо наличия падающего участка на кривой зависимости собственных частот от отношения радиусов сферических оснований, имеется

ещё и пологий минимум [4].

Собственные потери полых металлических резонаторов определяются потерями в металлической оболочке, поэтому их добротность зависит от типа колебаний и проводимости оболочки. Следует иметь в виду, что накопленная энергия в резонаторе пропорциональна его объему V , а потери – площади внутренней поверхности оболочки S , потому собственная добротность пропорциональна отношению этих параметров $Q_0 \sim \frac{1}{\delta_s} \frac{V}{S}$, где δ_s – глубина скин-слоя. Таким образом, максимальная собственная добротность должна быть у

сферического резонатора (рис.7.3,в), однако существенным недостатком таких резонаторов является сложность их изготовления.

Для уменьшения длины коаксиальных резонаторов, что особенно актуально в дециметровом диапазоне, используют конструктивную (укорачивающую) емкость на конце центрального стержня (рис.7.3,д-е).

Иногда для конкретных практических задач применяют резонаторы более сложных форм, например тороидальные, в случае построения магнетронов (рис.7.3,з).

В интегральных схемах СВЧ диапазона широко применяются резонаторы на основе полосковых и микрополосковых линий. На рис.7.3 представлены примеры реализации резонаторов на полосковых линиях.

Геометрическую форму резонатора и тип колебаний выбирают исходя из технологичности изготовления резонатора, возможности настройки, получения максимальной добротности и требуемой конфигурации поля. Связь резонатора с линией должна обеспечивать возбуждение строго определенного типа колебаний и не допускать возникновения колебаний других типов. Для этого необходимо знать структуру поля в резонаторе для разных типов колебаний, которые могут существовать на рабочих частотах резонатора. Элементы возбуждения выбирают так, чтобы можно было образовать одну компоненту (электрическую или магнитную) определенного типа колебаний. Если при этом не удастся избежать возбуждения паразитных типов колебаний, то их подавление осуществляют с помощью специальных устройств.

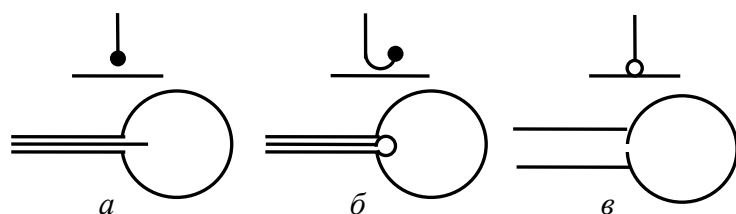


Рис.7.4. Возбуждение полого резонатора:
a – с помощью штыря; *б* – с помощью петли;
в – с помощью диафрагмы

В случае работы с коаксиальной линией для возбуждения полого резонатора используют петлю или штырь (рис.7.4,а-б). Петлю рассматривают как магнитный диполь. Ее площадь должна быть перпендикулярной линиям магнитного поля резонатора, а штырь –

параллельным линиям электрического поля. Элементы связи следует размещать в максимумах соответствующих полей.

В случае работы с металлическим волноводом полый резонатор преимущественно возбуждают с помощью диафрагмы (рис.7.4,в), расположение которой определяется аналогичным соображением (диафрагма соответствует комбинации электрического и магнитного диполей)

Следует помнить, что величина связи, которая определяется, например, площадью петли и местом размещения ее в резонаторе, приводит к изменению резонансной частоты.

Контрольные вопросы

1. Что представляет собой объемный резонатор?
2. Каковы основные области применения объемных резонаторов?
3. Что представляют собой собственные колебания?
4. Что понимают под спектром собственных колебаний резонатора?
5. Как изменяется собственная частота резонатора с изменением размеров резонатора для одного и того типа колебаний?
6. Чем отличаются режимы собственных и вынужденных колебаний объемного резонатора?
7. В чем основное отличие объемного резонатора как резонансной системы от колебательного контура?
8. Чем отличаются резонансные и собственные частоты объемного резонатора?
9. Какие колебания объемного резонатора называют вырожденными?
10. В чем состоит физика резонанса в простейшем резонаторе в виде ограниченного отражателями отрезка линии передачи?
11. Какой тип колебаний объемного резонатора называют основным?
12. Какие основные параметры объемного резонатора?
13. Почему амплитуда колебаний при резонансе реального резонатора не бесконечна и чем определяется ее конечное значение?
14. Какие факторы определяют собственную добротность резонатора?
15. Что характеризует коэффициент связи резонатора?
16. Почему отличаются добротности резонатора на разных типах колебаний?
17. Как вычисляется добротность резонатора по известной резонансной характеристике?
18. Как соотносятся собственная и нагруженная добротности резонатора при критической связи?
19. Какая формула связывает собственную, нагруженную и внешнюю добротности резонатора?
20. Что понимают под коэффициентом полезного действия резонатора?
21. Что представляет собой сильная и слабая связь?
22. Каким образом коэффициент связи соотносится с КСВ (КБВ)?
23. Каковы особенности поведения частотной зависимости модуля коэффициента отражения вблизи резонансной частоты при слабой, критической и сильной связи? Можно ли отличить вид связи по частотному поведению модуля коэффициента отражения? Если «да», то каким образом?
24. Какие существуют конструкции возбуждения полых объемных резонаторов?
25. Какие существуют конструкции объемных резонаторов?
26. С какой целью в коаксиальный резонатор включают емкость?
27. Какова конструкция типовых элементов связи в резонаторах?
28. Каким образом выбирают место расположения элементов связи?

7.3. Открытые резонаторы

Для электромагнитных волн сантиметрового диапазона в качестве колебательных систем получили широкое применение объемные полые резонаторы. При переходе к более коротким волнам геометрические размеры объемных резонаторов уменьшаются пропорционально длине волны. В случае пропорционального уменьшения всех размеров в N раз его добротность снижается в \sqrt{N} раз, объем резонатора и накопленная в нем энергия при той же напряженности поля уменьшается в N^3 раз. Также с ростом частоты увеличиваются тепловые потери в металлах. Кроме того, уже в миллиметровом диапазоне длин волн размеры резонатора становятся настолько малыми, что его изготовление с требуемой точностью становится трудоемким. Поэтому перспективным способом перехода к более коротким волнам без изменения размеров резонатора является использование колебаний с более высокими индексами, собственные частоты которых значительно выше, чем у колебаний с небольшими индексами, которые применяют в сантиметровом диапазоне. Однако спектр собственных частот замкнутых резонансных объемов в случае перехода к более высоким частотам сгущается: количество колебаний ΔN , которое приходится на интервал частот $\Delta\omega$, равно в соответствии с формулой Релея – Джинса

$$\Delta N = \frac{V}{2\pi^2 c^3}, \quad (7.20)$$

где V – объем резонатора, c – скорость распространения электромагнитных волн (эта формула тем точнее, чем выше круговая частота ω). Начиная с некоторой частоты, резонансные кривые разных видов колебаний в закрытом резонаторе становятся настолько близко расположенными друг к другу, что может наблюдаться их перекрытие, то есть резонатор теряет способность осуществлять частотную селекцию сигналов.

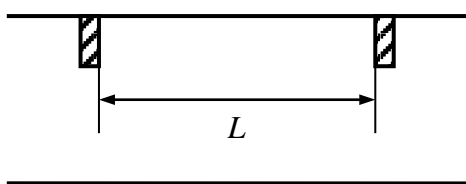


Рис.7.5. Резонатор, образованный двумя неоднородностями

Выходом из перечисленных затруднений стало применение открытых резонаторов. *Открытыми резонаторами* (ОР; англ. – *open resonator*) называют такие колебательные системы, которые имеют довольно добротные собственные колебания, сопровождающиеся излучением энергии в окружающее пространство. Например, в отличие

от закрытых объемных резонаторов, *открытые волноводные резонаторы* (ОВР) представляют собой отрезок волновода, не закороченный с торцов. Резонансные явления в них возникают за счет отражения электромагнитных волн от открытых концов волновода. В отличие от многосвязных линий, из открытого конца которых обычно наблюдается заметное излучение.

Рассмотрим открытый резонатор образованный двумя неоднородностями в регулярном волноводе, расположенными на расстоянии L друг от друга (рис.7.5). *Радиационную* (англ. – *radiation*), то есть обусловленную потерями на

излучение, добротность рассмотренного резонатора можно приближенно оценить по формуле

$$Q_{\text{рад}} = \frac{4\pi}{p} \left(\frac{l}{\Lambda} \right)^2 / \left[1 - (|\Gamma_1|^2 + |\Gamma_2|^2) / 2 \right], \quad (7.21)$$

где Γ_1, Γ_2 – коэффициенты отражения от левой и правой неоднородностей.

Из этой формулы следует, что при фиксированном количестве полуволн p , которое укладывается по длине резонатора, его радиационная добротность быстро растет с ростом соотношения l/Λ , а также с увеличением коэффициентов отражения от неоднородностей. Радиационная добротность уменьшается в случае роста индекса p , то есть с увеличением количества вариаций поля вдоль продольной оси резонатора. Считая $\Gamma_1 = \Gamma_2 = 0$, находим минимальное значение добротности, которую может иметь открытый резонатор:

$$Q_{\text{мин}} = \frac{4\pi}{p} \left(\frac{l}{\lambda} \right)^2, \quad p = 1, 2, \dots \quad (7.22)$$

Эта добротность может достигать больших значений при $l \gg \lambda$, то есть при $\Lambda \gg \lambda$. Поскольку $\Lambda = \lambda \sqrt{1 - (f_{\text{кр}} / f)^2}$, то это условие выполняется на частотах, близких к критической частоте волновода.

Формула (7.22) качественно справедлива и для открытого волноводного резонатора, излучение из которого осуществляется в свободное пространство. При этом под Γ_1 и Γ_2 следует понимать коэффициенты отражения от открытого конца волновода, значения которых при $\lambda \approx \lambda_{\text{кр}}$ могут быть близки к единице.

В рассмотренном ОВР высокую добротность имеют только колебания типа E_{mn1} и H_{mn1} . Потому плотность спектра высокодобротных колебаний разрежена по третьему индексу, благодаря чему он сохраняет свои частотно-селективные свойства на более высоких частотах по сравнению с аналогичным закрытым резонатором.

С целью повышения радиационной добротности используются открытые резонаторы на отрезках нерегулярных волноводов, сечение которых уменьшается от центра к краям (рис.7.6). Например, симметричный *биконический резонатор* (БР), созданный на базе круглого волновода, радиус которого изменяется по линейному закону

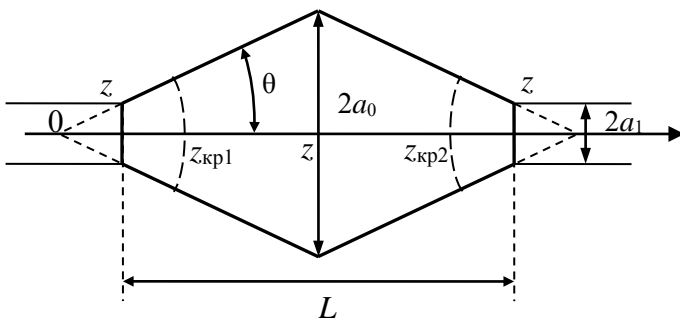


Рис.7.6. Биконический резонатор

$r = z \operatorname{tg} \theta$, a_0 – минимальный радиус посередине резонатора; l – длина резонатора; θ – угол при вершине конуса; $z_{\text{кр}1}, z_{\text{кр}2}$ – продольные координаты критических сечений.

В средней части таких резонаторов существуют волны, постоянные распространения которых уменьшаются в случае удаления от центра ре-

зонатора. Вблизи тех сечений, для которых выполняются критические условия ($\gamma = 0$), образуются *каустические* поверхности (на рис.7.6 изображены пунктиром), от которых наблюдается практически полное отражение волн. Поскольку эти поверхности находятся внутри резонатора, излучение из открытых концов значительно уменьшается. Но при этом с ростом добротности увеличивается густота спектра собственных колебаний.

Резонаторы данного типа можно создавать на волноводах любого сечения. На практике наиболее часто применяют резонаторы на базе волновода круглого сечения с азимутально-симметричными колебаниями H_{0np} . В таких резонаторах удастся получить максимально высокую добротность благодаря малым продольным токам в металлических стенках. Наличие отверстий в запредельных областях обеспечивает возможность размещения исследуемых образцов во внутреннюю полость резонатора, что обусловило применение биконических резонаторов в измерительной технике [5,6,7].

Отверстия связи резонатора с источником колебаний и детектирующим устройством расположены в области максимального диаметра резонатора, то есть оснований конусов. Увеличение размеров отверстий связи приводит к увеличению коэффициента передачи и степени искажения структуры электрического поля, а также уменьшению резонансной частоты и нагруженной добротности биконических резонаторов, при этом оптимальное значение диаметра отверстия связи, обеспечивающее минимальную погрешность определения резонансной частоты, составляет $0,28a_0$ от диаметра основания конических составляющих резонатора. Возможна такая комбинация диаметров открытых торцов биконического резонатора (менее $0,72a_0$) и диаметров отверстий связи, при которых его резонансная частота и нагруженная добротность будут незначительно отличаться от этих же параметров для закрытого резонатора [8]. При достижении диаметра открытого торца резонатора определенных предельных значений, которые могут быть охарактеризованы значением половины диаметра основания конических составляющих резонатора, добротность резонатора значительно снижается, а его практическое применение теряет смысл.

Контрольные вопросы

1. В чем состоит принцип работы открытого волноводного резонатора?
2. Что представляет собой радиационная добротность?
3. Какие преимущества имеют ОВР перед закрытыми резонаторами?
4. От каких факторов зависит добротность ОВР?
5. В чем состоит принцип работы ОВР на нерегулярных волноводах?
6. Какие резонансные условия имеет ОВР, открытый с одного и с двух концов?

7.4. Диэлектрические резонаторы

Другим способом уменьшить потери при переходе к миллиметровому диапазону является применение *диэлектрических* (ДР) и *металлодиэлектрических* резонаторов (МДР). Их широко используют в частотном диапазоне 10–300 ГГц. В отличие от полых металлических резонаторов в ДР высокочастотные колебания возникают за счет отражения электромагнитных волн от границы диэлектрик-воздух. Диэлектрические резонаторы – это открытые резонансные системы, то есть при отражении от границы резонатора часть энергии излучается во внешнее пространство.

С ростом частоты диэлектрические потери увеличиваются значительно медленнее, чем тепловые потери в металле, к тому же уменьшаются потери на излучение. Благодаря большой диэлектрической проницаемости геометрические размеры ДР значительно меньше, чем габариты полых резонаторов на тех же частотах.

ДР преимущественно имеют форму цилиндра, кольца или прямоугольного параллелепипеда. Иногда применяют ДР более сложной геометрической формы (Т-образные, крестообразные и др.). Материалы для изготовления резонаторов должны иметь малые диэлектрические потери (тангенс угла диэлектрических потерь $\operatorname{tg} \delta \sim 10^{-3} - 10^{-4}$), температурный коэффициент диэлектрической проницаемости и температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР). Для уменьшения геометрических размеров применяются диэлектрики с диэлектрической проницаемостью $\epsilon \approx 10$ и более. Добротность ДР зависит от потерь в диэлектрике и потерь на излучение. То есть

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_d} + \frac{1}{Q_{\text{рад}}}, \quad (7.23)$$

где $Q_d \approx 1/\operatorname{tg} \delta$ – добротность обусловленная потерями в диэлектрике, $\operatorname{tg} \delta = \epsilon''/\epsilon'$ – тангенс угла диэлектрических потерь.

Для уменьшения радиационных потерь, особенно в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов, на практике широко применяются цилиндрические ДР *квазиоптического типа* [9], работающие на азимутальных типах колебаний высоких порядков. Слабое излучение таких колебаний объясняется тем, что они формируются волнами типа «шепчущей галереи», которые распространяются вблизи боковой криволинейной поверхности резонатора и падают на нее под очень малыми углами. При этом коэффициент отражения становится близок к единице.

Потери на излучение устраняют полным или частичным экранированием в металлодиэлектрических резонаторах, однако в этом случае возникают дополнительные потери в стенках экрана. Снижение добротности особенно заметно при незначительной относительной диэлектрической проницаемости (10–40) и в случае близкого расположения экрана от ДР. Обычно размер экрана

составляет 1,3...1,6 диаметра ДР. Отдельную группу МДР составляют *волново-водно-диэлектрические* резонаторы (ВДР).

Определенный практический интерес представляют открытые волноводные металлодиэлектрические резонаторы предельного типа. Такие резонаторы сочетают в себе достоинства, как закрытых объемных резонаторов, так и открытых, а именно: высокие значения добротности, разреженный спектр собственных колебаний, простоту размещения исследуемого объекта в рабочем объеме резонатора.

Примером такой структуры может служить открытый резонатор, представляющий собой отрезок запредельного цилиндрического волновода, внутри которого размещена осесимметричная диэлектрическая вставка переменного поперечного сечения, выполненная в виде трубки, внутренний диаметр которой плавно увеличивается от краев к центру (Рис.7.7) [10].

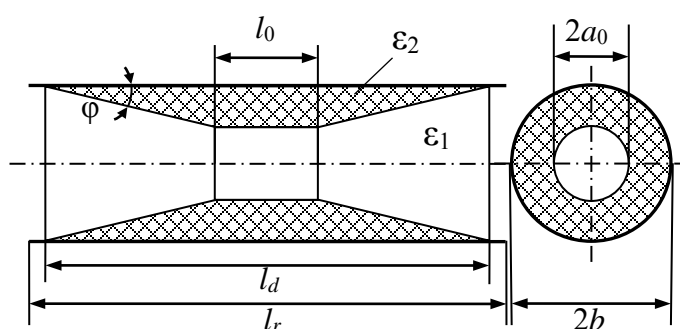


Рис.7.7. ОВР с диэлектрической вставкой переменного сечения

Размещение в объеме запредельных волноводов диэлектрических вставок, позволяет создать высокодобротные резонаторы за счет практически полного отражения электромагнитной волны рабочего типа от запредельных участков волновода на торцах резонатора.

В качестве рабочих могут использоваться любые типы колебаний, для которых волновод

является запредельным и условия распространения выполняются лишь в области, частично заполненной диэлектриком вблизи центральной части резонатора. Однако, наиболее предпочтительными являются колебания, образованные азимутально-симметричными волнами магнитного типа H_{0n} , обладающими аномально малым затуханием, обусловленным практически полным отсутствием продольных токов в металлической стенке волновода.

Благодаря этому колебания H_{0np} типа обладают наиболее высокой добротностью, что является важным преимуществом, например, при использовании данного резонатора в качестве первичного преобразователя для радиоволновых измерений. Поле осесимметричных колебаний в центре волновода крайне мало, что позволяет использовать для определения параметров исследуемых объектов, размещаемых вдоль оси резонатора классические методики, основанные на методе малых возмущений. Кроме того, на свойствах колебаний H_{0np} типа значительно слабее сказываются параметры элементов связи.

Плавное изменение сечения диэлектрической вставки позволяет применять подобные резонансные структуры при исследовании параметров газообразных сред, в том числе и в потоке.

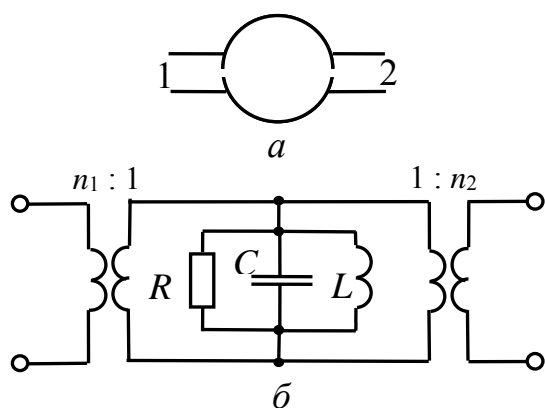
Контрольные вопросы

1. Какими физическими явлениями обусловлено возникновение резонансных колебаний в диэлектрическом резонаторе?
2. Диэлектрические резонаторы какой геометрической формы наиболее распространены на практике ?
3. Какие факторы влияют на добротность диэлектрического резонатора?
4. Какими преимуществами обладают диэлектрические резонаторы по сравнению с закрытыми резонаторами?
5. Какие цели преследуются при создании металлодиэлектрических резонаторов?
6. В чем состоят преимущества металлодиэлектрических резонаторов предельного типа?

7.5. Резонатор, включенный на проход

Проходной (англ. – *reentrant*) резонатор (рис.7.8,*а*) имеет два элемента связи (вход и выход). Это приводит к появлению потерь на излучение в первое и второе плечо. Выражение для нагруженной добротности принимает вид

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_0} + \frac{1}{Q_{\text{вн1}}} + \frac{1}{Q_{\text{вн2}}}, \quad (7.24)$$



где $Q_{\text{вн1}}$, $Q_{\text{вн2}}$ – внешние добротности плеч 1 и 2, их часто называют добротностями входа и выхода.

Коэффициенты связи определяются соотношениями

$$\kappa_1 = Q_0 / Q_{\text{вн1}}; \quad \kappa_2 = Q_0 / Q_{\text{вн2}}. \quad (7.25)$$

Тогда выражение для нагруженной добротности (7.24) можно записать в виде

$$Q = \frac{Q_0}{1 + \kappa_1 + \kappa_2}. \quad (7.26)$$

В общем случае, когда связи отличаются ($\kappa_1 \neq \kappa_2$), в эквивалентной схеме (рис.7.8,*б*) следует предусмотреть трансформаторы с такими коэффициентами трансформации, чтобы

$$\kappa_1 = \frac{R}{1/n_1^2}, \quad \kappa_2 = \frac{R}{1/n_2^2}. \quad (7.27)$$

Уравнение (7.27) вместе с уравнениями

$$LC\omega_0 = 1, \quad RC\omega_0 = Q_0 \quad (7.28)$$

устанавливают четыре соотношения между пятью величинами, которые подлежат определению R, C, L, n_1 и n_2 . Таким образом, одна из величин может быть задана произвольно. Удобно положить, что $R = 1$, после чего

$$C\omega_0 = \frac{1}{L\omega_0} = Q_0; n_1 = \sqrt{\kappa_1}; n_2 = \sqrt{\kappa_2}. \quad (7.29)$$

Нормированная проводимость эквивалентной схемы на резонансной частоте будет равна

$$y' = \frac{1}{n_1^2} \left(\frac{1}{R} + n_2^2 \right) = \frac{1}{\kappa_1} (1 + \kappa_2). \quad (7.30)$$

По условию согласования необходимо, чтобы $y' = 1$, это будет выполняться в случае, когда

$$\kappa_1 = 1 + \kappa_2. \quad (7.31)$$

Таким образом, если коэффициенты связи одинаковы ($\kappa_1 = \kappa_2 = \kappa$), согласования линии с резонатором достичь невозможно.

Известно, что коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2 также будет максимальным, когда выполняется условие согласования (7.31). Причем коэффициент передачи растет с увеличением κ_1 и κ_2 , однако при этом уменьшается нагруженная добротность Q и селективность.

Контрольные вопросы

1. Какие факторы влияют на добротность проходного резонатора?
2. Возможно ли согласовать проходной резонатор?
3. Как связаны нагруженная добротность и величина коэффициента передачи проходного резонатора?
4. Как связаны селективность и величина коэффициента передачи проходного резонатора?
5. Как можно определить собственную добротность, зная коэффициент передачи проходного резонатора?

7.6. Частотные фильтры

Фильтр (англ. – *filter*) – это четырехполосник, который имеет ярко выраженные частотно-селективные свойства, предназначенный для передачи мощности спектральных составляющих сигнала, которые находятся в *полосе частот пропускания* (англ. – *bandpass*). При этом существенно подавляются спектральные составляющие, которые лежат вне полосы пропускания, в *полосе заграждения* или *режекции* (англ. – *stopband*). Фильтры применяются, в частности, для одновременной работы передатчика и приемника на одну антенну, выделения стволов (групп каналов) для их отдельного усиления и обработки,

защиты входных каскадов приемника от внешних помех, предотвращения попадания колебаний гетеродина в антенну, ослабления влияния шумов гетеродина на смеситель, выделения одной боковой полосы частот, ограничения спектра излучения передатчика для выполнения условий электромагнитной совместимости.

Фильтры могут быть коаксиальными, волноводными, полосковыми, твердотельными и др. Фильтры на сосредоточенных элементах применяют только в метровом и дециметровом диапазонах частот из-за их низкой добротности. Для частот до 500 МГц СВЧ фильтры строят на спиральных резонаторах.

Основными характеристиками фильтра являются:

характеристика затухания (англ. – *attenuation characteristic*)

$$A(\omega) = 10 \lg(P_{\text{вх}} / P_{\text{вых}}) = -20 \lg|\dot{s}_{21}|; \quad (7.32)$$

фазовая характеристика (англ. – *phase characteristic*)

$$\varphi(\omega) = \arg(\dot{s}_{21}) \quad (7.33)$$

и *групповое время задержки* (ГВЗ)(англ. – *group delay time*)

$$\tau(\omega) = -\frac{d\varphi(\omega)}{d\omega}. \quad (7.34)$$

В зависимости от назначения различают следующие типы фильтров:

фильтры нижних частот (ФНЧ; англ. – *low-pass filter*), пропускают сигналы с частотами, ниже некоторой частоты среза ω_p , и не пропускают сигналы с частотами выше этой частоты;

фильтры верхних частот (ФВЧ; англ. – *high-pass filter*), пропускают сигналы с частотами, выше некоторой частоты среза ω_p , и не пропускают сигналы с частотами ниже этой частоты;

полосно-пропускающие фильтры (ППФ; англ. – *band-pass filter*), пропускают сигналы с частотами, лежащими в диапазоне от ω_{p1} до ω_{p2} , для таких фильтров характерна ширина полосы пропускания $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$;

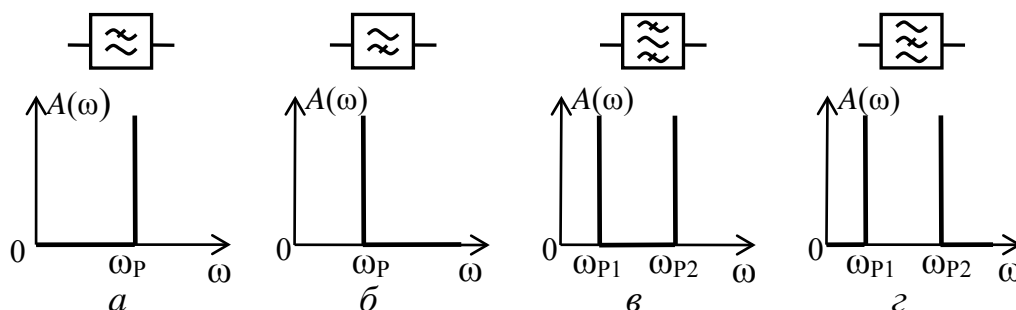


Рис.7.9. Частотные характеристики и обозначения фильтров:

a – фильтр нижних частот; *б* – фильтр верхних частот; *в* – полосно-пропускающий фильтр; *г* – полосно-заграждающий фильтр

режекторные фильтры (РФ), другие возможные названия – *полосно-заграждающие фильтры* (ПЗФ; англ. – *band-stop filter*); *фильтр-пробка*, пропускают на выход сигналы, содержащие все частоты, кроме тех, которые принадлежат некоторому диапазону от ω_{p1} до ω_{p2} , для таких фильтров характерна ширина *полосы заграждения* $\Delta\omega = \omega_{p2} - \omega_{p1}$.

На рис.7.9,а-г изображены идеальные частотные характеристики затухания соответственно ФНЧ, ФВЧ, ППФ, РФ(ПЗФ). Однако такая идеальная (прямоугольная) форма характеристики затухания не может быть физически реализована. В реальном фильтре затухание в полосе пропускания не равно нулю (децибел), затухание в полосе заграждения не равно бесконечности, а переход от полосы пропускания к полосе задерживания осуществляется постепенно (не скачкообразно).

Возможный вид характеристики затухания реального фильтра, например ФНЧ, приведен рис.7.10. Проектирование фильтра производится с учетом проектных параметров: граничной частоты полосы пропускания ω_p ; предельного затухания A_p в полосе пропускания; граничной частоты полосы заграждения ω_s ; минимального затухания A_s в полосе заграждения. Аналогичным образом вводятся проектные параметры для фильтров остальных типов.

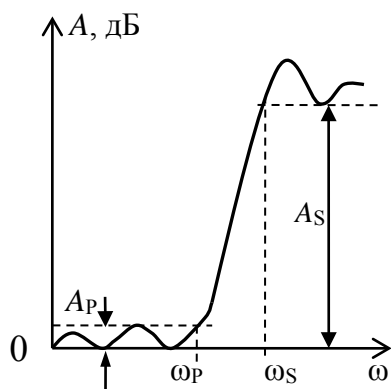


Рис. 7.10. Характеристика затухания реального ФНЧ:

ω_p – граничная частота полосы пропускания; ω_s – граничная частота полосы заграждения; A_p – максимальное затухание в полосе пропускания; A_s – минимальное затухание в полосе заграждения

Для уменьшения затухания в полосе пропускания фильтры реализуют на реактивных элементах. Увеличение затухания в полосе заграждения обеспечивается за счет отражения от входа фильтра. Несмотря на использование реактивных элементов, в реальности они обладают некоторыми потерями, поэтому рассматривают понятие об активных потерях в полосе пропускания.

Проектирование фильтров СВЧ обычно выполняют в два этапа:

1) вычисляют число элементов фильтра (порядок фильтра) и их значения (то есть определяют схему фильтра-прототипа из сосредоточенных элементов);

2) реализуют фильтр-прототип в виде схемы с распределенными параметрами.

Что касается первого этапа проектирования, то он намного облегчается благодаря использованию современных специальных программных сред, которые имеют средства для определения за заданными параметрами ω_p , ω_s , A_p , A_s комплексной частотной характеристики фильтра.

Наиболее часто используют два способа аппроксимации идеальной АЧХ, которые позволяют в случае заданного порядка фильтра n в схеме фильтра-прототипа приблизить реальную АЧХ к идеальной. В первом способе парамет-

ры фильтра подбирают таким образом, чтобы получить максимально плоскую АЧХ (*фильтр Баттерворта*):

$$A(\omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon \Omega^{2n}), \quad (7.35)$$

где $\Omega = \omega / \omega_p$; $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$; n – порядок фильтра.

Фильтры Баттерворта применяют в случае, когда к качеству согласования в полосе пропускания предъявляются жесткие требования. Их основное преимущество – хорошая линейность фазовой характеристики, что способствует неискаженной передаче импульсных сигналов.

При втором способе аппроксимации реализуется равномерно пульсирующая характеристика (*фильтр Чебышёва*):

$$A(\omega) = 10 \lg(1 + \varepsilon T_n^2(\Omega)), \quad (7.36)$$

где $T_n(\Omega) = \cos(n \arccos(\Omega))$ – полином Чебышёва первого рода n -го порядка; $\varepsilon = 10^{A_p/10} - 1$ – параметр, который определяет величину пульсаций АЧХ в полосе пропускания.

При одинаковых требованиях к частотным характеристикам для фильтра Чебышёва требуется меньшее число элементов. Для примера на рис.7.11 представлены характеристики затухания полосно-пропускающих фильтров Баттерворта (сплошная линия) и Чебышёва (пунктирная линия), рассчитанные по одинаковым входным данным: $f_{p1} = 0,5$ ГГц; $f_{p2} = 1,5$ ГГц; $f_{s1} = 0,375$ ГГц; $f_{s2} = 1,625$ ГГц; $A_p = 0,5$ дБ; $A_s = 15$ дБ. При этом для фильтра Баттерворта $n = 13$, а Чебышёва – $n = 5$.

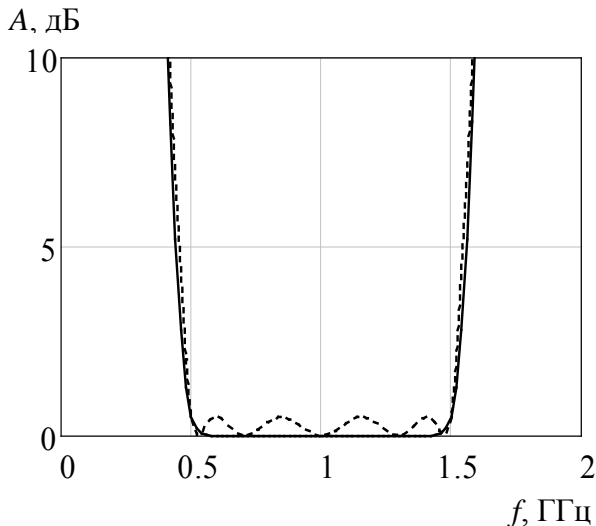


Рис.7.11. Характеристики затухания полосно-пропускающих фильтров

После выбора оптимального фильтра-прототипа возникает вопрос – чем заменить рассчитанные компоненты L и C ? Решение этой задачи неоднозначное и зависит от диапазона частот, типа линии, относительной полосы пропускания $\Delta\omega / \omega_0$.

Наиболее распространенный прием – замена L , C и контуров отрезками линии передачи длиной $l < \Lambda/4$ с условиями короткого замыкания или холостого хода. Особенно это удобно при условии $\Delta\omega / \omega_0 > 5\%$, где ω_0 – средняя частота полосы пропускания. Последовательные и параллельные контуры удобно реализовать в виде резонансных отрезков (резонаторов).

Волноводные фильтры в последнее время все чаще применяют в коротковолновой части сантиметрового и длинноволновой части миллиметрового

диапазонов волн, где они имеют лучшие характеристики по сравнению с фильтрами на полосковых линиях и диэлектрических резонаторах. Однако, последние уверенно вытеснили волноводные фильтры из дециметрового и длинноволновой части сантиметрового диапазонов.

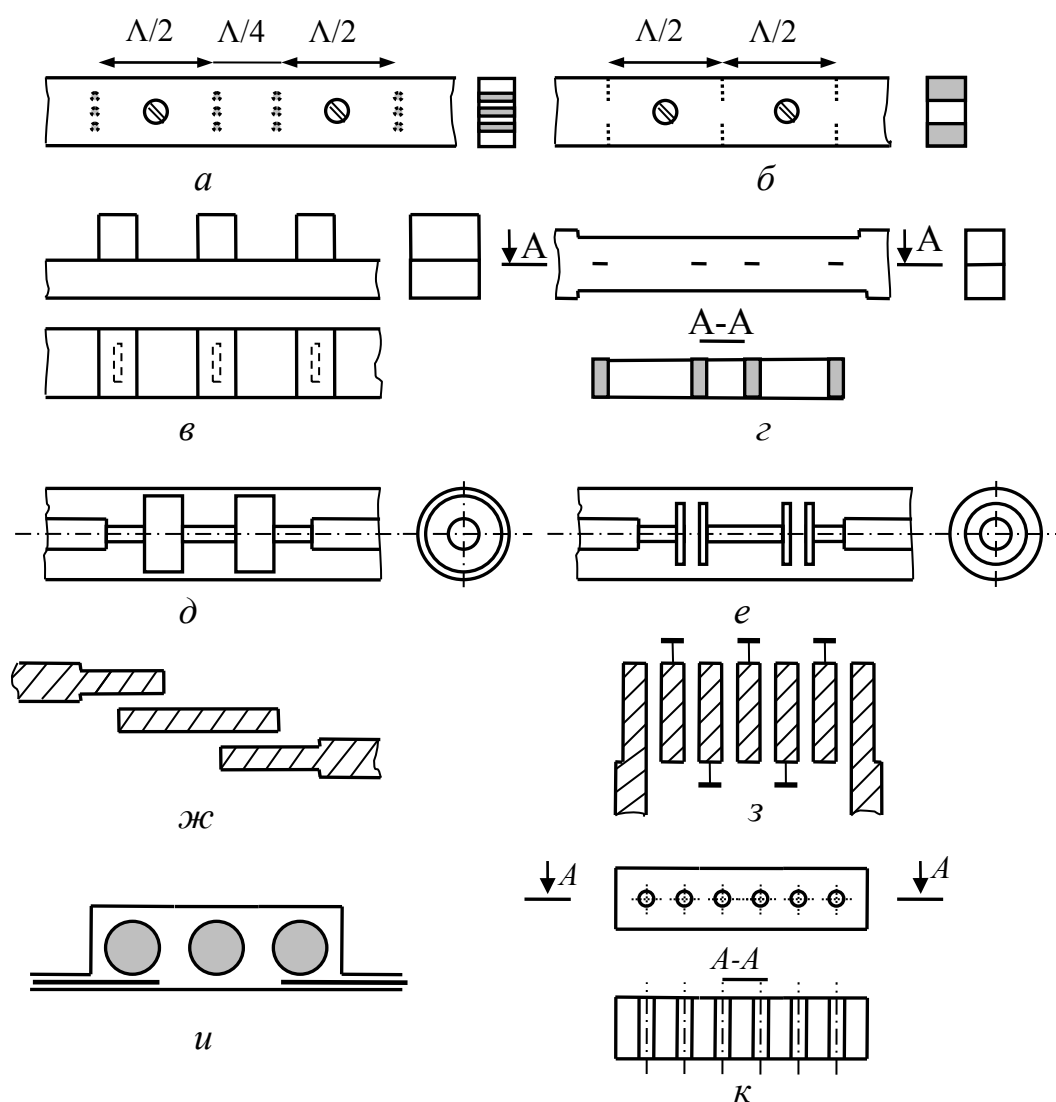


Рис.7.12. Фильтры СВЧ: *а* – волноводный ППФ на индуктивных штырях; *б* – волноводный ППФ на диафрагмах; *в* – РФ на короткозамкнутых шлейфах; *г* – fin-line фильтр; *д* – коаксиальный ФНЧ; *е* – коаксиальный ППФ; *ж* – ППФ на параллельно связанных полуволновых резонаторах; *з* – ППФ на встречных стержнях; *и* – ППФ на ДР; *к* – металлокерамический фильтр

На рис.7.12,*а* изображена конструкция волноводного ППФ на индуктивных штырях, здесь полуволновые резонаторы связаны через четвертьволновые отрезки. Достоинство фильтра с четвертьволновыми связями состоит в простоте настройки. Каждое звено можно настраивать индивидуально на резонансную частоту с помощью емкостного винта, а потом – провести сборку всего устройства. Недостаток такого фильтра – большие габариты. Волноводный ППФ на диафрагмах с непосредственной связью (рис.7.12,*б*) имеет сравнительно меньшую длину, однако он сложнее в настройке. На рис.7.12,*в* приведена конструк-

ция РФ на короткозамкнутых шлейфах. Высокую технологичность для реализации в миллиметровом диапазоне имеют так называемые *fin-line* фильтры, которые образуются размещением в прямоугольном волноводе избирательно металлизированной диэлектрической ленты или металлической перфорированной ленты в (рис.7.12,з).

В настоящее время коаксиальные фильтры, по-видимому, применяются реже, чем фильтры других типов. Основным применением коаксиальных фильтров можно считать ФНЧ (рис.7.12,д). На рис.7.12,е изображена конструкция коаксиального ППФ. Наибольшим технологическим достоинством коаксиальных фильтров остается простота их изготовления при высокой точности допусков на размеры элементов. К недостаткам следует отнести высокую металлоемкость и большие габариты в длинноволновой части СВЧ диапазона, где они характеризуются наибольшей добротностью.

В зависимости от типа интегральной линии передачи различают микрополосковые, копланарные, подвешенные полосковые и комбинированные конструкции полосковых фильтров. Благодаря удобству интеграции полосковые фильтры наиболее распространены. На рис.7.12,ж изображена топология ППФ на параллельных связанных полуволновых резонаторах. ППФ на встречных стержнях (рис.7.12,з) содержат четвертьволновые резонаторы, короткозамкнутые на одном конце и разомкнутые на другом.

Основным преимуществом фильтров на основе диэлектрических резонаторов является их малые габариты. Общий принцип построения ППФ на ДР состоит в применении входной и выходной линии, электромагнитная связь между которыми обеспечивается с помощью нескольких ДР (рис.7.12,и). Между ДР часто вводят разнообразные диафрагмы, которые уменьшают связь между звеньями, тем самым сокращая длину фильтра, они также способны устранить паразитные полосы пропускания.

В телекоммуникационных системах широко используется диапазон частот 40 – 3000 МГц. Он используется, в частности, для мобильной связи, телевидения и практически во всех трактах промежуточной частоты (ПЧ) приемопередатчиков систем связи. Усовершенствование электрических характеристик устройств данного диапазона и стремление уменьшить габариты частотно-селективных устройств обусловили появление нового класса малогабаритных фильтров – *металлокерамических фильтров* (МКФ). Конструктивно такой фильтр представляет собой прямоугольный блок керамики с большой диэлектрической проницаемостью ϵ , который имеет цилиндрические отверстия (рис.7.12,к). Внешняя поверхность структуры и внутренняя поверхность отверстий избирательно металлизированы, таким образом, она оказывается эквивалентной коаксиальному фильтру на встречных стержнях (рис.7.12,з).

Контрольные вопросы

1. Какое СВЧ устройство называется фильтром?
2. В каких схемах применяются фильтры?

3. Какие основные характеристики и параметры фильтров?
4. Какая существует классификация фильтров по полосам пропускания (режекции)?
5. Каковы основные проектные параметры реального фильтра?
6. Почему фильтры преимущественно конструируют из реактивных элементов?
7. Каковы основные этапы проектирования фильтров?
8. Каковы особенности характеристик Баттерворта и Чебышёва?
9. Какой фильтр при одинаковых основных проектных параметрах требует большего количества элементов?
10. В чем преимущество фильтра Баттерворта?
11. Какой типичный способ реализации L и C элементов в микроволновых фильтрах?
12. Какими преимуществами обладают фильтры на диэлектрических резонаторах по сравнению с волноводными фильтрами?
13. Какие преимущества и недостатки присущи фильтрам на основе коаксиальной линии?
14. Какие преимущества и недостатки характерны для фильтров на основе микрополосковой линии?
15. Какие преимущества и недостатки имеют металлокерамические фильтров? Какова их конструкция?

8. Шестиполюсники

Шестиполюсники или *тройки* (англ. – *three-port network*) – это соединения трех линий передачи, их применяют для разветвления или объединения СВЧ-трактов. Матрица рассеяния шестиполюсника имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dot{s}_{13} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dot{s}_{23} \\ \dot{s}_{31} & \dot{s}_{32} & \dot{s}_{33} \end{bmatrix}. \quad (8.1)$$

Взаимный шестиполюсник без потерь не может быть полностью внутренне согласован со стороны трех плеч, то есть за счет введения в конструкцию дополнительных реактивных элементов. Докажем это утверждение.

По условию согласования $\dot{s}_{11} = \dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = 0$, а по условию взаимности \mathbf{S} является симметричной, то есть $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{12} = \alpha$, $\dot{s}_{31} = \dot{s}_{13} = \beta$, $\dot{s}_{32} = \dot{s}_{23} = \gamma$. Тогда матрица рассеяния согласованного со стороны трех плеч взаимного шестиполюсника должна иметь вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & \beta \\ \alpha & 0 & \gamma \\ \beta & \gamma & 0 \end{bmatrix}, \quad (8.2)$$

Исходя из того, что шестиполюсник должен быть еще и недиссипативным, матрица \mathbf{S} должна быть унитарной $\mathbf{S}^* \mathbf{S} = \mathbf{I}$, то есть должны выполняться такие условия:

$$|\alpha|^2 + |\beta|^2 = 1; |\alpha|^2 + |\gamma|^2 = 1; |\beta|^2 + |\gamma|^2 = 1; \beta\gamma^* = 0; \alpha\gamma^* = 0; \alpha\beta^* = 0.$$

Очевидно, что эта система уравнений не имеет решения.

8.1. Y-тройки

Одним из простейших шестиполюсников является *Y-тройник* (англ. – *Y-junction*), изображенный на рис.8.1,а. Это симметричное соединение под углом 120° трех прямоугольных волноводов в плоскости широких стенок (в плоскости *H*). Он имеет три плоскости симметрии.

Для получения матрицы рассеяния мысленно подключим к плечам 2 и 3 согласованные нагрузки. Из эквивалентной схемы в виде параллельного соединения длинных линий (рис.8.1,б) видно, что нагрузкой, например, линии 1 является параллельное соединение двух одинаковых линий передачи. Тогда нормированное сопротивление нагрузки линии 1 равно $\dot{z}_1 = 1/2$. Таким образом, коэффициент отражения в плече 1 $\dot{s}_{11} = \frac{\dot{z}_1 - 1}{\dot{z}_1 + 1} = -\frac{1}{3}$. Поскольку устройство

симметричное, то волновые коэффициенты передачи из плеча 1 в плечи 2 и 3 одинаковы $\dot{s}_{31} = \dot{s}_{21}$.

Воспользуемся теперь свойством унитарности матрицы \mathbf{S} , получим $|\dot{s}_{11}|^2 + |\dot{s}_{21}|^2 + |\dot{s}_{31}|^2 = 1$, откуда $|\dot{s}_{21}| = |\dot{s}_{31}| = 2/3$. Расположим плоскости отсчета фаз таким образом, чтобы коэффициенты \dot{s}_{11} , \dot{s}_{21} , \dot{s}_{31} были действительными (это можно осуществить без нарушения симметрии). Учитывая, что матрица рассеяния симметрична и унитарна, определим

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}. \quad (8.3)$$

Рассмотрим Y -тройник в плоскости E (рис.8.1,в). Из эквивалентной схемы в виде последовательного соединения длинных линий (рис.8.1,г) видно, что

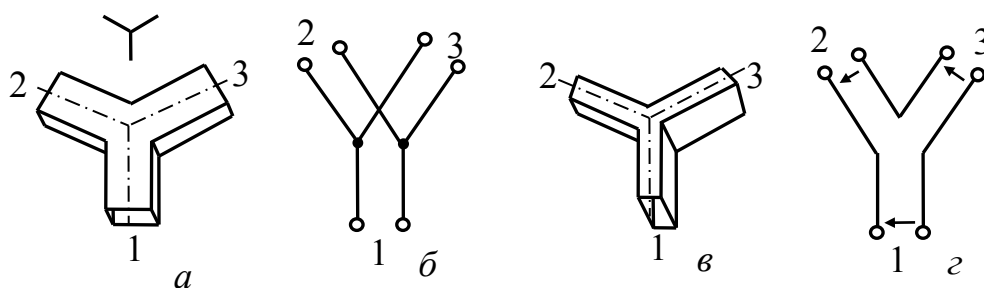


Рис.8.1. Y -тройники: *a* – H -плоскостной; *б* – эквивалентная схема; *в* – E -плоскостной; *г* – эквивалентна схема

нагрузкой, например, линии 1 служит последовательное соединение двух одинаковых линий передачи. Тогда нормированное сопротивление нагрузки линии 1 равно $\dot{z}_1 = 2$. Выполняя аналогичные расчеты, получим матрицу рассеяния Y -тройника в плоскости E в виде

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8.4)$$

Противоположные знаки у элементов \dot{s}_{21} и \dot{s}_{31} указывают на то, что фазы возбужденных в плечах 2 и 3 волн сдвинуты на 180° (рис.8.1,г).

Полученные матрицы рассеяния Y -тройников говорят о том, что в случае возбуждения любого плеча и согласования остальных плеч $1/9$ часть мощности отражается назад, а $8/9$ перераспределяется между другими плечами.

8.2. E- и H-тройники

В технике СВЧ часто применяются волноводные соединения, в которых к

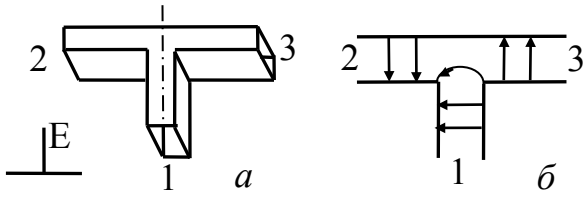


Рис.8.2. E-тройник:

a – конструкция; *б* – эквивалентная схема

основному волноводу перпендикулярно подсоединяется дополнительный волновод. В зависимости от способа соединения волноводов различают E- и H-тройники.

Построим матрицу рассеяния E-тройника (англ. – *series, E-plane T-junction*), учитывая, что это взаимное недиссипативное устройство, имеющее

зеркальную плоскость симметрии (рис.8.2,*a*).

Допустим, что тройник внутренне согласован со стороны E-плеча (1), например, с помощью диафрагмы, тогда $\dot{s}_{11} = 0$. В случае возбуждения плеча 1 энергия поделится поровну между плечами 2 и 3: $|\dot{s}_{21}| = |\dot{s}_{31}| = 1/\sqrt{2}$. Учитывая симметрию устройства и выбирая плоскости отсчета фаз таким образом, чтобы элементы \dot{s}_{21} и \dot{s}_{31} были действительными, запишем матрицу рассеяния в виде

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 1/\sqrt{2} & -1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & \alpha_1 & \alpha_2 \\ -1/\sqrt{2} & \alpha_2 & \alpha_1 \end{bmatrix}. \quad (8.5)$$

Противоположные знаки элементов \dot{s}_{21} и \dot{s}_{31} указывают на то, что фазы возбужденных в плечах 2 и 3 волн сдвинуты на 180° (рис.8.2,*б*).

На основе унитарности матрицы \mathbf{S} запишем следующие уравнения:

$$1/2 + |\alpha_1|^2 + |\alpha_2|^2 = 1; \quad 0 + \frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_1^* - \frac{1}{\sqrt{2}}\alpha_2^* = 0.$$

Из этих уравнений следует, что $|\alpha_1| = |\alpha_2| = 1/2$. Поскольку матрица рассеяния содержит три независимых элемента, то выбором положения плоскости отсчета фаз в трех плечах эти элементы можно сделать действительными:

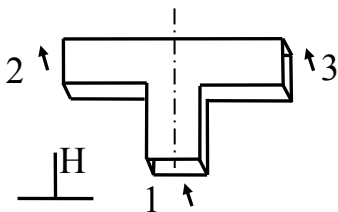


Рис.8.3. H-тройник

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (8.6)$$

Аналогично выполняют анализ H-тройника (англ. – *shunt, H-plane T-junction*), однако в случае возбуждения плеча 1 волны в плечах 2 и 3 оказываются в фазе (рис.8.3).

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}. \quad (8.7)$$

Шестиполюсники на линиях с T -волной образуются параллельным T - или Y -соединением идентичных линий. На рис.8.4 представлена одна из возможных реализаций тройника на коаксиальной линии. На умеренно высоких частотах размеры таких тройников оказываются меньшими, чем длина волны, поэтому реактивности в месте соединения ничтожно малы. Эквивалентная схема тройников с T -волной имеет вид параллельного соединения длинных линий.

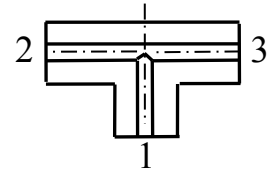
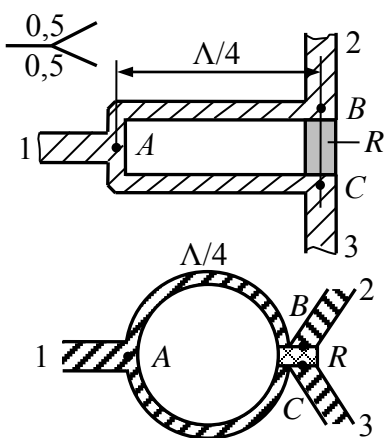


Рис.8.4. Коаксиальный тройник

8.3. Шестиполюсные делители мощности

В шестиполюсных делителях мощности различают вход 1 и два выхода 2 и 3 (рис.8.5). Обычно к делителю предъявляются требования согласования входа ($\dot{s}_{11} = 0$) и передачи мощности с входа на выходы с заданными коэффициентами передачи $|\dot{s}_{21}|^2$ и $|\dot{s}_{31}|^2$. Делители мощности (англ. – *power divider*) также применяются для суммирования на выходе 1 колебаний от двух когерентных источников, которые подключаются к плечам 2 и 3. Наиболее часто к делителю предъявляются дополнительные требования по согласованию и развязке между собой выходов 2 и 3: $\dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = \dot{s}_{32} = 0$.

Когда мощность делится пополам ($|\dot{s}_{21}|^2 = |\dot{s}_{31}|^2 = 1/2$), тогда понятно, что матрица рассеяния идеального взаимного делителя принимает следующий вид:



$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \\ \sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (8.8)$$

Видно, что матрица \mathbf{S} не унитарна, следовательно, в устройстве должны быть активные потери.

Примеры делителей мощности на полосковых линиях показаны на рис.8.5. Каждый делитель содержит два отрезка линии передачи длиной $\Lambda/4$ и балластный резистор R . В случае возбуждения делителя со стороны входа 1 благодаря электрической симметрии точки B и C

Рис.8.5. Кольцевые делители мощности

оказываются эквипотенциальными. Ток через балластный резистор R не течет, и мощность на нем не выделяется. В случае возбуждения делителя со стороны

одного из выходов, например 2, сигнал в точку C приходит двумя путями: через четвертьволновые отрезки (путь $B-A-C$) и через резистор R (путь $B-C$). Разность фаз сигналов, которые проходят эти пути, равна 180° . Сопротивление балластного резистора $R = 2W$ обеспечивает равенство амплитуд указанных сигналов. Таким образом, напряжение в точке C равно нулю, а мощность сигнала, который приходит на выход 2, частично рассеивается в резисторе, а частично приходит в плечо 1. Для того, чтобы делитель был согласованным, волновое сопротивление четвертьволновых отрезков должно быть равно $\sqrt{2W}$, где W – волновое сопротивление входа делителя.

Для неравномерного деления мощности волновые сопротивления четвертьволновых отрезков выбирают различающимися, согласование при этом достигается за счет четвертьволновых трансформаторов. Для улучшения характеристик полосковых делителей четвертьволновые отрезки сворачивают в кольцо, потому такие делители получили название кольцевые. В англоязычной литературе кольцевые делители называют делителями или мостами Уилкинсона (англ. – *Wilkinson power divider*).

Контрольные вопросы

1. Какое СВЧ устройство называют шестиполюсником?
2. Может ли СВЧ шестиполюсник быть полностью согласованным?
3. Каковы конструкции H - и E -плоскостного Y -тройников? Каковы их эквивалентные схемы?
4. Какой вид имеет идеальная матрица рассеяния Y -тройника?
5. Какая часть мощности отражается Y -тройником, а какая делится между выходными плечами в случае питания только одного плеча?
6. Каковы конструкции E - и H -тройников? В каких соотношениях они делят входную мощность? Какие соотношения фаз волн в выходных плечах?
7. Какой вид имеют идеальные матрицы рассеяния для E - и H -тройников?
8. Какова конструкция и свойства кольцевого делителя? Зачем в схеме используется балансный резистор? Каким образом конструктивно обеспечивается возможность деления пополам, в неравном отношении?
9. Может ли делитель быть использован в качестве сумматора, и каким образом?

9. Восьмиполюсники и двенадцатиполюсники

Восьмиполюсники (англ. – *four-port network*) это сочленение четырех линий передачи, их также применяют для разветвления или объединения СВЧ трактов. Матрица рассеяния восьмиполюсника имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \dot{s}_{11} & \dot{s}_{12} & \dot{s}_{13} & \dot{s}_{14} \\ \dot{s}_{21} & \dot{s}_{22} & \dot{s}_{23} & \dot{s}_{24} \\ \dot{s}_{31} & \dot{s}_{32} & \dot{s}_{33} & \dot{s}_{34} \\ \dot{s}_{41} & \dot{s}_{42} & \dot{s}_{43} & \dot{s}_{44} \end{bmatrix}. \quad (9.1)$$

В отличие от шестиполюсников можно построить восьмиполюсники, все входы которых будут согласованы в некоторой полосе частот. На практике широко используются согласованные восьмиполюсники с направленными свойствами, так называемые направленные ответвители и мосты.

9.1. Направленные ответвители

Направленный ответвитель (НО; англ. – *directional coupler*) – это согласованный по всем входам восьмиполюсник, предназначенный для направленной передачи из СВЧ тракта

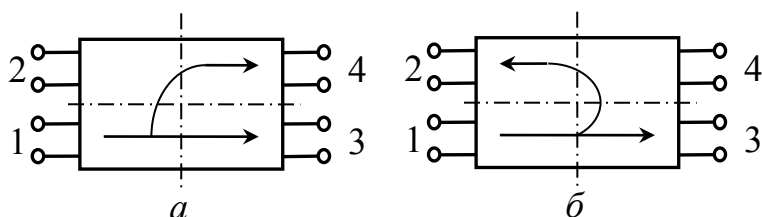


Рис.9.1. Направленные ответвители:

a - сонаправленный; *b* - противонаправленный

части электромагнитной энергии падающей или отраженной волны. Таким образом, идеальный направленный ответвитель является реактивным восьмиполюсником, который имеет два развязанных плеча. НО состоит из основной (первичной) и дополнительной (вторичной) линий, которые имеют элементы связи. НО имеет попарно развязанные плечи. Если подавать мощность в одно из плеч, то она поделится (в зависимости от степени связи между линиями) между двумя выходными плечами.

Направленные ответвители применяются в технике СВЧ для построения автоматизированных измерительных приборов, фиксированных аттенюаторов, делителей мощности и т.п.

Для определения вида матрицы рассеяния идеального НО рассмотрим восьмиполюсники, которые имеют горизонтальную и вертикальную симметрии (рис.9.1). Учитывая, что плечи симметричных ответвителей идентичны, а сами устройства взаимные, справедливы следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \dot{s}_{11} &= \dot{s}_{22} = \dot{s}_{33} = \dot{s}_{44} = A; \\ \dot{s}_{12} &= \dot{s}_{21} = \dot{s}_{34} = \dot{s}_{43} = B; \\ \dot{s}_{13} &= \dot{s}_{31} = \dot{s}_{24} = \dot{s}_{42} = C; \\ \dot{s}_{14} &= \dot{s}_{41} = \dot{s}_{23} = \dot{s}_{32} = D. \end{aligned}$$

Таким образом, матрица рассеяния симметричного взаимного восьмиполосника имеет четыре независимых элемента:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ B & A & D & C \\ C & D & A & B \\ D & C & B & A \end{bmatrix}. \quad (9.2)$$

Идеальный НО является внутренне согласован по всем плечам. В этом случае $A = 0$.

Различают два основных типа НО: первого рода, или *сонаправленный* (рис.9.1,а), и второго рода, или *противонаправленный* (рис.9.1,б). Если НО включается в основной СВЧ тракт плечами 1 и 3, то линию передачи 1–3 называют первичной или основной, а 2–4 – вторичной или дополнительной.

Определим матрицу рассеяния НО первого рода. Тогда, согласно его свойствам, если возбуждать устройство со стороны плеча 1 (рис.9.1,а), то часть энергии будет ответвляться в плечо 4 и не будет проходить в плечо 2. Таким образом плечи 1 и 2 в идеальном НО первого рода полностью развязаны. Поскольку, к тому же, устройство симметричное, то развязанными будут также плечи 3 и 4.

Таким образом, матрица рассеяния идеального НО первого рода имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & C & D \\ 0 & 0 & D & C \\ C & D & 0 & 0 \\ D & C & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.3)$$

Будем считать, что потери в ответвителе отсутствуют, тогда матрица \mathbf{S} унитарна, то есть

$$|C|^2 = |D|^2 = 1; \quad CD^* + DC^* = 0.$$

Согласно первому уравнению можно записать $D = \sqrt{1 - |C|^2}$. Подбирая положения плоскостей отсчета фаз, один из элементов, например C или D , можно сделать действительным (чтобы не нарушать симметрию устройства, плоскости отсчета фаз во всех плечах следует перемещать одновременно на одинаковые расстояния, так можно подобрать фазу только для одного элемента матрицы \mathbf{S}). Пусть действительным будет коэффициент C . Тогда второе уравнение

$$CD^* + DC^* = C(D + D^*) = 0$$

будет выполняться только тогда, когда коэффициент D – мнимая величина. Можно принять $D = \pm jq$, где $q \geq 0$. Окончательно идеальную матрицу рассеяния НО первого рода можно записать в виде

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \sqrt{1-q^2} & \pm jq \\ 0 & 0 & \pm jq & \sqrt{1-q^2} \\ \sqrt{1-q^2} & \pm jq & 0 & 0 \\ \pm jq & \sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.4)$$

Матрица рассеяния НО второго рода имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & \pm jq & \sqrt{1-q^2} & 0 \\ \pm jq & 0 & 0 & \sqrt{1-q^2} \\ \sqrt{1-q^2} & 0 & 0 & \pm jq \\ 0 & \sqrt{1-q^2} & \pm jq & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.5)$$

Множитель $\pm j$ указывает на то, что сигналы в выходных плечах сдвинуты по фазе на 90° , то есть находятся в квадратуре. Знак зависит от конструкции ответвителя.

Реальные направленные ответвители характеризуют такими основными параметрами (определения приведены для сонаправленного ответвителя).

Переходное ослабление или *связь* (англ. – *coupling*) – отношение входной мощности первичной линии к выходной мощности вторичной линии, выраженное в децибелах:

$$C = C_{14} = 10 \lg P_1/P_4 = -20 \lg |\dot{s}_{41}|. \quad (9.6)$$

Рабочее затухание (англ. – *attenuation*) – отношение входной к выходной мощности первичной линии, выраженное в децибелах:

$$L = C_{13} = 10 \lg P_1/P_3 = -20 \lg |\dot{s}_{31}|. \quad (9.7)$$

Направленность (англ. – *directivity*) – равна отношению (в децибелах) мощностей на выходе рабочего и нерабочего (развязанного) плеч вторичной линии:

$$N = C_{42} = 10 \lg P_4/P_2 = -20 \lg (|\dot{s}_{21}|/|\dot{s}_{41}|). \quad (9.8)$$

Развязка или *изоляция* (англ. – *isolation*) – отношение выходной мощности первичной линии к входной мощности развязанного (нерабочего) плеча вторичной линии, выраженное в децибелах

$$I = C_{12} = 10 \lg P_1/P_2 = -20 \lg |\dot{s}_{21}|. \quad (9.9)$$

Неравномерность деления мощности (баланс выходных плеч) определяется как разность между переходным ослаблением и рабочим затуханием в первичной линии, выраженная в децибелах

$$B = C_{14} - C_{13} = 10 \lg P_3/P_4 = -20 \lg (|\dot{s}_{41}|/|\dot{s}_{31}|). \quad (9.10)$$

Согласование НО с линией, по которой подается мощность, характеризуют КСВ $K_{стU}$, который определяется во входном плече НО, в то время как к остальным плечам подключены согласованные нагрузки

$$K_{стU} = (1 + |s_{11}|) / (1 - |s_{11}|). \quad (9.11)$$

Потери НО определяются отношением мощности во входном плече первичной линии к сумме мощностей в выходном плече первичной линии и рабочем плече вторичной линии:

$$L = 10 \lg \frac{P_1 (1 - |s_{11}|^2)}{P_3 + P_4}. \quad (9.12)$$

Коэффициент деления по напряжению M равен отношению амплитуды выходного сигнала в первичной линии к амплитуде выходного сигнала в рабочем плече вторичной линии

$$M = \frac{s_{31}}{s_{41}}. \quad (9.13)$$

Коэффициент деления по мощности m равен квадрату коэффициента деления по напряжению

$$m = M^2. \quad (9.14)$$

Фазовые соотношения НО характеризуют абсолютные значения фаз сигналов в плечах или фазовый сдвиг сигналов в выходных плечах.

Полосу пропускания НО определяют полосой частот, в границах которой несколько рабочих параметров НО ухудшаются на заданную величину. В полосе пропускания определяют центральную рабочую частоту.

В рабочем диапазоне частот Δf параметры НО имеют значения, не хуже указанных.

НО с переходным ослаблением $C > 10$ дБ называют ответвителями со слабой связью, а с $C < 10$ дБ – с сильной связью. Ответвитель с переходным ослаблением $C = 3$ дБ называют гибридом, его матрица рассеяния (для сонаправленного ответвления) имеет вид

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & \pm j \\ 0 & 0 & \pm j & 1 \\ 1 & \pm j & 0 & 0 \\ \pm j & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.15)$$

Существует большое разнообразие конструкций направленных ответвителей, наиболее типичные из них приведены на рис.9.2.

Конструктивно наиболее простым является НО со связью волноводов через круглое отверстие, размещенном в центре широких стенок (рис.9.2,а). Такое устройство называют *ответвителем Бете* (англ. – *Bethe hole coupler*). Отвер-

ствие связывает волноводы как по магнитному, так и по электрическому полю. Причем, электрическое поле возбуждает в дополнительном волноводе синфазные волны, а магнитное – противофазные. В результате волны в одном плече складываются в фазе, а в другом – в противофазе. Для уменьшения магнитной связи до величины электрической волноводы располагают под углом θ . Ответвители Бете имеют направленность до 20 дБ, переходное ослабление не ниже 20 дБ в относительной полосе частот до 10%.

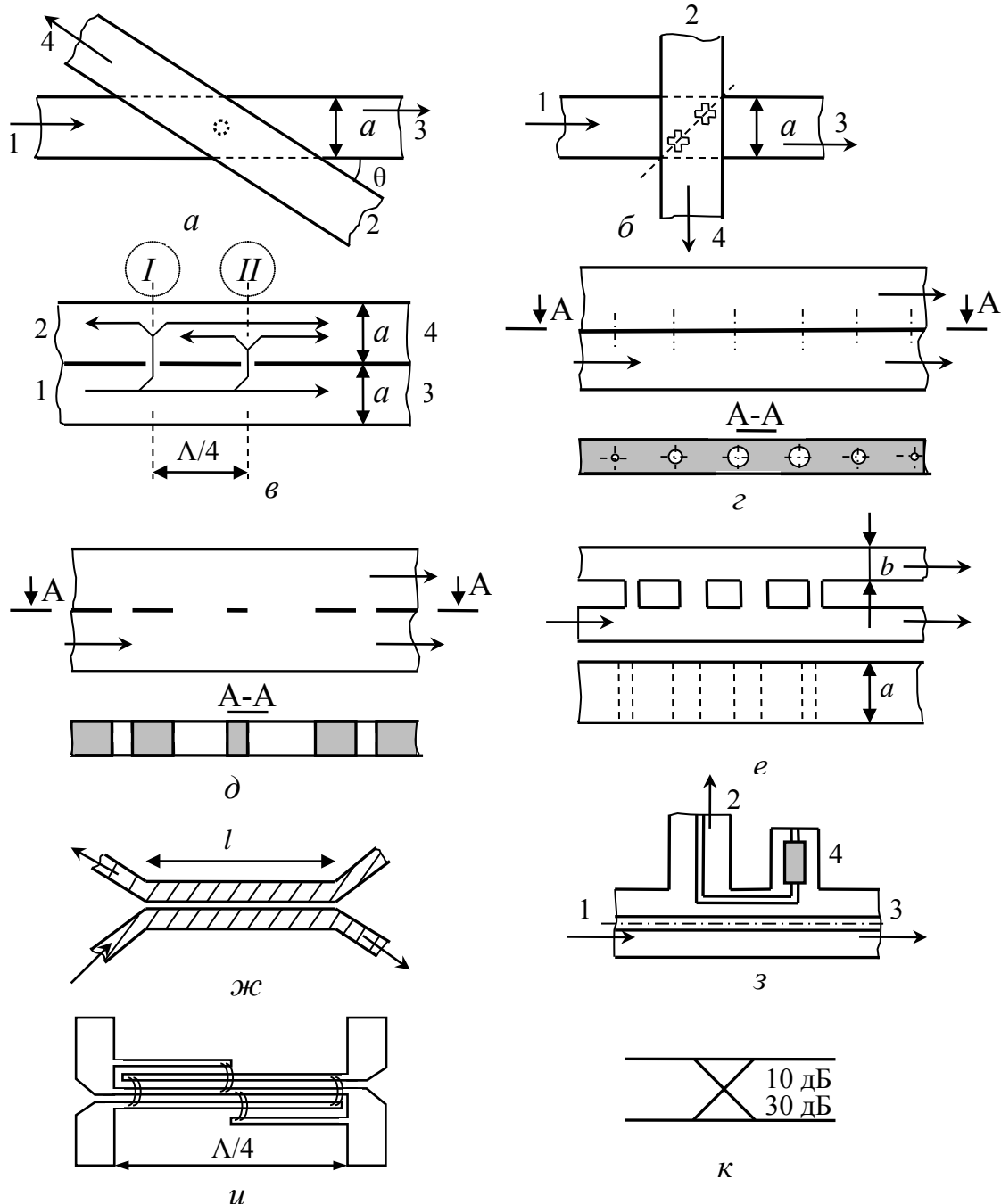


Рис.9.2. Направленные ответвители:

a – ответвитель Бете; *б* – крестообразный; *в* – с двумя отверстиями связи;
г – многоэлементный; *д* – многоэлементный щелевой; *е* – шлейфный;
ж – на связанных полосковых линиях; *з* – коаксиальный; *и* – мост Ланге;
к – обозначение на схемах

Достоинством *крестообразного ответвителя* (англ. – *Moreno crossed-guide coupler*) (рис.9.2,б) является компактность. Отверстия связи (круглые, крестообразные, гантелеобразные и других форм) размещены на диагонали перекрещивания волноводов под углом 90° ближе к стенкам, где магнитное поле в волноводе имеет круговую поляризацию. Поскольку элементы связи размещены в местах с относительно слабой напряженностью электрического поля, крестообразные ответвители имеют повышенную электрическую прочность и их применяют при высоких уровнях мощности. Направленность крестообразных ответвителей не превышает 15 дБ для переходных ослаблений 7–10 дБ, в относительной полосе частот – до 10%.

Распространенными являются НО с ненаправленными элементами связи. Рис.9.2,в иллюстрирует, каким образом возникают направленные свойства в случае двух элементов связи в общей узкой стенке прямоугольных волноводов. В случае пренебрежимо малой связи каждое отверстие в дополнительном волноводе возбуждает две волны одинаковой амплитуды, которые распространяются в противоположных направлениях в сторону плеч 3 и 4. Поскольку отверстия расположены на расстоянии $\Lambda/4$, парциальные волны, которые распространяются в направлении плеча 3, будут складываться в фазе, а в направлении плеча 4 – в противофазе. Таким образом, энергия в плече 4 не будет поступать, это соответствует сонаправленному НО. Если бы отверстия были расположены на расстоянии $\Lambda/2$, то парциальные волны суммировались бы в направлении плеча 4, что соответствует противонаправленному НО. Но в последнем случае из-за проявления «эффекта длинной линии» частотная зависимость параметров НО будет в два раза сильнее.

Для повышения направленности, увеличения рабочей полосы частот и снижения переходного ослабления в НО применяют несколько элементов связи разной площади, это так называемые *многодырочные* (англ. – *multihole*) НО. На рис.9.2,г показан такой НО с круглыми отверстиями в общей узкой стенке между прямоугольными волноводами на расстоянии, близком к $\Lambda/4$ для центральной частоты рабочего диапазона.

Более технологичную конструкцию, особенно для реализации в миллиметровом диапазоне, имеют НО со щелями по всей высоте общей узкой стенки волноводов (рис.9.2,д). Такие НО в полосе частот до 40% имеют направленность выше 20-30 дБ при переходных ослаблениях больших, чем 3 дБ [11].

Общим недостатком НО с элементами связи в общей узкой стенке является их сравнительно большая длина, поскольку соседние элементы связи расположены на расстоянии, близком к $\Lambda/4$. С увеличением частоты переходное ослабление монотонно растет, в рабочей полосе частот неравномерность S достигает ± 2 дБ. Однако это не является препятствием для эффективного применения таких НО в интерферометрах. Поскольку здесь важным является не абсолютное значение, а отношение мощностей падающей и отраженной волн, измеренных с помощью двух идентичных НО.

Меньшую частотную зависимость имеют так называемые *шлейфные ответвители*, в которых волноводы связаны с помощью отрезков прямоугольного

волновода разной высоты, длина отрезков близка к $\Lambda/4$. Шлейфы включаются также на расстоянии $\sim \Lambda/4$ центральной частоты рабочего диапазона. Высоту основного и дополнительного волноводов в местах соединения со шлейфами иногда также ступенчато изменяют. Однако, таким НО практически не уступают по своим характеристикам шлейфные ответвители с неизменной высотой основного и дополнительного волноводов (рис.9.2,е) [12]. К тому же, такая конструкция является более технологичной. Из-за сильной связи по широкой стенке волноводов использование более шести шлейфов нецелесообразно. Например, четырехшлейфные ответвители имеют переходные ослабления от 1,5 дБ до 12 дБ при неравномерности $\pm(0,1-0,5)$ дБ и направленности более 30 дБ в полосе частот 15-25%.

Полосковый НО с распределенной электромагнитной связью изображен на рис.9.2,ж, он более известный под названием *ответвитель на связанных линиях* (англ. – *coupled line directional coupler*). Длина области связи l составляет нечетное число четвертей длин волн в линии на средней частоте рабочего диапазона. Наиболее часто $l \approx \Lambda/4$. Степень связи зависит от зазора между линиями. Для уменьшения переходного ослабления используют лицевую связь, когда полоски через изолятор накладываются друг на друга. Принцип действия ответвителя на связанных линиях основан на том, что электрическое поле в основной линии возбуждает в дополнительной синфазные волны, которые распространяются в обе стороны, а магнитное – противофазные. В результате в плече 3 парциальные волны компенсируют друг друга, и энергия распространяется в направлении плеча 4, таким образом, ответвитель на связанных линиях является противонаправленным. НО этого типа обеспечивают направленность большую 25 дБ в полосе частот, которая практически превышает октаву.

Одним из основных недостатков ответвителей на связанных линиях является то, что для уменьшения переходного ослабления необходимо зазор между линиями делать слишком узким. Для реализации сильносвязанных ответвителей применяют различные конструкции, представляющие собой, по сути, систему из двух ответвителей. При этом удается получить малые значения переходных ослаблений (до 3дБ) при достаточно больших зазорах между линиями. Существует ряд конструкций, в которых реализован данный подход. Наиболее распространенными являются так называемые *направленные ответвители Ланге* (англ. – *Lange coupler*; рис.9.2,и). Недостатком ответвителей Ланге является наличие проволочных перемычек, которые ограничивают применение таких ответвителей в см- и мм- диапазонах волн. Перемычки для уменьшения паразитных индуктивностей изготавливаются из нескольких проволочек. Трехдецибелльные ответвители Ланге на частотах 2-4 ГГц обеспечивают развязку 22-40 дБ.

Коаксиальный вариант ответвителя на связанных линиях показан на рис.9.2,з. Здесь в плече 3, развязанном с плечом 1, для согласования встроены резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии.

Контрольные вопросы

1. Какое устройство называют направленным ответвителем?
2. Какие основные типы НО различают?
3. Какой вид имеет матрица рассеяния идеального НО?
4. С помощью каких основных характеристик описывают свойства НО?
5. Какие основные параметры используются для описания свойств НО?
6. Как связаны направленность, переходное ослабление и развязка НО?
7. Что является критерием при отнесении ответвителей к ответвителям с сильной и слабой связью?
8. Какой направленный ответвитель называют гибридом?
9. Каково назначение НО и какие основные схемы их использования?
10. Каков принцип работы ответвителя Бете?
11. Каков принцип работы крестообразных НО?
12. Каков принцип работы НО с двумя элементами связи?
13. Каков принцип работы многоэлементных НО?
14. Каковы особенности конструкции и свойства шлейфного ответвителя?
15. Каковы особенности полоскового НО на связанных линиях? Он является сонаправленным или противонаправленным?
16. Каковы особенности коаксиального НО? Он является сонаправленным или противонаправленным?

9.2. Мостовые устройства

СВЧ *мостами*, или *гибридами* (англ. – *hybrid*), называют устройства, которые делят поступающую в одно из плеч мощность поровну между двумя другими плечами. Взаимный фазовый сдвиг между колебаниями в плечах, куда выходит мощность, может быть разным и зависит от конструкции гибрида. При фазовом сдвиге в 90° и 180° устройство имеет соответственно название 90° -

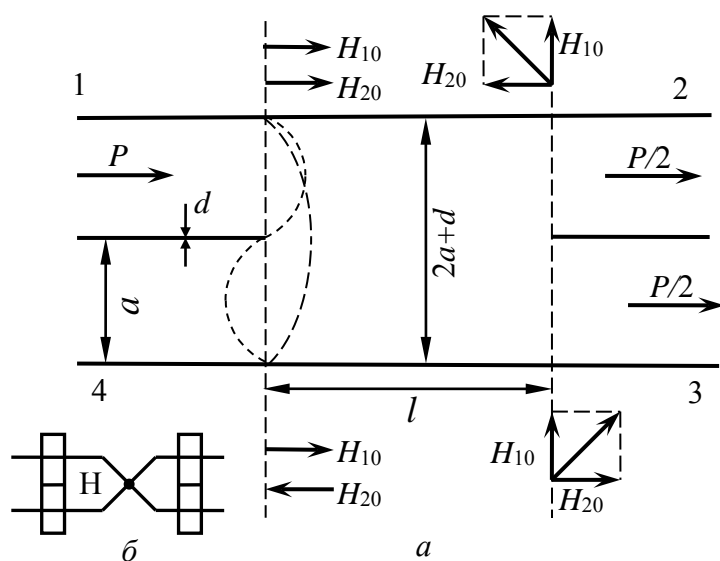


Рис.9.3. Щелевой мост: *a* – конструкция и принцип работы; *б* – обозначение на схемах

или 180° -гибрид. В первом случае также говорят о *квадратурном мосте*, во втором – о *синфазно-противофазном мосте*.

Мосты широко применяются в технике СВЧ. Их используют в разнообразных измерительных схемах, прежде всего в так называемых мостовых схемах, в фазометрах и коммутирующих устройствах, например в балансных антенных переключателях. Мост является базовым элементом при конструировании балансных смесителей, балансных модуля-

торов, фазовых и частотных дискриминаторов, циркуляторов.

Одним из примеров гибридов является щелевой мост. *Щелевой мост* (Щ-мост; англ. – *quadrature waveguide hybrid, Riblet short-slot coupler*) состоит из двух волноводов, которые имеют общую узкую стенку с прорезанной в ней щелью. В середине над щелью может быть емкостной винт для настройки. Принцип действия щелевого моста поясняет рис.9.3.

В плече 1 распространяется основная волна типа H_{10} . Эта падающая волна возбуждает в области щели, ширина которой равна $2a + d$, волны типа H_{10} и H_{20} с одинаковыми амплитудами. Распределение полей таково, что на выходе плеча 1 обе волны находятся в фазе, а на выходе плеча 4 – в противофазе, потому в плечо 4 мощность не поступает. Уровень возбуждения плеч 2 и 3 определяется соотношением фаз волн на входах этих плеч, то есть он зависит от длины щели и фазовых скоростей волн H_{10} и H_{20} . При определенной длине щели

$$l = \lambda/4 \left(\sqrt{1 - (\lambda/4a)^2} - \sqrt{1 - (\lambda/2a)^2} \right) \quad (9.16)$$

волны, которые возбуждаются в плечах 2 и 3, имеют одинаковые амплитуды. При этом их фазы сдвинуты на 90° (рис.9.3).

Таким образом, идеальная матрица рассеяния щелевого моста имеет вид

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.17)$$

Следует иметь в виду, что наличие в области связи волны H_{30} (которая также может распространяться) приводит к нарушению работы моста. Однако при определенной толщине d общей стенки связанных волноводов благодаря

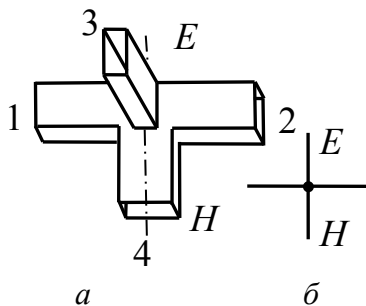


Рис.9.4. Двойной Т-мост:
а – конструкция; б – обозначение на схемах

волне H_{30} параметры щелевого моста могут быть улучшены [13]. Недостатком щелевого моста есть сравнительно узкий частотный диапазон. Тщательно выполненный и настроенный мост имеет относительную рабочую полосу частот, которая не превышает 15%. Развязка 30 дБ и выше, направленность, не хуже 20 дБ может быть обеспечена в полосе частот 20% от средней частоты при значении КСВ не более 1,2. В сравнении с Т-мостом устройство можно применять для более высоких уровней мощности – до 40% от допустимой мощности стандартного волновода.

Другим примером СВЧ-моста является *двойной волноводный тройник* (Т-мост; англ. – *hybrid-T, magic T*). Двойной волноводный тройник (рис.9.4) имеет только одну плоскость симметрии.

Плечо 3, расположенное в плоскости электрического поля основной волны H_{10} прямоугольного волновода 1–2, называют плечом E . Плечо 4, которое лежит в плоскости магнитного поля волны H_{10} прямоугольного волновода 1–2, называют плечом H .

Свойства двойного волноводного тройника в значительной мере определяются свойствами его составляющих: E - и H - тройников. Так, электромагнитная волна, которая поступает в E -плечо 3, распространяется в плечах 1 и 2 в противофазе, а волна, которая поступает в H -плечо 4, возбуждает в плечах 1 и 2 волны в фазе.

Плечи 3 и 4 взаимно развязаны, поскольку в случае возбуждения устройства со стороны плеча E электрическое поле в волноводе 1–2 оказывается антисимметричным относительно плоскости симметрии устройства и не может возбудить волну в плече H , электрическое поле которой должно быть симметричным относительно этой плоскости. Развязка плеч H и E позволяет внутренне согласовать эти плечи независимо друг от друга. Согласование плеча E достигается введением в него односторонней индуктивной диафрагмы, с помощью которой удастся компенсировать отраженную волну в это плечо. Согласование плеча H достигается введением реактивного штыря. Если такое согласование выполнено, то в случае возбуждения плеча E или H благодаря геометрической симметрии двойного тройника мощность делится поровну между плечами 1 и 2. Причем фазы волн в первом случае сдвинуты на 180° , а во втором – одинаковы. Учитывая взаимность и недиссипативность устройства, его идеальную матрицу рассеяния можно записать в виде

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.18)$$

Из (9.18) видно, что развязанными являются не только плечи 3 и 4, но также плечи 1 и 2. Последнее объясняет происхождение еще одного названия рассматриваемого устройства – «магическое T ». А именно, невзирая на то, что плечи 1 и 2 образуют прямой волновод 1–2, в случае возбуждения плеча 1 или 2 энергия в другое плечо не поступает.

Рассмотрим для наглядности работу двойного волноводного тройника, когда к плечу 3 подключен генератор, к плечам 1 и 2 – нагрузки с коэффициентами отражения Γ_1 и Γ_2 , а к плечу 4 – индикатор мощности. Определим мощность, которая поступает в плечо 4.

Запишем систему уравнений для падающих \dot{a}_i и отраженных \dot{b}_i волн в виде

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dot{b}_3 \\ \dot{b}_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \dot{a}_3 \\ \dot{a}_4 \end{bmatrix}. \quad (9.19)$$

Учитывая, что $\dot{a}_4 = 0$, находим $\dot{b}_1 = -\dot{a}_3 / \sqrt{2}$; $\dot{b}_2 = \dot{a}_3 / \sqrt{2}$; $\dot{b}_4 = (\dot{a}_1 + \dot{a}_2) / \sqrt{2}$. Поскольку падающие волны в плечах 1 и 2 являются отраженными волнами от нагрузок, то $b_1 = \Gamma_1 a_1 = -\Gamma_1 \dot{a}_3 / \sqrt{2}$; $b_2 = \Gamma_2 \dot{a}_2 = \Gamma_2 \dot{a}_3 / \sqrt{2}$, тогда

$$P_4 = |\dot{b}_4|^2 = 0,5 |\dot{a}_3|^2 |\Gamma_2 - \Gamma_1|^2.$$

Если $\Gamma_1 = \Gamma_2$, а из этого следует равенство сопротивлений нагрузок, то мощность, которая поступает в индикатор, равна нулю. Таким образом, описанной схемой можно воспользоваться для сравнения нагрузок – исследуемой и эталонной. Эта ее способность аналогична способности низкочастотной мостовой схемы, что и объясняет название «СВЧ мост».

Когда E - и H - плечи двойного тройника нагружены на согласованные нагрузки, то есть $\dot{a}_3 = 0$; $\dot{a}_4 = 0$, то из (9.19) следует

$$\dot{b}_3 = (-\dot{a}_1 + \dot{a}_2) / \sqrt{2}; \quad \dot{b}_4 = (\dot{a}_1 + \dot{a}_2) / \sqrt{2}.$$

Таким образом, если возбуждать волнами от когерентных источников плечи 1 и 2, то на выходе плеча 3 будет наблюдаться разность этих волн, а на выходе 4 – сумма.

Указанное свойство не имеет непосредственно квадратурный мост. Однако, например, для щелевого моста, если входной сигнал плеча 1 дополнительно сдвинуть по фазе на 90° по отношению к сигналу в плече 2, то сумма сигналов поданных в плечи 1 и 2 будет наблюдаться в плече 4, а разность – в плече 3.

Для реальных двойных тройников характерны такие основные параметры:

переходные ослабления –

$$C_{31}^E = -20 \lg |\dot{s}_{31}|; \quad C_{41}^H = -20 \lg |\dot{s}_{41}|, \quad (9.20)$$

(для идеального моста $C_{31}^E = C_{41}^H = 3$ дБ);

развязки плеч –

$$I_{21} = -20 \lg |\dot{s}_{21}|; \quad I_{34} = -20 \lg |\dot{s}_{34}|, \quad (9.21)$$

(для идеального моста $I_{21} = \infty$; $I_{34} = \infty$);

коэффициенты распределения мощности –

$$\Delta C_3 = 20 \lg (|\dot{s}_{13}| / |\dot{s}_{23}|), \quad \Delta C_4 = 20 \lg (|\dot{s}_{14}| / |\dot{s}_{24}|), \quad (9.22)$$

(для идеального моста $\Delta C_3 = \Delta C_4 = 0$);

рабочая полоса частот – ее определяют зависимостью параметров от частоты, а граничные частоты при этом – заданными отклонениями параметров от номинальных.

Двойной Т-мост имеет сравнительно широкий диапазон рабочих частот, обусловленный полосой, в пределах которой сохраняется удовлетворительное согласование со стороны плеч H и E и которое при КСВ 1,1 достигает 10–15% от средней частоты. Развязка между плечами 3 и 4 достигает 50 дБ, между боковыми плечами 20–25 дБ в относительной полосе частот 6–8%.

Подобные двойному тройнику характеристики имеет *гибридное кольцо* (англ. – *ring-hybrid*) (рис.9.5), его широко применяют в интегральных схемах

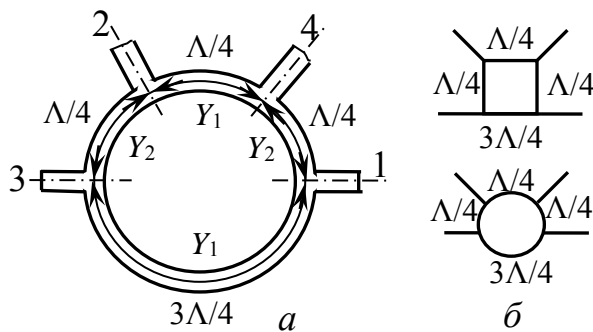


Рис.9.5. Гибридное кольцо: *a* – конструкция; *б* – обозначение на схемах

СВЧ для реализации балансных смесителей. Для анализа работы такого устройства допустим, что оно возбуждается со стороны плеча 1. При этом в кольце возбуждаются две волны, которые распространяются в противоположных направлениях по кольцу. Разность хода в точках присоединения плеч 4, 2 и 3 составляет соответственно Λ , $\Lambda/2$, 0. Потому в плечах 3 и 4 возбуждаются волны с

одинаковыми амплитудами и сдвинутыми на 180° фазами, плечо 2 не возбуждается. Возбуждая кольцо со стороны плеча 2, таким же образом определим, что в плечах 3 и 4 возникают волны с одинаковыми амплитудами и фазами, плечо 1 при этом не возбуждается. Таким образом, если подбором волновых сопротивлений плеч и кольца внутренне согласовать плечи 3 и 4, то свойства гибридного кольца окажутся аналогичными свойствам двойного тройника.

Сравнительно большая электрическая длина кольца приводит к тому, что по ширине рабочего диапазона частот гибридное кольцо значительно уступает двойному волноводному тройнику.

На основе полосковых линий передачи можно также реализовать *кольцевые направленные ответвители* с неравномерным делением мощности в выходных плечах.

Условия идеального согласования кольцевого ответвителя имеют вид

$$y_1^2 + y_2^2 = 1, \quad (9.23)$$

где $y_1 = Y_1/Y$ и $y_2 = Y_2/Y$ – нормированные волновые проводимости отрезков линий, Y – волновая проводимость входов ответвителя.

При условии идеального согласования матрица рассеяния принимает вид

$$\mathbf{S} = -j \begin{bmatrix} 0 & 0 & -y_1 & y_2 \\ 0 & 0 & y_2 & y_1 \\ -y_1 & y_2 & 0 & 0 \\ y_2 & y_1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9.24)$$

А коэффициент деления по мощности m можно определить по формуле

$$m = \frac{|\dot{s}_{41}|^2}{|\dot{s}_{31}|^2} = \frac{|y_2|^2}{|y_1|^2}. \quad (9.25)$$

Таким образом, для обеспечения заданного распределения мощности необходимо чтобы

$$y_1 = \sqrt{\frac{1}{m+1}}; \quad y_2 = \sqrt{\frac{m}{m+1}}. \quad (9.26)$$

При условии равномерного деления мощности $m = 1$ и $Y_1 = Y_2 = Y/\sqrt{2}$ или $y_1 = y_2 = \sqrt{2}/2 \approx 0,707$.

Значительное распространение, особенно в интегральных схемах СВЧ, получил также *квадратный мост* (англ. – *branch-line hybrid*), он представляет собой «квадрат» из четырех четвертьволновых отрезков линий передачи, к которому в точках соединения этих отрезков подключены четыре плеча (рис.9.6,а). Эквивалентная схема квадратного моста в виде параллельного соединения длинных линий, изображена на рис.9.6,б. Можно подобрать волновые сопротивления отрезков длиной $\Lambda/4$ так, чтобы в случае возбуждения плеча 1 и подключения к остальным плечам согласованных нагрузок, во-первых, плечо 2 оказалось развязанным, во-вторых, отсутствовала отраженная волна в плече 1 и, в третьих, поступающая мощность делилась поровну между плечами 3 и 4.

Если плечи 1 и 2 действительно развязаны, то при возбуждении плеча 1 в точках gg будет узел напряжения и их можно виртуально замкнуть накоротко (рис.9.6,б), не нарушая режим работы устройства. Входное сопротивление короткозамкнутых четвертьволновых шлейфов ag и vg равно бесконечности, и их можно пока что удалить из схемы. Тогда эквивалентная схема примет вид, изображенный на рис.9.6,в, где плечи 3 и 4 заменены их волновыми сопротивлениями W , подключенными к точкам bb и vv .

Чтобы отрезок bv имел в точках bb входное сопротивление $Z_{вх} = W$ и, следовательно, мощность делилась поровну между плечами 3 и 4, волновое сопротивление отрезка bv должно быть равно W . Тогда общее сопротивление в точках bb будет равно $W/2$. Определим теперь волновое сопротивление W_2 отрезка ab . Для согласования плеча 1 входное сопротивление в точках aa должно быть равно W . С учетом трансформирующего действия четвертьволнового отрезка ab из уравнения $2W_2/W = W/W_2$ следует $W_2 = W/\sqrt{2}$.

Рассмотрим фазы волн в плечах 3 и 4 с учетом набега фаз в отрезках линий и условия деления входной мощности пополам:

$$\dot{b}_3 = \frac{\dot{a}_1}{\sqrt{2}} \exp(-j\pi/2) = -j \frac{1}{\sqrt{2}} \dot{a}_1; \quad \dot{b}_4 = \frac{\dot{a}_1}{\sqrt{2}} \exp(-j\pi) = -\frac{1}{\sqrt{2}} \dot{a}_1. \quad (9.27)$$

Причем полные напряжения по условию согласования равны напряжениям падающих и отраженных волн: $\dot{U}_1 = a_1$; $\dot{U}_3 = b_3$; $\dot{U}_4 = b_4$.

Теперь рассмотрим участок схемы, который по предположению короткого замыкания точек $гг$ был раньше исключен из рассмотрения (рис.9.6,з). Определим волновые сопротивления отрезков $аг$ и $вг$. Они должны быть такими, чтобы суммарный ток в короткозамкательном $гг$ был равен нулю. Компенсация токов возможна при условии, что волновые сопротивления отрезков $аг$ и $вг$ будут соответственно равны $W_1 = W$ и $W_2 = W/\sqrt{2}$. (Этот результат можно было бы получить исходя из вертикальной и горизонтальной симметрии устройства).

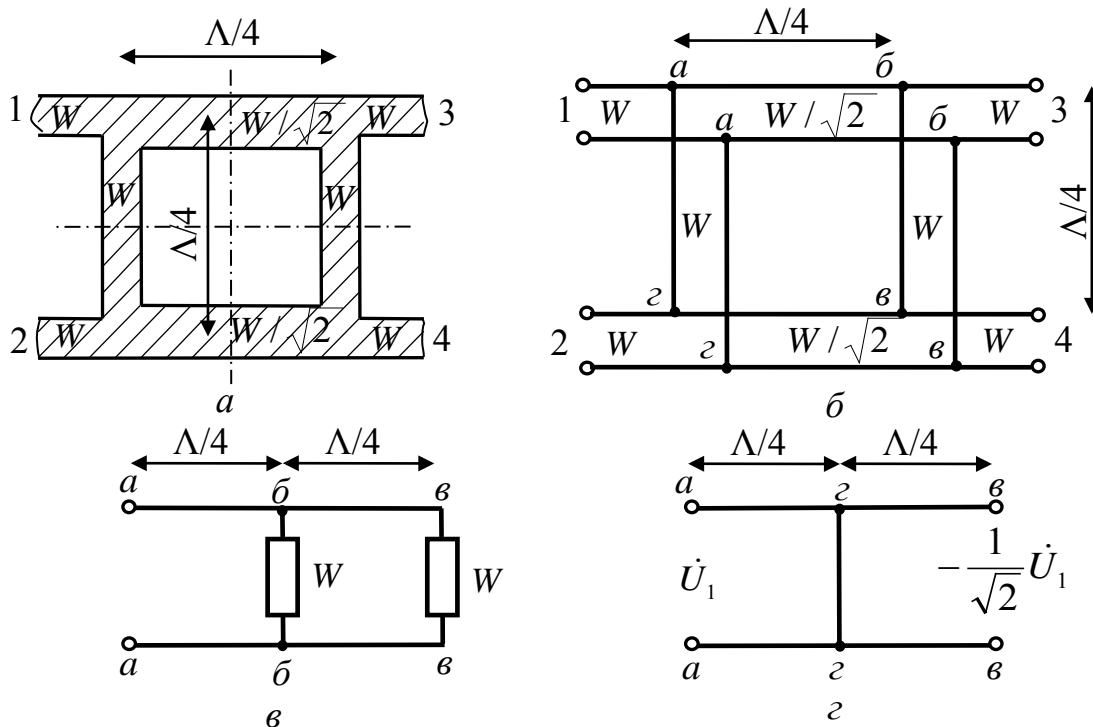


Рис.9.6. Квадратный мост: *а* – топологическая схема; *б* – эквивалентная схема; *в* – эквивалентная схема согласованного моста; *з* – участок схемы, который исключается в случае КЗ

Таким образом, идеальная матрица рассеяния квадратного моста имеет вид

$$\mathbf{S} = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.28)$$

Условия идеального согласования двухшлейфного ответвителя в общем случае с неравномерным делением мощности имеют вид

$$y_1^2 = y_2^2 - 1, \quad (9.29)$$

где $y_1 = Y_1/Y$ и $y_2 = Y_2/Y$ – нормированные проводимости отрезков, $Y = 1/W$ – волновая проводимость входов ответвителя. При условии идеального согласования матрица рассеяния такого НО принимает вид

$$\mathbf{S} = -\frac{1}{y_2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & y_1 \\ 0 & 0 & y_1 & j \\ j & y_1 & 0 & 0 \\ y_1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9.30)$$

а коэффициент деления по мощности –

$$m = \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2} = \frac{1}{|y_1|^2} = \frac{1}{|y_2 - 1|^2}. \quad (9.31)$$

Таким образом, для обеспечения соответствующего коэффициента деления мощности необходимо, чтобы четвертьволновые отрезки шлейфного НО имели проводимости

$$y_1 = \sqrt{\frac{1}{m}}; \quad y_2 = \sqrt{\frac{m+1}{m}}; \quad Y_1 = Y\sqrt{\frac{1}{m}}; \quad Y_2 = Y\sqrt{\frac{m+1}{m}}. \quad (9.32)$$

При условии равномерного деления мощности $m = 1$ и $Y_1 = Y$, $Y_2 = Y\sqrt{2}$. Квадратный мост является квадратурным, то есть сдвиг фаз колебаний в выходных плечах $\theta_0 = \pi/2$. Мост полностью симметричный, следовательно, его свойства одинаковы со стороны любого плеча.

Контрольные вопросы

1. Какое устройство называют направленным ответвителем?
2. При каких условиях направленный ответвитель называют гибридом?
3. Какие основные характеристики описывают свойства моста СВЧ?
4. Какие основные параметры используют для описания свойств мостов?
5. Каковы типичные значения основных параметров щелевого моста?
6. Каково назначение мостов СВЧ и их основные схемы применения?
7. Каков принцип действия щелевого моста?
8. Из каких условий выбирается длина щели в щелевом мосте?
9. Какой вид имеет идеальная матрица рассеяния щелевого моста, и каков ее физический смысл?
10. Какова конструкция Т-моста?
11. Каким образом достигается согласование E - и H -плеч в Т-мосте?

12. Какие физические процессы лежат в основе принципов работы T -моста?

13. Какой вид имеет идеальная матрица рассеяния T -моста, и каков ее физический смысл?

14. Какие основные характеристики описывают работу T -моста?

15. Какие основные параметры используют для описания свойств T -моста?

16. Каковы типовые значения основных параметров T -моста?

17. Каково назначение T -мостов и их основные схемы применения?

18. Какова конструкция и свойства гибридного кольца?

19. Каким образом выбираются волновые сопротивления элементов гибридного кольца?

20. Какова конструкция и свойства квадратного моста?

21. Каким образом выбираются волновые сопротивления элементов квадратного моста?

9.3. Крестообразные соединения

На практике иногда применяются ненаправленные восьмиполюсники, например E -плоскостной крестообразный делитель мощности. Данное устройство представляет собой крестообразное соединение стандартных прямоугольных волноводов в плоскости электрического поля волны H_{10} .

E -плоскостной крестообразный делитель мощности (рис.9.7) в рамках теории электрических цепей можно рассматривать как скачок волнового сопротивления с модулем коэффициента отражения, близким к 0,5.

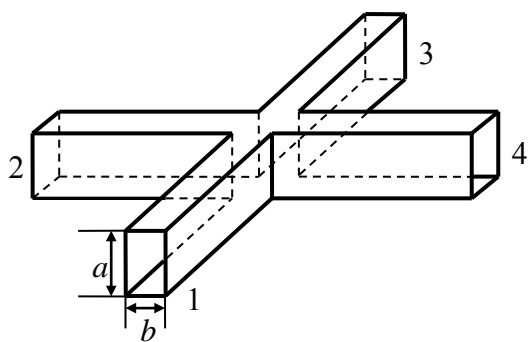


Рис.9.7. Волноводный E -плоскостной крестообразный делитель мощности

Коэффициенты матрицы рассеяния E -плоскостного креста имеют плавную частотную зависимость во всей полосе частот одномодового режима прямоугольного волновода, а среднее значение коэффициента отражения приближенно равно 0,42, коэффициент передачи в противоположное от входного плеча – 0,58, в боковые плечи – 0,49.

Крестообразный делитель применяют для построения измерителей комплексного коэффициента отражения. Пронумеруем плечи четырехплечего крестообразного соединения, например, по часовой стрелке, тогда, если входной сигнал подается в плечо 1, подключение исследуемой нагрузки необходимо приводить к плечу 4 (или 2). Из симметрии устройства следует: $\dot{s}_{21} = \dot{s}_{41} = \dot{s}_{14} = \dot{s}_{12} = \dot{s}_{34} = \dot{s}_{32}$.

Характеристики устройства незначительно изменяются в рабочей полосе частот прямоугольного волновода, в частности для волновода сечением $28,5 \times 12,6$ мм при увеличении частоты от 8 до 10,5 ГГц изменение модуля элементов матрицы рассеяния не превышает 15%, а фазы – 0,43 рад.

Значительный вклад в развитие теории E -плоскостного креста и исследование возможности его внедрения в измерительные схемы внес украинский ученый, доцент Днепропетровского национального университета В. А. Карлов [14, 15].

9.4. Резонатор бегущей волны

Резонатор бегущей волны (РБВ; англ. – *travelling wave resonator*) реализуют на основе направленного ответвителя. В отличие от обычного объемного резонатора на основе закороченного отрезка волновода, в котором на резонансных частотах существуют стоячие волны, в резонаторе бегущей волны (рис.9.8) электромагнитные колебания резонансной частоты существуют в виде бегущей волны. Другое название резонатора бегущей волны – *кольцевой* (англ. – *ring*) резонатор. Это устройство выполнено на основе направленного ответвителя, два плеча которого соединены отрезком волновода.

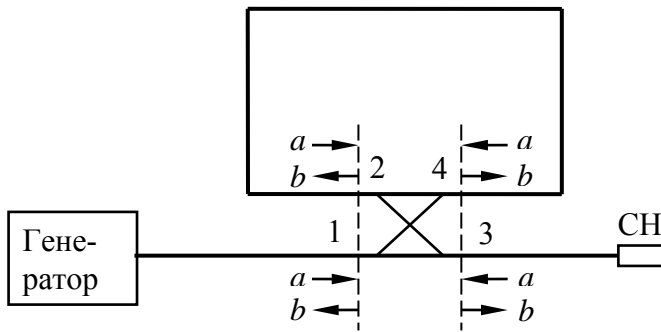


Рис. 9.8. Резонатор бегущей волны

Идеальная матрица рассеяния направленного ответвителя имеет вид

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9.33)$$

где $q < 1$. Всю цепь описывают следующим уравнением:

$$\mathbf{B} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{A}, \quad (9.34)$$

где \mathbf{A} – матрица воздействий; \mathbf{B} – матрица реакций системы; \mathbf{S} – матрица рассеивания, которая в нашем случае имеет вид (9.33).

Если расписать матрицы, получим уравнения

$$\begin{bmatrix} \dot{b}_1 \\ \dot{b}_2 \\ \dot{b}_3 \\ \dot{b}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & q & j\sqrt{1-q^2} \\ 0 & 0 & j\sqrt{1-q^2} & q \\ q & j\sqrt{1-q^2} & 0 & 0 \\ j\sqrt{1-q^2} & q & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{a}_1 \\ \dot{a}_2 \\ \dot{a}_3 \\ \dot{a}_4 \end{bmatrix}, \quad (9.35)$$

Будем считать направленный ответвитель идеальным. Плечо 1 возбуждается генератором, к плечу 3 подключена согласованная нагрузка (СН). Плечи 2 и 3 соединены отрезком волновода длиной l , который вызывает фазовый сдвиг βl и затухание α .

Идеальная матрица рассеяния

где \dot{a}_i – комплексная амплитуда электрического поля волны, поступающей в плечо i ; \dot{b}_i – комплексная амплитуда электрического поля волны, выходящей из плеча i .

Из рис. 9.8. видно, что

$$\begin{aligned}\dot{a}_2 &= \dot{b}_4 e^{-\alpha} e^{-j\beta l}; \\ \dot{a}_3 &= 0; \\ \dot{a}_4 &= \dot{b}_2 e^{-\alpha} e^{-j\beta l}.\end{aligned}\tag{9.36}$$

Решив уравнения (9.35) и (9.36), получим

$$\begin{aligned}\dot{b}_1 &= \dot{b}_2 = \dot{a}_4 = 0; \\ \dot{b}_3 &= \frac{q - e^{-\alpha} e^{-j\beta l}}{1 - qe^{-\alpha} e^{-j\beta l}} \dot{a}_1; \\ \dot{b}_4 &= \frac{j\sqrt{1 - q^2}}{1 - qe^{-\alpha} e^{-j\beta l}} \dot{a}_1.\end{aligned}\tag{9.37}$$

Соотношения (9.37) показывают, что в волноводе, который связывает плечи 2 и 3, существует бегущая волна, которая распространяется от плеча 4 к плечу 2 (рис.9.8). Из (9.37) также следует, что генератор нагружен на согласованную нагрузку ($\dot{b}_1 = 0$).

Вычислим максимальную амплитуду \dot{b}_4 . Для фиксированных α и q модуль $|\dot{b}_4|$ максимальный, когда произведение $qe^{-\alpha} e^{-j\beta l}$ действительное и больше нуля, что имеет место при

$$l = m\Lambda,\tag{9.38}$$

где Λ – длина волны в волноводе кольца, $m=1, 2, 3, \dots$. Откуда следует, что волновые процессы в устройстве должны иметь выраженный резонансный характер. Уравнение (9.38) является условием резонанса в резонаторе бегущей волны. При указанных выше условиях уравнения (9.37) можно преобразовать к такому виду:

$$\begin{aligned}\dot{b}_3 &= \frac{q - e^{-\alpha}}{1 - qe^{-\alpha}} \dot{a}_1, \\ \dot{b}_4 &= \frac{j\sqrt{1 - q^2}}{1 - qe^{-\alpha}} \dot{a}_1.\end{aligned}\tag{9.39}$$

Если условие (9.38) выполняется, то максимальное значение b_4 имеет место для заданного α в случае выполнения соотношения

$$q = e^{-\alpha}.\tag{9.40}$$

Тогда получим:

$$\dot{b}_3 = 0, \quad \dot{b}_4 = \frac{j\dot{a}_1}{\sqrt{1 - e^{-2\alpha}}}. \quad (9.41)$$

Из последнего выражения следует, что можно получить $|b_4| \gg |a_1|$, если использовать волновод с довольно малым затуханием α . Условие $b_3=0$ означает, что вся мощность, которая отдается генератором, тратится только на компенсацию потерь в волноводном кольце. Кроме того, имеет место равенство

$$|\dot{a}_1|^2 = |\dot{b}_4|^2 - |\dot{a}_2|^2. \quad (9.42)$$

Например, для кольца с полным затуханием 0,05 дБ, выбирая наилучшим образом коэффициент связи направленного ответвителя $q = e^{-\alpha}$, можно получить $|\dot{b}_4| \approx 9,3|\dot{a}_1|$. Другими словами, мощность, которая циркулирует в кольце, почти в 100 раз больше мощности генератора. В отличие от резонаторов со стоячими волнами, в РБВ напряженность поля в каждой точке одинакова, что приводит к значительному увеличению электрической прочности устройства. Очевидно, что такое устройство целесообразно применять в случае измерений, которые требуют сильных полей для изучения свойств материалов, спектроскопии газов и др. При создании волноводных РБВ обычно используют НО с переменным коэффициентом связи. Кольцевые резонаторы на базе микрополосковых линий находят широкое применение при создании интегральных схем СВЧ диапазона.

На рис.9.9 изображена схема направленного ответвителя с переменным коэффициентом связи. Он состоит из двух гибридных ответвителей, соединенных с помощью фазовращателя.

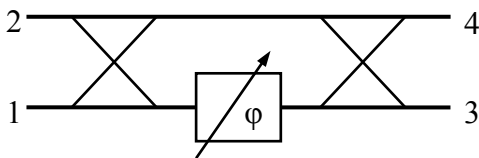


Рис. 9.9. Направленный ответвитель с переменной связью

Образованный таким способом восьмиполюсник является идеальным направленным ответвителем (в той мере, насколько совершенны его составляющие). Такой восьмиполюсник является взаимным и внутренне согласованным. Обозначим

через ϕ сдвиг фазы, который оказывает фазовращатель. Тогда коэффициент связи будет равен

$$C = 20 \lg \left| \frac{\dot{b}_4}{\dot{a}_1} \right| = 10 \lg \frac{1 - \sin \phi}{2}. \quad (9.43)$$

При $\phi = 0$ $C = -3$ дБ устройство работает как один направленный ответвитель с делением мощности пополам. При $\phi = -\pi/2$ $C = 0$ вся мощность переходит из основного волновода в дополнительный, что соответствует ответвителю с полной связью. В случае $\phi = \pi/2$ $C = \infty$ вся мощность остается в основном волноводе (полная развязка). Придавая ϕ промежуточные значения, можно реализовать практически любой коэффициент связи.

Контрольные вопросы

1. В чем состоят условия резонанса резонаторов бегущей волны?
2. В чем состоит сходство и отличие условий резонанса в резонаторе бегущей волны и в обычном объемном резонаторе?
3. Почему амплитуда бегущей волны в кольце при резонансе не достигает бесконечности и чем определяется ее конечное значение?
4. При каких условиях реализуется критическая связь для резонатора бегущей волны?
5. В чем заключается принцип работы направленного ответвителя с переменным коэффициентом связи?
6. Каковы типичные области применения резонаторов бегущей волны?

9.5. Двенадцатиполюсники

Для решения некоторых технических проблем на практике иногда применяют более сложные устройства: десяти- и двенадцатиполюсники. Большое количество первичных параметров значительно усложняет расчет и анализ работы таких устройств. Рассмотрим конструкцию и принцип работы одного из наиболее распространенных на практике двенадцатиполюсников – турникета.

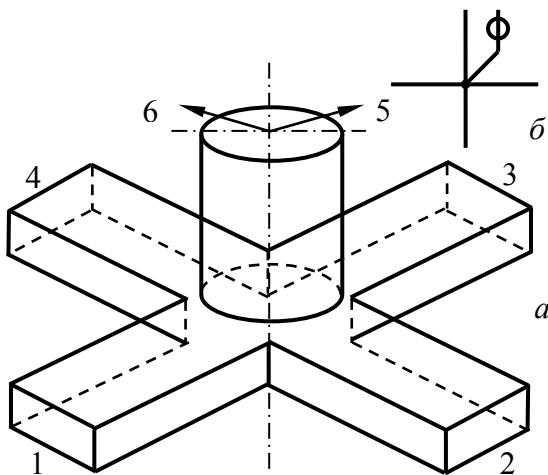


Рис.9.10. Турникетное соединение:
а – конструкция; б – обозначение на схемах

угольных волноводов перпендикулярно плоскости креста (рис.9.10,а). Данное устройство является двенадцатиполюсником, поскольку круглый волновод можно рассматривать как два плеча, соответствующие двум вырожденным ортогональным волнам.

Ориентация этих волн обозначена на рис.9.10,а стрелками 5 и 6. Данное устройство имеет четыре плоскости симметрии и одну ось симметрии.

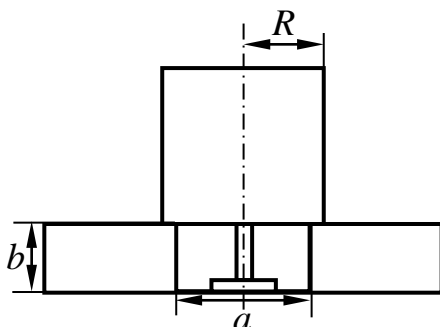


Рис.9.11. Согласование турникета

Любое плечо такого соединения можно всегда согласовать. Обычно согласование плеч достигается с помощью штыря, расположенного в центре соединения (рис.9.11). Высота и диаметр нижней части штыря имеют существенное значение для согласования прямоугольных вол-

новопов. Тонкая же часть штыря больше влияет на согласование плеч круглого волновода.

Если плоскости отсчета фаз выбраны таким образом, что коэффициенты матрицы рассеивания действительны, то матрица рассеивания согласованного турникетного соединения принимает вид

$$\mathbf{S} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & \sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & \sqrt{2} \\ 0 & 1 & 0 & 1 & -\sqrt{2} & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 0 & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{2} & 0 & -\sqrt{2} & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.44)$$

Согласованное турникетное соединение имеет следующие свойства.

1. Если в плечи 5 и 6 (рис.9.10) подаются одинаковые сигналы, то есть в круглый волновод поступает волна, поляризованная по биссектрисе между осями 5 и 6, а плечи креста имеют согласованные нагрузки, то поданная в круглый волновод мощность будет распределяться поровну между плечами 1, 2, 3 и 4 без отражения в круглый волновод. Причем в парах плеч 1–2 и 3–4 выходные сигналы находятся в фазе, но сигналы одной пары плеч находятся в противофазе относительно сигналов другой пары плеч.
2. Если же сигнал поступает в один из прямоугольных волноводов, например в плечо 1, а остальные плечи имеют согласованные нагрузки, то половина мощности входного сигнала поступает в круглый волновод, а другая половина делится поровну между плечами 2 и 4. В плечо 3 мощность не приходит.
3. Если в плечо 1 поступает сигнал, а в круглом волноводе (плечи 5 и 6) на расстоянии, которое обеспечивает сдвиг фазы $\theta = n\pi$ от плоскости отсчета, размещен короткозамыкающий поршень, то выходной сигнал делится поровну между плечами 2, 3, 4, однако часть мощности ответвляется назад в плечо 1. Потому, если в плече 1 предусмотреть дополнительное согласующее устройство, можно, во всяком случае, в узком диапазоне частот, обеспечить равномерное деление мощности между тремя другими прямоугольными волноводами.
4. Если плечи 2 и 4 короткозамкнуты и одинаковы по длине, то две отраженные от них волны оказываются в центре соединения в фазе и отраженная мощность разделится поровну между плечами 1 и 3. Отраженная мощность не проникает в круглый волновод, потому что отраженные от плеч 2 и 4 волны будут иметь развернутые на 180° поляризации и компенсировать друг друга.
5. Если одно из короткозамкнутых плеч длиннее другого на величину, равную $\Lambda/4$, то при поступлении сигнала в плечо 1 волны, отраженные от короткозамыкателей, будут в фазе, а поляризация волны, образованная ими в круглом волноводе, будет совпадать с осью короткозамкнутых плеч. В таком случае в круглом волноводе будут распространяться две волны, одинаковые по амплитуде и

такие, отличающиеся по фазе на 90° . Если длина плеч регулируется, а разность длин поддерживается равной $\Lambda/4$, то поляризация волны, образованная отраженными волнами, будет изменяться.

Будем считать, что короткозамыкающие поршни расположены в плечах 2 и 4 на расстояниях, обеспечивающих фазовые сдвиги θ_2 и θ_4 , относительно плоскости отсчета и при этом будет выполняться условие $\theta_4 = \theta_2 + \pi/2$ (рис.9.12). В этом случае соединение представляет собой восьмиполосник.

Матрица рассеяния такого устройства будет иметь вид

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -e^{j2\theta_2} \\ 0 & 0 & -1 & -e^{j2\theta_2} \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -e^{j2\theta_2} & -e^{j2\theta_2} & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad (9.45)$$

где θ_2 – фазовый сдвиг, обусловленный смещением короткозамыкающего поршня относительно плоскости отсчета в плече 2. Свойства такого устройства существенно зависят от величины θ_2 :

а) при $\theta_2 = n\pi$, ($n = 1, 2, \dots$) матрица рассеяния имеет вид

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.46)$$

Рассмотренное устройство действует как обычное мостовое соединение, отличаясь от него только объединением двух плеч 3 и 4 в одном круглом волноводе. Плечи 1 – 2, как и плечи 3 – 4, развязаны. То есть, если в плечо 1 поступает сигнал, то имеются одинаковые по амплитуде сигналы на выходах плеч 3 и 4 при отсутствии сигнала в плече 2. Но эти два сигнала в плечах 3 и 4 можно рассматривать, в свою очередь, как одну линейно поляризованную волну, плоскость поляризации которой наклонена под углом 45° и направлена вправо вверх относительно плоскости рис.9.12. Если сигнал поступает в плечо 2, то выходной сигнал будет иметь линейную поляризацию, направленную вправо вниз под углом 45° .

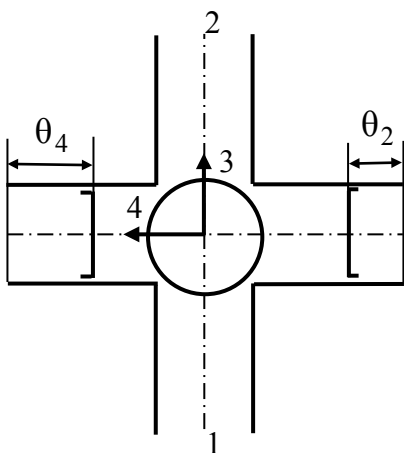


Рис.9.12. Мост на базе турникетного соединения

Возможен и обратный процесс. Линейно поляризованная волна, которая поступает в круглый волновод и имеет произвольно направленную плоскость поляризации, будет разложена на две перпендикулярные составляющие, одна из которых направлена вправо вверх относительно плоскости

(рис.9.12), а другая – вправо вниз. Первая поступает в плечо 1, а вторая – в плечо 2. Волны в плечах 1 и 2 находятся в фазе. Таким образом, устройство позволяет проводить анализ поляризации волны, которая линейно поляризована так, что плоскость поляризации ориентирована под произвольным углом.

При $\theta_2 = n\pi + \pi/2$ устройство работает аналогично, с той лишь разницей, что необходимо изменить места номеров выходов.

Из-за взаимности, если в плечи 1 и 2 вводятся волны в фазе, в круглом волноводе появляется волна с линейной поляризацией, направление которой зависит от амплитуд падающих волн.

б) если $\theta_2 = n\pi + \pi/4$, то свойства соединения изменяются. Матрица рассеяния приобретает вид

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & \mp j \\ 0 & 0 & -1 & \mp j \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ \mp j & \mp j & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (9.47)$$

Если в плечо 1 поступает сигнал, то в круглом волноводе появляется волна с круговой поляризацией. Теперь устройство действует подобно четвертьволновой пластине, одновременно заменяя собой переход от прямоугольного волновода к круглому. Плоскость поляризации выходного сигнала вращается по часовой стрелке при $\theta_2 = n\pi + \pi/4$ и против часовой стрелки при $\theta_2 = n\pi - \pi/4$.

В случае заданного значения θ_2 сигнал, который поступает в плечо 2, возбуждает в круглом волноводе волну, круговая поляризация которой будет направлена в противоположную сторону.

Возможен и обратный эффект. Если в круглый волновод поступает сигнал, который имеет эллиптическую поляризацию, то он будет разложен на составляющие поляризации, одна из которых появится в плече 1, а другая – в плече 2.

Таким образом, с помощью турникетного соединения можно синтезировать любую эллиптическую поляризацию, изменяя амплитуду и фазу волн, которые поступают в плечи 1 и 2, и наоборот, измеряя амплитуды волн, выходящих из плеч 1 и 2, можно определить параметры поляризации падающей волны в круглом волноводе.

Если сигнал из плеча 1 возбуждает в круглом волноводе сигнал с круговой поляризацией определенного направления вращения, то при обратном направлении круговой поляризации волна, которая поступает в соединение через круглый волновод, пройдет в плечо 2. Это явление применяется на практике для коммутации непрерывных сигналов. То есть, если турникетное соединение настроено на круговую поляризацию $\theta_2 = \pi/4$, то сигнал, приходящий в плечо 1, будет возбуждать на выходе круглого волновода волну с правой круговой поляризацией. После отражения от любой изотропной поверхности (металл,

диэлектрик и т.п.), которая находилась или в самом круглом волноводе, или во внешнем облучаемом пространстве, эта волна возвратится с противоположным направлением вращения круговой поляризации. Когда эта отраженная волна поступит назад в турникет, выходной сигнал будет наблюдаться только в плече 2. Таким образом, турникетное соединение выполняет функции антенного переключателя, который обеспечивает развязку между выходом передатчика и входом приемника.

На базе турникетного соединения возможно построение *циркулятора*. Если закортить круглый волновод и внести в него *ротатор*, который поворачивает плоскость поляризации волны на 45° , то при расстоянии между короткозамкнатым и плоскостью отсчета $\theta = \pi$ можно получить четырехплечий циркулятор 1-2-3-4-1.

На электрических схемах турникетное соединение обозначается как пересечение двух прямоугольных и одного круглого волноводов (рис.9.10,б).

Контрольные вопросы

1. Какова конструкция турникетного соединения?
2. Каким образом нумеруют плечи турникетного соединения?
3. Каким образом можно достичь согласования плеч турникетного соединения?
4. Какой вид имеет идеальная матрица рассеяния турникетного соединения, и каково ее физическое содержание?
5. Каким образом нумеруют плечи турникетного соединения в случае короткозамкнутых плеч 2, 4?
6. Какой вид имеет идеальная матрица рассеяния турникетного соединения в случае короткозамкнутых плеч 2, 4, и каково ее физическое содержание?
7. Каково назначение турникетного соединения и основные схемы его применения?

10. Ферритовые устройства СВЧ

10.1. Основные свойства ферритов на СВЧ

Ferrum (англ. – *ferrite*) – магнитоэлектрический материал с кристаллической структурой, которому присущи гироманнитные свойства. Относительная диэлектрическая проницаемость ферритов ϵ находится в пределах 8 – 16, тангенс угла электрических потерь $\text{tg } \delta = 10^{-3} - 10^{-2}$, магнитная проницаемость при отсутствии подмагничивания близка к единице. При отсутствии внешнего магнитного поля ферриты на всех частотах являются изотропными материалами с взаимными свойствами.

Различают три разновидности кристаллической структуры ферритов: шпинели, граната и гексагональная. Ферриты могут быть поликристаллическими и монокристаллическими. Производство поликристаллических ферритов осуществляется за технологией характерной для керамики – из смеси окислов с пластификатором формируют полуфабрикаты, которые потом спекают при температуре 1000 – 1400°C.

Рассмотрим основные явления в подмагниченных ферритах, на которых основывается работа устройств СВЧ.

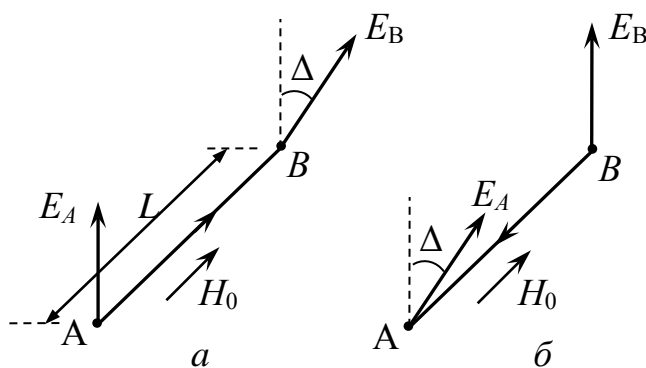


Рис.10.1. Распространение волн в гиротропной среде:

a – по направлению поля подмагничивания,
б – в противоположном направлении

Эффект Фарадея состоит в повороте плоскости поляризации электромагнитной волны при ее распространении вдоль поля подмагничивания \vec{H}_0 . При распространении электромагнитной волны в гиротропной среде из точки *A* в точку *B* (рис.10.1,*a*) по направлению вектора \vec{H}_0 электрический вектор \vec{E} поворачивается по часовой стрелке на угол Δ . При обратном распространении (рис.10.1,*б*) вектор \vec{E} поворачивается против часовой стрелки на тот же угол по ходу волны.

Эффект Фарадея в гиротропных средах объясняется тем, что эффективные магнитные проницаемости для волн круговой поляризации имеют разные значения с *правой* (μ_+) и *левой поляризации* (μ_-). Характер зависимостей μ_+ и μ_- для слабого магнитного поля H_0 приведен на рис.10.2.

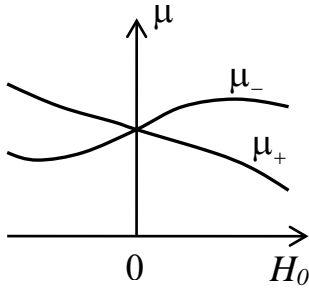


Рис.10.2. Эффективные магнитные проницаемости феррита для слабого магнитного поля

Линейную поляризацию можно представить как суперпозицию двух полей круговой поляризации E^+ и E^- (рис.10.3,а), тогда для их фазовых скоростей (v_ϕ^+ , v_ϕ^-) и соответствующих длин волн этих полей (Λ^+ , Λ^-) можно записать следующие выражения:

$$v_\phi^+ = c / \sqrt{\epsilon\mu_+}; \quad v_\phi^- = c / \sqrt{\epsilon\mu_-}; \quad (10.1)$$

$$\Lambda^+ = \lambda / \sqrt{\epsilon\mu_+}; \quad \Lambda^- = \lambda / \sqrt{\epsilon\mu_-}. \quad (10.2)$$

Векторы E^+ и E^- в точке B (рис.10.3,б) будут отставать по фазе от соответствующих векторов в точке A за счет разности хода на углы

$$\phi^+ = 2\pi L / \Lambda^+; \quad \phi^- = 2\pi L / \Lambda^-. \quad (10.3)$$

Поскольку при прямом распространении ($H_0 > 0$) $\mu_+ < \mu_-$ (рис.10.2), вектор

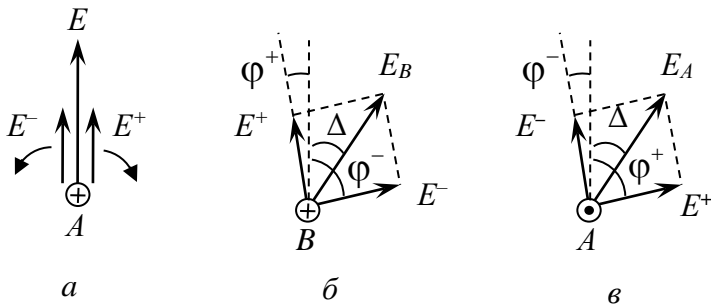


Рис.10.3. Направления векторов электрического поля: а – в начальной точке А, б – в конечной точке В, в – в конечной точке А

E^+ в точке B отстает на меньший угол, чем E^- . А результирующий вектор E_B поворачивается на угол $\Delta = 0,5(\phi^- - \phi^+)$.

При обратном распространении ($H_0 < 0$) $\mu_+ > \mu_-$ (рис.10.2) вектор E^+ в точке A (рис.10.3,в) отстает на больший угол, чем E^- . Результирующий вектор E_A поворачивается на угол $\Delta = 0,5(\phi^+ - \phi^-)$.

При слабых полях угол поворота Δ пропорционален напряженности подмагничивания H_0 и расстоянию между точками L . При увеличении H_0 наступает насыщение. Эффект Фарадея является невзаимным, то есть угол поворота плоскости поляризации не зависит от направления распространения волны и именно этим объясняется невзаимность эффекта Фарадея. Происхождение термина «гиротропия» связано именно с этим эффектом.

В ферритах в относительно сильном продольном или поперечном магнитном поле наблюдается явление *ферромагнитного резонанса*. При продольном подмагничивании резонанс имеет место тогда, когда частота волны круговой поляризации правого вращения приближается к частоте прецессии электронов

$$f_{II} = f_0 \cong 2,84H_0, \quad (10.4)$$

где f – частота в мегагерцах, а H_0 в эрстедах.

Поперечное подмагничивание дает несколько большую резонансную частоту

$$f_{\perp} \cong f_0 \sqrt{1 + M_0 / H_0}, \quad (10.5)$$

где M_0 – намагниченность феррита.

На рис.10.4 показан характер зависимостей магнитных проницаемостей феррита для правополяризованной волны $\mu_+ = \mu'_+ + j\mu''_+$ и левополяризованной μ_- от величины H_0 . Из графиков видно, что магнитная проницаемость для правополяризованной волны имеет резонансный характер, и мнимая составляющая магнитной проницаемости μ''_+ , учитывающая

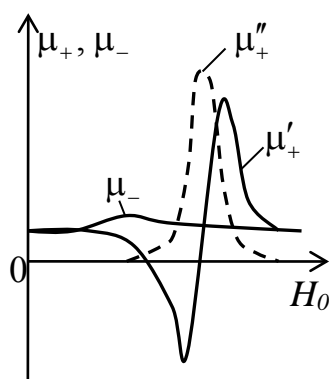


Рис.10.4. Компоненты магнитных проницаемостей феррита в сильном магнитном поле

потери в феррите, максимальна при резонансе. Резонансный характер магнитной проницаемости μ_+ обусловлен тем, что частота и направление возбуждающего поля совпадает с частотой и направлением прецессии электронов. Для левополяризованной волны направление вращения поля и прецессии электронов противоположны, резонанс невозможен, и магнитная проницаемость μ_- изменяется плавно.

Частоту резонанса f_0 путем изменения напряженности поля подмагничивания H_0 можно подобрать равной рабочей частоте колебаний.

Правополяризованные волны при распространении в направлении H_0 испытывают затухание, а волны, распространяющиеся против вектора H_0 , практически не испытывают затухания.

В тонких ферритовых пластинах в прямоугольном волноводе с волной типа H_{10} при поперечном подмагничивании наблюдается невзаимный фазовый сдвиг. Ферритовая пластина располагается между серединой волновода и одной из узких стенок, пластина подмагничивается слабым полем H_0 перпендикулярно. При этом структура поля волны H_{10} почти не нарушается.

Невзаимный фазовый сдвиг обусловлен следующим. Компоненты магнитного поля основной волны в прямоугольном волноводе H_{10} определяются следующим образом:

$$H_x = \pm A^{\pm} \frac{\pi}{a} \sin \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \beta z + \varphi^{\pm})]; \quad (10.6)$$

$$H_z = -jA^{\pm} \left(\frac{\pi}{a}\right)^2 \frac{1}{\gamma} \cos \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \beta z + \varphi^{\pm})], \quad (10.7)$$

где A – амплитуда волны; β – постоянная распространения; φ – начальная фаза; верхний и нижний индексы относятся соответственно к волнам, которые распространяются в направлении увеличения и уменьшения координаты z .

Если амплитуду составляющей H_z принять равной единице, тогда

$$H_x = \pm j \frac{2a}{\Lambda} \sin \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \beta z + \varphi^\pm)]; \quad (10.8)$$

$$H_z = \cos \frac{\pi x}{a} \exp[j(\omega t \mp \beta z + \varphi^\pm)], \quad (10.9)$$

где Λ – длина волны в волноводе.

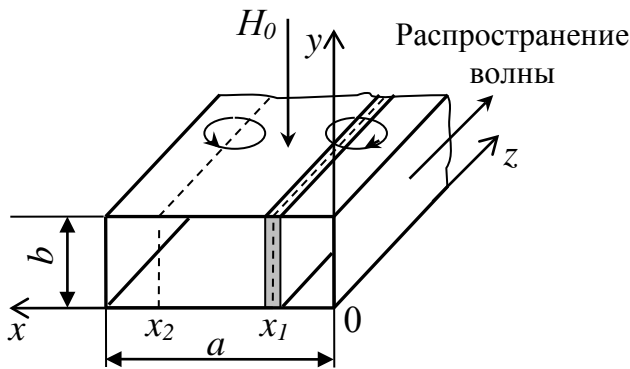


Рис.10.5. Положения плоскостей круговой поляризации в прямоугольном волноводе

Наличие множителя $\pm j$ в уравнении (10.8) указывает на то, что компоненты поля H_z и H_x сдвинуты по фазе относительно друг друга соответственно на $\pm 90^\circ$. Таким образом, существуют две симметричные плоскости x_1 и x_2 (рис.10.5), в которых амплитуды компонент одинаковы $|H_z| = |H_x|$ и поле H имеет круговую поляризацию. Положения этих плоскостей можно определить, приравнявая

амплитуды компонент (10.8) и (10.9):

$$\frac{2a}{\Lambda} \sin \frac{\pi x}{a} = \cos \frac{\pi x}{a} \quad (10.10)$$

и находя корни этого уравнения

$$x_1 = \frac{a}{\pi} \operatorname{arctg} \frac{\Lambda}{2a}; \quad x_2 = a - x_1. \quad (10.11)$$

В плоскостях x_1 и x_2 каждому направлению распространения волны соответствует определенное направление круговой поляризации. При таком размещении ферритовой пластины и таком направлении распространения волны, как это указано на рис.10.5, в феррите будет правополяризованное поле и фазовая скорость будет определяться μ_+ . Для волны, которая будет распространяться в обратном направлении, поле в феррите будет левополяризованным и фазовая скорость будет определяться μ_- . Поскольку μ_+ и μ_- имеют разные значения, то и фазовый сдвиг на единицу длины ферритовой пластины при прямом и обратном направлениях распространения волны будет разным, то есть взаимным.

Ферритовые пластины ограниченной длины характеризуются дифференциальным (разностным) фазовым сдвигом $\Delta\varphi$. С увеличением толщины пла-

стины для максимизации $\Delta\varphi$ пластину размещают ближе к стенке волновода. При заданных значениях подмагничивающего поля H_0 и характеристиках феррита можно найти такую толщину пластины возле самой стенки волновода, которая обеспечивает максимальную величину $\Delta\varphi$. Это очень важно для эффективного теплоотвода.

В прямоугольном волноводе со сравнительно толстой ферритовой пластиной при сильном поперечном поле подмагничивания наблюдается явление

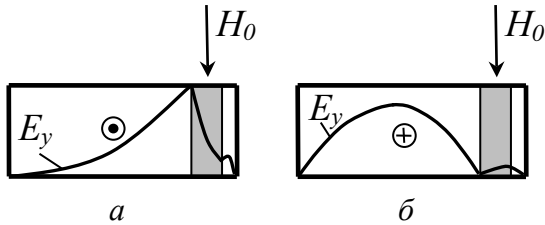


Рис.10.6. Явление «смещения поля»:
a – распределение вектора E для падающей волны, *б* – для отраженной волны

«смещения поля». Суть этого явления состоит в том, что для одного направления распространения волны феррит имеет магнитную проницаемость, которая существенно превышает единицу и поле концентрируется вблизи пластины (рис.10.6,*a*). То есть пластина работает как диэлектрический волновод, в котором распространяется поверхностная волна. Для обратного распространения

волны $\mu \approx 1$ и феррит мало влияет на структуру поля (рис.10.6,*б*). В этом случае волна «вытесняется» из пластины. Поле подмагничивания в несколько раз меньше резонансного.

10.2. Ферритовые устройства на эффекте Фарадея

Эффект Фарадея успешно используется в вентилях. *Вентиль* (англ. – *isolator*) – это четырехполюсник СВЧ, который пропускает волну в одном направлении почти без отражения и ослабления, но поглощает волну, распространяющуюся в обратном направлении. Идеальная матрица рассеяния вентиля имеет вид

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}. \tag{10.12}$$

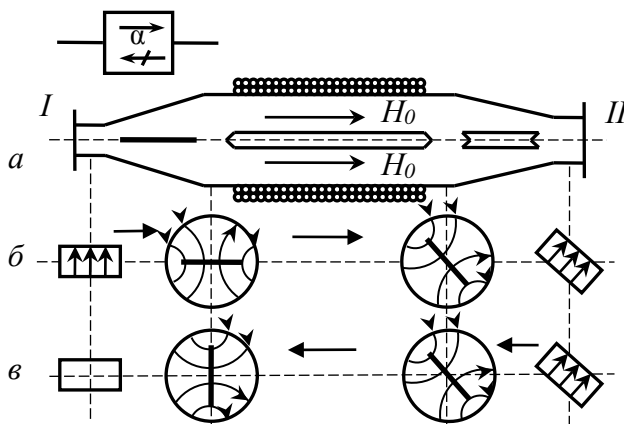


Рис.10.7. Фарадеевский вентиль

Вентили применяются для защиты генераторов СВЧ от изменения сопротивления нагрузки, для построения развязывающих цепей, в качестве элементов измерительных установок.

Фарадеевский вентиль (англ. – *Faraday isolator*), схематически изображен на рис.10.7,*a*. Он состоит из отрезка круглого волновода с ферритовым стержнем, размещенным на оси волно-

вода, и внешнего соленоида, который образует продольное поле подмагничивания. С обоих боков круглый волновод заканчивается плавными переходами к прямоугольным волноводам. Посредине переходов параллельно широким стенкам входного и выходного прямоугольного волновода установлены поглощающие пластины. Выходной прямоугольный волновод повернут по отношению к входному на угол 45° . Волна прямоугольного волновода H_{10} , которая подана на вход I , не испытывая ослабления в поглощающей пластине, трансформируется в волну H_{11} круглого волновода с вертикальной поляризацией электрического поля. Диаметр, длина ферритового стержня и напряженность поля подмагничивания выбираются так, чтобы плоскость поляризации волны при распространении вдоль отрезка круглого волновода с ферритом поворачивалась по часовой стрелке на 45° . Тогда волна без потерь проходит через переход с поглощающей пластиной в выходной прямоугольный волновод, узкие стенки которого оказываются параллельными вектору электрического поля (рис.10.7,б). Для уменьшения отражения концы ферритового стержня и поглощающих пластин заостряют.

Отраженная волна, поступающая на вход II (рис.10.7,в), без ослабления трансформируется в волну H_{11} круглого волновода. При распространении на участке с ферритовым стержнем плоскость поляризации волны поворачивается по часовой стрелке на 45° . На выходе круглого волновода с ферритом вектор электрического поля оказывается параллельным широким стенкам прямоугольного волновода входа I и поглощающей пластине. На вход I волна не проходит и вся мощность, которую она переносит, рассеивается в поглощающей пластине.

Реальные вентили характеризуются потерями $L = -20 \lg |s_{21}|$, затуханием $A = -20 \lg |s_{12}|$; развязкой $H = 20 \lg (|\dot{s}_{21}| / |\dot{s}_{12}|)$, КСВ и рабочей полосой частот, в которой указанные параметры не хуже заданных.

Наиболее часто фарадеевские вентили, благодаря простоте конструкции, используются в миллиметровом диапазоне. Для таких вентилях потери составляют около 1 дБ, развязка – не менее 20 дБ, КСВ не превышает 1,2. Напряженность поля подмагничивания лежит в границах 10 – 15 Э.

Если в устройстве, показанном на рис.10.7, заменить поглощающие пластины на дополнительные ответвления прямоугольных волнопроводов, то получим четырехплечий циркулятор. *Циркулятор* (англ. – *circulator*) – это согласованный невзаимный многополюсник СВЧ, в котором передача мощности осуществляется в одном направлении со строгим порядком передачи между плечами. Идеальная матрица рассеивания четырехплечего циркулятора с порядком передачи между плечами 1–2–3–4–1 имеет вид

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10.13)$$

Поляризационный циркулятор схематически изображен на рис.10.8,а. При возбуждении плеча 1 (рис.10.8,б) СВЧ мощность проходит в плечо 2 как и в фарадеевском вентиле, а боковые плечи 3 и 4 не возбуждаются. Если мощность подается в плечо 2 (рис.10.8,в), то после прохождения отрезка круглого волновода с ферритом плоскость поляризации волны поворачивается на 45° по часовой стрелке, а результирующее поле с горизонтальной поляризацией возбуждает плечо 3 и не возбуждает плечо 1. Поданная в плечо 3 мощность (рис.10.8,г) порождает в круглом волноводе волну с горизонтальной поляризацией, которая в плечо 1 не проходит. При распространении в отрезке волновода с ферритом плоскость поляризации этой волны поворачивается на 45° и вектор электрического поля оказывается параллельным широким стенкам волновода плеча 2, которое не возбуждается, и мощность проходит в плечо 4. При подаче мощности в плечо 4 (рис.10.8,д) в круглом волноводе возбуждается волна с вектором электрического поля параллельным широким стенкам волновода плеча 2, которое не возбуждается. При распространении влево по отрезку волновода с ферритом плоскость поляризации поворачивается на 45° , так что вектор электрического поля оказывается параллельным узким стенкам волновода плеча 1. СВЧ мощность проходит в это плечо, а плечо 3 не возбуждается. Таким образом, рассмотренное устройство при условии отсутствия потерь и отражений имеет свойства идеального циркулятора с матрицей рассеяния (10.13).

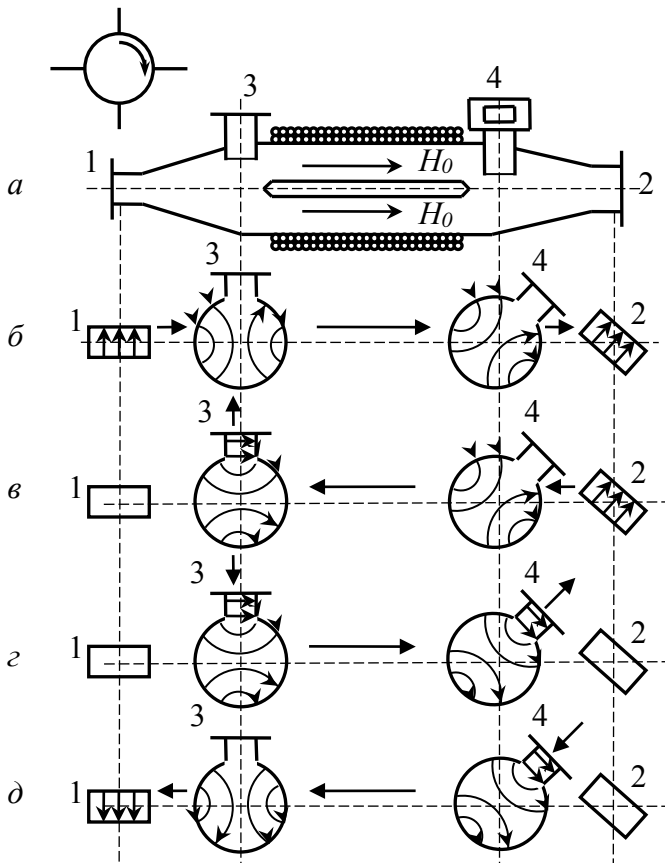


Рис.10.8. Поляризационный циркулятор

циркулятор и фарадеевский вентиль превращаются в электрически управляемые коммутатор и выключатель.

Основным недостатком поляризационного циркулятора является низкая допустимая мощность, поскольку затруднен эффективный теплоотвод для ферритового стержня.

Если в рассмотренном устройстве изменить направление поля подмагничивания (при этом плоскость поляризации волны в волноводе с ферритом будет поворачиваться на 45° против часовой стрелки), тогда получим циркулятор с измененным порядком передачи между плечами (1–4–3–2–1). Таким образом, при изменении направления тока в соленоиде циркулятор

При скачкообразном изменении величины тока в управляющем соленоиде есть возможность использования эффекта Фарадея для построения переключателя СВЧ мощности. Схема переключателя на два канала показана на рис.10.9. Прямоугольные волноводы 1 и 2 подключаются к круглому через плавные переходы, причем их широкие стенки параллельны между собой. Прямоугольный волновод плеча 3 включен через боковое отверстие в стенке круглого волновода так, что плоскость H волновода плеча 3 совпадает с плоскостью E волноводов плеч 1 и 2. При отсутствии тока подмагничивания волна, которая подана в плечо 1, свободно проходит через круглый волновод с ферритом и полностью поступает в плечо 2. При включении тока подмагничивания волна от плеча 1, проходя через круглый волновод с ферритом испытывает поворот плоскости поляризации на угол 90° и возбуждает плечо 3.

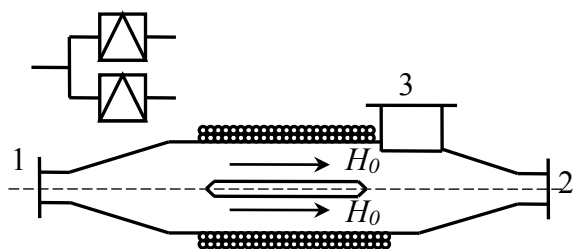


Рис.10.9. Переключатель

При отсутствии тока подмагничивания волна, которая подана в плечо 1, свободно проходит через круглый волновод с ферритом и полностью поступает в плечо 2. При включении тока подмагничивания волна от плеча 1, проходя через круглый волновод с ферритом испытывает поворот плоскости поляризации на угол 90° и возбуждает плечо 3.

Рассмотренная конструкция переключателя является основой для реализации регулируемого делителя мощности. В зависимости от величины тока подмагничивания волна от плеча 1, проходя через круглый волновод с ферритовым стержнем испытывает поворот плоскости поляризации на некоторый угол. Сигнал на выходе круглого волновода можно представить как сумму сигнала с вертикальной поляризацией $E_0 \cos \theta$, который проходит в плечо 2, и сигнала с горизонтальной поляризацией $E_0 \sin \theta$, который проходит в плечо 3. При изменении тока в управляющем соленоиде изменяется угол поворота плоскости поляризации и соотношение мощностей выходных сигналов в плечах 2 и 3. Подключение согласованной нагрузки к плечу 2 или 3 превращает устройство в аттенуатор, внесенное ослабление которого зависит от величины управляющего тока.

Важным преимуществом СВЧ устройств на основе эффекта Фарадея является сравнительно низкое поле подмагничивания (несколько десятков или сотен эрстед).

10.3. Вентили с поперечно подмагниченным ферритом

Так называемый *резонансный вентиль* (англ. – *resonance isolator*) содержит подмагниченную ферритовую пластину, которая расположена в плоскости прямоугольного волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию (рис.10.10,*a*). Поперечное поле подмагничивания создается постоянным магнитом. Величина этого поля подобрана равной полю гиромагнитного резонанса для правополяризованной волны. Падающая волна, при которой в феррите будет левополяризованное поле, проходит вентиль с незначительным ослаблением. Отраженная волна, при распространении которой в феррите будет правопо-

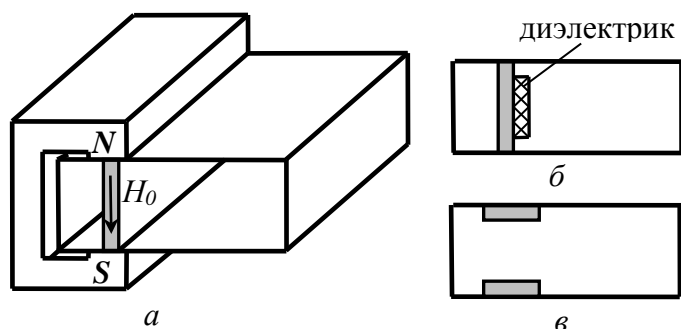


Рис.10.10. Резонансный вентиль: *а* – эскиз вентилья, *б* – ферритовая пластина в плоскости *E*,
в – ферритовая пластина в плоскости *H*

Для расширения частотного диапазона электромагнитное поле концентрируют вблизи феррита с помощью диэлектрических вставок, например, как это показано на рис.10.10,б. Ферритовые пластины размещают также на широких стенках волновода (рис.10.10,в), что обеспечивает эффективный теплоотвод, однако такая конструкция требует более сильного поля подмагничивания по сравнению с предыдущей.

Резонансные вентили сантиметрового диапазона работают в относительной полосе частот около 8% при потерях около 0,5 дБ, затухании 10 – 20 дБ, КСВ не более чем 1,2.

Вентили на коаксиальных линиях также реализуют принцип резонансного поглощения. В коаксиальной линии основной волной является *T*-волна, поэтому применяются специальные средства для образования продольных составляющих магнитного поля и обеспечения вращения вектора. Частичное заполнение поперечного сечения коаксиальной линии

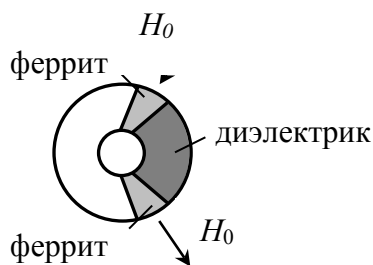


Рис.10.11. Резонансный вентиль на коаксиальном волноводе

диэлектриком с высокой диэлектрической проницаемостью приводит к трансформации *T*-волны в гибридную волну, которая имеет продольную составляющую магнитного поля. На рис.10.11 показана схема коаксиального резонансного вентилья. Параметры диэлектрического заполнения подобраны таким образом, чтобы ферритовые вставки находились под действием магнитного вектора с круговой поляризацией.

В коаксиальных вентильях рабочая полоса частот достигает октавы, потери около 1 дБ, затухание 10 – 20 дБ, КСВ не более чем 1,25.

Общими недостатками вентильей с резонансным поглощением являются высокое значение напряженности поля подмагничивания (например, несколько тысяч эрстед для вентильей трехсантиметрового диапазона) и значительная масса магнитной системы. Существенное уменьшение массы магнитной системы имеет место в вентильях, в которых используется эффект «смещения поля».

ляризованное поле, интенсивно затухает из-за больших потерь в феррите при ферромагнитном резонансе.

Поле подмагничивания, необходимое для существования ферромагнитного резонанса, и нужное расположение ферритовой пластины в волноводе зависят от частоты, это ограничивает диапазонные свойства резонансного вентилья.

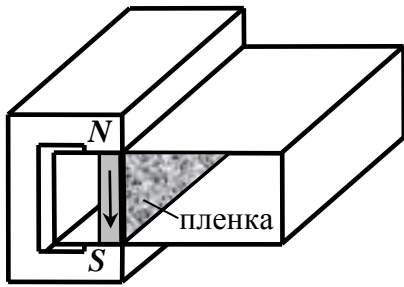


Рис.10.12. Вентиль со «смещением поля»

В вентиле со смещением поля (англ. – *field-displacement isolator*) на прямоугольном волноводе (рис.8.12) на поверхность ферритовой пластины нанесена поглощающая металлическая пленка, потому отраженная волна, которая концентрируется возле феррита, испытывает значительное поглощение. На падающую волну поглощающая пленка практически не влияет, вентили со «смещением поля» по сравнению с резонансными имеют существенно облегченную магнитную систему, боль-

ший рабочий диапазон частот, однако они могут работать при сравнительно невысоких уровнях мощности.

10.4. Фазовые циркуляторы

Принцип действия *фазовых циркуляторов* (англ. – *phase-differential circulator*) основан на использовании невзаимного фазового сдвига в тонких ферритовых пластинах при поперечном подмагничивании. Такие невзаимные фазовращатели дополняются двумя мостовыми устройствами.

На рис.10.13,*а* схематично изображен фазовый циркулятор на основе двух щелевых мостов. В верхнем волноводе, соединяющем щелевые мосты *I* и *II*,

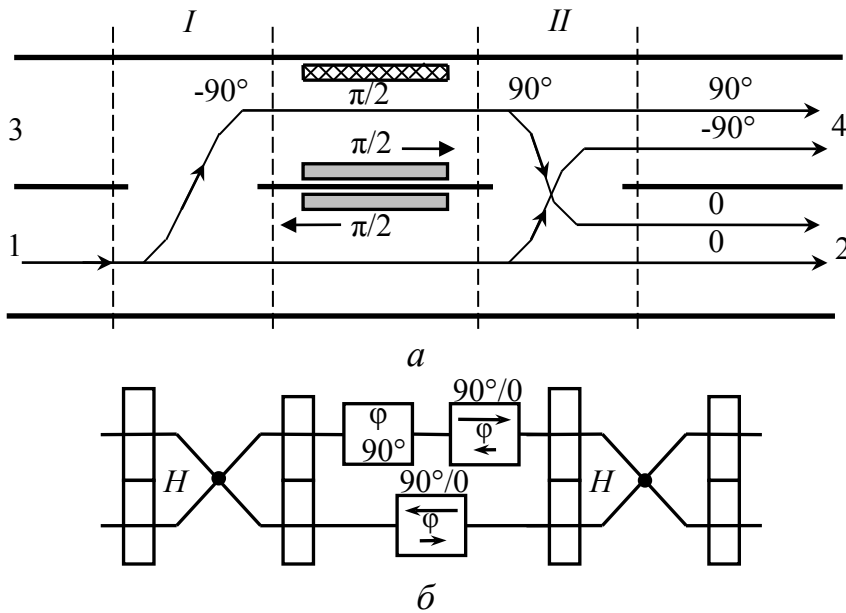


Рис.10.13. Фазовый циркулятор на двух щелевых мостах:
а – эскиз, *б* – схема электрическая принципиальная

установлена диэлектрическая пластина, которая осуществляет дополнительный фазовый сдвиг $\pi/2$, и ферритовая пластина, которая осуществляет фазовый сдвиг $\pi/2$ для распространяющейся слева направо волны и нулевой дополнительный – для волны обратного направления. В нижнем волноводе установлена такая же ферритовая пластина, но допол-

нительный фазовый сдвиг $\pi/2$ имеет место уже для волны, которая распространяется справа налево. Такие фазовые сдвиги в волноводах получают при указанном на рис.10.13,*а* размещении пластин и намагничивании их поперечным полем одного направления.

Рассмотрим фазовые соотношения для данного циркулятора. Волна, которая поступает в плечо 1, делится поровну щелевым мостом I . Парциальная волна, которая ответвляется, получает дополнительный фазовый сдвиг -90° . В верхнем волноводе, который соединяет мосты, фаза этой парциальной волны сдвигается дополнительно на 180° благодаря действиям диэлектрической и ферритовой пластин. Таким образом, волна получает на выходе 4 результирующий дополнительный фазовый сдвиг 90° . Парциальная волна, которая распространяется в нижнем волноводе соединяющем мосты, разветвляется мостом II и получает фазовый сдвиг -90° . Таким образом, в плече 4 указанные парциальные волны имеют разностный сдвиг 180° и компенсируют друг друга. На выход плеча 2 приходит парциальная волна, которая распространяется в нижнем волноводе, она не получает дополнительный фазовый сдвиг. Эта волна складывается с парциальной волной, которая ответвляется из верхнего волновода через мост II , ее результирующий фазовый сдвиг также равен нулю. Следовательно, парциальные волны на выходе 2 синфазны, они суммируются и образуют волну той же мощности, которая поступает в плечо 1.

Таким образом, можно утверждать, что электромагнитная волна из плеча 1 поступает полностью в плечо 2. Аналогично можно показать, что в этом устройстве реализуется направленная передача мощности $1-2-3-4-1$. Если изменить направление подмагничивания на противоположное, то ферритовые пластины будут осуществлять невзаимные фазовые сдвиги для волн противоположного направления и реализуется другая последовательность передачи мощности: $1-4-3-2-1$.

В фазовом циркуляторе, показанном на рис.10.14, применяется щелевой мост I и свернутый двойной тройник II . Рассмотрим кратко фазовые соотношения для этого циркулятора,

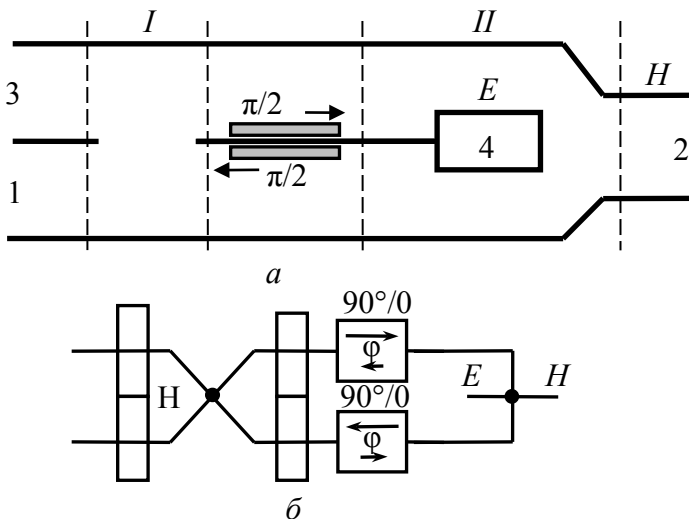


Рис.10.14. Фазовый циркулятор на мостах разного типа: a – эскиз, b – схема электрическая принципиальная

например, когда волна поступает в плечо 3. Эта волна делится пополам щелевым мостом I . Парциальная волна, которая ответвляется, получает фазовый сдвиг -90° . В верхнем волноводе соединяющем мосты, фаза парциальной волны сдвигается дополнительно на 90° благодаря действию ферритовой пластины. Следовательно, парциальные волны, которые приходят в плечи двойного тройника II являются противофазными, потому

они будут возбуждать E -плечо двойного тройника. Таким образом, волна из плеча 1 циркулятора поступает полностью в плечо 4.

В фазовом циркуляторе, выполненном по рассмотренной схеме, легче выровнять ослабления фазовращателей, что способствует получению лучших электрических характеристик.

Общими преимуществами фазовых циркуляторов по сравнению с циркуляторами фарадеевского типа являются большая широкополосность и способность работы при высоких уровнях мощности. Относительная рабочая полоса частот фазовых циркуляторов сантиметрового диапазона составляет 5 – 10%, при развязке более 35 дБ, потерях ниже 0,25 дБ, КСВ не превышает 1,2.

Невзаимные фазовращатели применяются и в более сложных устройствах. Примером этого является суммарно-разностное устройство для моноимпульсной радиолокационной системы, схема которого приведена на рис.10.15. Пеленгация цели в двух плоскостях (по азимуту и углу места) осуществляется следующим образом.

Принятые от цели сигналы с выходов антенн 1, 2, 3 и 4 с помощью волноводных мостов *I–IV* суммируются и вычитаются таким образом, что в плече 5 образуется разностный азимутальный сигнал, в плече 6 – суммарный сигнал, а в плече 7 – разностный угломестный сигнал. Суммарный сигнал детектируется для определения дальности к цели, а разностные сигналы детектируются для определения отклонения по азимуту и углу места.

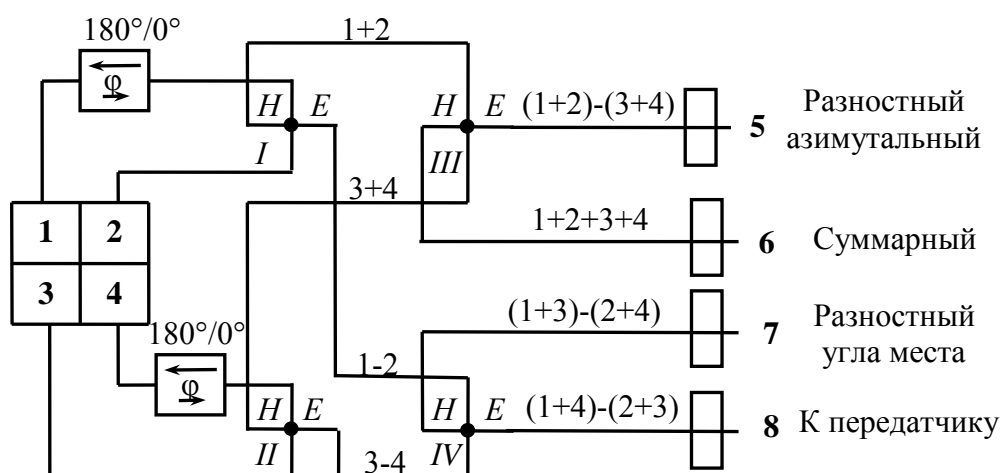


Рис.10.15. Схема суммарно-разностного устройства

В традиционных суммарно-разностных устройствах (без невзаимных фазовращателей) сигнал на выходе 8 не используется и к этому выходу подключают согласованную нагрузку. Передатчик подключают к каналу суммарного сигнала через переключатель, который попеременно коммутирует выход 6 к передатчику и приемнику суммарного сигнала. Наличие переключателя препятствует пеленгации близких целей.

Применение в схеме суммарно-разностного устройства невзаимных фазовращателей, как это показано, например, на рис.10.15, позволяет непосредственно подключить передатчик к выходу 8. При этом благодаря фазовым набегам СВЧ мощность передатчика делится мостами *I–IV* поровну и в фазе между всеми излучателями 1-4.

Циркулятор мостового типа представляет собой волноводное, коаксиальное или полосковое соединение, в котором размещен намагниченный ферритовый образец. Наиболее простым циркулятором мостового типа является *Y-циркулятор* (англ. – *Y-circulator*). Волноводный *Y-циркулятор* (рис.10.16,*а*) выполняется на основе *Y-троечника* в плоскости *H*, в центре которого размещен поперечно подмагниченный ферритовый цилиндр, окруженный диэлектрической втулкой.

Поле подмагничивания создается внешними дисковыми магнитами. Принцип действия *Y-циркулятора* состоит в следующем. Волна, поступающая в плечо 1 циркулятора, разветвляется на две волны, которые огибают феррит с двух сторон. Области существования вектора магнитного поля с круговой поляризацией для этих волн попадают в ферритовый образец, причем направления вращения векторов относительно направления поля подмагничивания оказываются противоположными. Из-за отличия магнитных проницаемостей μ_+ и μ_- волны, которые огибают ферритовый образец, имеют разные фазовые скорости. Размеры и параметры ферритового цилиндра подобраны такими, чтобы эти волны приходили на выход 2 с одинаковыми фазами, а на выход 3 – противофазно. Следовательно, передача мощности из плеча 1 совершается только в плечо 2. Так как *Y-циркулятор* имеет вращательную симметрию, то можно утверждать, что передача из плеча 2 будет осуществляться в плечо 3, а из плеча 3 – в плечо 1. Идеальная матрица рассеяния *Y-циркулятора* имеет вид

$$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (10.14)$$

Диэлектрическая втулка в конструкции *Y-циркулятора* (рис.10.16,*а*) способствует повышению температурной стабильности и стойкости характеристик к изменению величины поля подмагничивания.

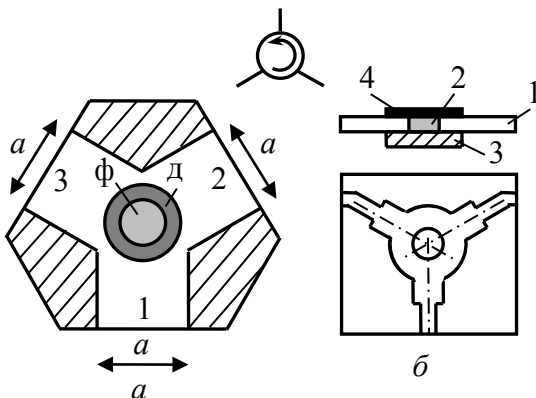


Рис.10.16. Y-циркуляторы:

а – волноводный, *б* – полосковый

Подобную конструкцию имеет *Y-циркулятор* в полосковом исполнении (рис.10.16,*б*). В керамическую подложку 1 врезан ферритовый вкладыш 2, подмагниченный постоянным магнитом 3. Нанесенный на подложку металлический пленочный диск 4 обеспечивает необходимую структуру электромагнитного поля. Простота такой конструкции, малые габариты и масса, достаточно хорошие электрические параметры (потери 0,2 – 0,5 дБ; развязка 20 – 25 дБ; КСВ =

1,1 – 1,3; относительная полоса частот 20 – 50%) обусловили ее широкое использование. Известны также конструкции полосковых *Y-циркуляторов*, у которых подложка изготовлена из феррита.

Относительная рабочая полоса частот волноводных Y -циркуляторов может достигать 30%, а полосковых – октавы.

Y -циркуляторы широко применяются, в частности, в схемах работы передатчика и приемника на одну антенну. Если к одному из плеч Y -циркулятора подключить согласованную нагрузку, то остальные плечи образуют вентиль. Так наиболее часто реализуются вентиля для миллиметрового диапазона.

Контрольные вопросы

1. В чем заключается эффект Фарадея?
2. Что такое ферромагнитный резонанс?
3. Чем объясняется невзаимный фазовый сдвиг в тонкой ферритовой пластине в прямоугольном волноводе?
4. В чем состоит явление «смещения поля» в прямоугольном волноводе с ферритовой пластиной?
5. Какое устройство называется вентиляем?
6. Какие основные параметры используют для характеристики вентиляей?
7. Каков принцип работы фарадеевского вентиля?
8. Какое устройство называется циркулятором?
9. Какие основные параметры используют для характеристики циркулятора?
10. В чем заключается принцип работы поляризационного циркулятора?
11. Каковы принципы работы переключателя на эффекте Фарадея?
12. Каков принцип действия резонансного вентиля?
13. Каков принцип действия вентиля со «смещением поля»?
14. Какова конструкция фазового циркулятора?
15. Какое устройство называется Y -циркулятором?
16. Каковы типичные параметры фазовых и Y -циркуляторов?

11. Физические основы работы полупроводниковых приборов СВЧ диапазона

11.1. Энергетические зоны полупроводников

В технике СВЧ широко используются, в частности для изготовления туннельных диодов, такие полупроводники как кремний, германий, арсенид галлия (GaAs) и антимонид индия (InSb). Они имеют монокристаллическую структуру и кристаллическую решетку алмазного типа: каждый атом окружен четырьмя атомами, которые находятся в вершинах правильного тетраэдра. При очень низких температурах (гелиевого уровня охлаждения, температура ниже 4,2 К) они проводят электрический ток слабо и по проводимости приближаются к изоляторам. Однако при комнатной температуре они имеют удовлетворительную проводимость.

Зонная структура полупроводников, как и других твердых кристаллических тел, обуславливается тем, что электроны в атоме занимают дискретные энергетические уровни. В кристалле в результате взаимодействия атомов друг с другом уровни превращаются в зоны, которые состоят из очень близко расположенных уровней. Электрофизические свойства полупроводника существенно зависят от ширины зон и степени их заполнения. Зона, в которой располагаются свободные (внешние) электроны атома, называется зоной проводимости. Она отделена от нижней заполненной зоны некоторой энергетической щелью W_g , называемой *запрещенной зоной* (англ. – *bandgap*). Эти энергетические щели в германии, кремнии, арсениде галлия равны соответственно 0,66; 1,12; 1,43 эВ. Такие полупроводники называются *широкозонными*. К *узкозонным* полупроводникам относится, например, InSb с шириной запрещенной зоны 0,23 эВ.

Заполненная зона, отделенная энергетической щелью от зоны проводимости, получила название *валентной* (англ. – *valence band*). Электроны валентной зоны не дают вклада в проводимость полупроводников. При низких температурах почти все электроны сосредоточены в валентной зоне («заморожены») и проводимость отсутствует. Одним из возможных механизмов возникновения проводимости может быть переход некоторого количества электронов в зону проводимости при освещении кристалла светом, кванты которого $\hbar\omega > W_g$. Другой механизм — инжекция носителей заряда в полупроводник через специальный инжектирующий контакт на границе с полупроводником (аналог катода в вакуумных устройствах СВЧ).

Кроме таких, индуцированных, видов проводимости бывает еще *собственная проводимость* (англ. – *intrinsic conductivity*), как правило, очень незначительная по величине. Дело в том, что при комнатной температуре некоторые электроны валентной зоны обладают энергией, достаточной для преодоления запрещенной зоны. Перешедшие в зону проводимости электроны в валентной зоне оставляют пустые места. В электрическом поле эти пустые места способны перемещаться как некоторые положительные заряды. Такие подвижные вакансии, несущие положительные заряды, получили название дырок.

В зоне проводимости электроны обладают несколько большей подвижностью, чем дырки в валентной зоне. Они эффективно взаимодействуют с решеткой и довольно быстро отдают ей свою избыточную кинетическую энергию, опускаясь на дно зоны проводимости. Как бы высоко не были заброшены в зону проводимости электроны, за очень короткое время они всегда сосредотачиваются на ее дне. Другим процессом релаксации является рекомбинация электрона с дыркой (спонтанные переходы между зоной проводимости и валентной зоной). Однако эти процессы проходят со значительным временем релаксации.

Чтобы получить значительную проводимость, в полупроводник вводят специальные легирующие примеси. Если примесные атомы отдают свои электроны в зону проводимости, то такие примеси называются *донорами* (англ. – *donor*). Энергетические уровни подобных атомов расположены в запрещенной зоне полупроводника недалеко от зоны проводимости. Обычно концентрация доноров составляет величину $10^{14} - 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Такой полупроводник обозначается *n*. При очень высокой концентрации носителей проводимость становится близкой к проводимости металлов, в этом случае вводится обозначение n^+ . Полупроводник, в котором отсутствуют примеси, называется *собственным* и обозначается *i*.

Если энергетический уровень примеси располагается немного выше валентной зоны, то примесь весьма эффективно захватывает электроны валентной зоны, образуя дырки, и называется *акцепторной* (англ. – *acceptor*). Проводимость при этом окажется *дырочной* (*p*-типа). Высоколегированные полупроводники с дырочной проводимостью обозначаются p^+ .

11.2. Процессы переноса заряда в полупроводниках

Процесс переноса зарядов может наблюдаться в полупроводниках при наличии электронов в зоне проводимости и при неполном заполнении электронами валентной зоны. При выполнении этих условий и в отсутствие градиента температуры перенос зарядов может происходить либо под действием электрического поля, либо под действием градиента концентрации носителей заряда.

Дрейф носителей заряда. Направленное движение носителей заряда под действием электрического поля называется *дрейфом* (англ. – *drift*). Электроны, получая ускорение в электрическом поле, приобретают на длине свободного пробега энергию около $10^{-8} - 10^{-4}$ эВ. При этом электроны переходят на более высокие энергетические уровни (разница в энергиях между соседними энергетическими уровнями в разрешенной зоне около 10^{-22} эВ). В результате дрейфа электронов в полупроводнике появляется электронная составляющая плотности дрейфового тока, которую запишем на основании закона Ома

$$J_{n\text{др}} = en\mu_n E, \quad (11.1)$$

где e – заряд электрона; n – концентрация электронов; μ_n – подвижность электронов, то есть величина, численно равная средней скорости их направленного

движения в электрическом поле с напряженностью, равной единице; E – напряженность электрического поля.

Аналогично, дырочная составляющая плотности дрейфового тока

$$J_{p\text{др}} = e\rho\mu_p E, \quad (11.2)$$

где ρ – концентрация дырок; μ_p – подвижность дырок.

Полная плотность дрейфового тока

$$J_{\text{др}} = J_{n\text{др}} + J_{p\text{др}} = e(n\mu_n + p\mu_p)E. \quad (11.3)$$

Диффузия носителей заряда. В результате неравномерного распределения концентрации носителей заряда в объеме полупроводника при условии отсутствия градиента температуры происходит диффузия – выравнивание концентрации носителей в полупроводнике. Плотность диффузионного тока электронов и дырок определяется следующими выражениями

$$J_{n\text{диф}} = eD_n \text{grad } n; \quad J_{p\text{диф}} = eD_p \text{grad } p, \quad (11.4)$$

где D_n , D_p – коэффициенты диффузии соответственно электронов и дырок, которые численно равны количеству носителей, проходящих через единицу площади в единицу времени при единичном градиенте концентрации.

Следует помнить, что одновременно с процессом диффузии неравновесных носителей происходит процесс их рекомбинации. Расстояние, на котором при одномерной диффузии в полупроводнике без электрического поля в нем избыточная концентрация носителей заряда уменьшается вследствие рекомбинации в e раз, называют *диффузионной длиной* (англ. – *diffusion length*). Иначе говоря, это расстояние, на которое носитель диффундирует за время жизни τ_n или τ_p . Их связывают соотношения:

$$L_n = \sqrt{D_n \tau_n}; \quad L_p = \sqrt{D_p \tau_p}. \quad (11.5)$$

В свою очередь, коэффициенты диффузии связаны с подвижностью носителей заряда соотношениями Эйнштейна:

$$D_n / \mu_n = kT / e; \quad D_p / \mu_p = kT / e. \quad (11.6)$$

Не следует путать диффузионную длину с длиной свободного пробега носителей заряда, которая определяется как среднее расстояние, проходимое носителем между двумя последовательными актами рассеяния.

Скорость дрейфа частицы определяется средним импульсом, приобретаемым носителем за время свободного пробега:

$$v = \frac{e}{m^*(W)} \tau_m(W) E, \quad (11.7)$$

где m^* – эффективная масса частицы, W – энергия носителя заряда, τ_m – время релаксации по импульсу, E – напряженность электрического поля.

Средняя скорость определяет характер вольтамперной характеристики (ВАХ) и зависит от средней подвижности $\overline{\mu(\mathcal{E})}$ ансамбля носителей. В самой простой модели дрейфа, в относительно небольших по величине электрических полях, подвижность остается постоянной ($\mu(\mathcal{E}) = \mu_0 = \text{const}$) и ВАХ не имеет никаких особенностей.

В случае сложного характера рассеяния импульса электронов при взаимодействии их с решеткой кристалла (обычно это бывает в сильных электрических полях) может реализоваться случай, когда на ВАХ появляются участки, где производная $dE/dj < 0$, то есть формируются участки с отрицательной дифференциальной проводимостью (ОДП) образца вследствие данного механизма рассеяния. Вольтамперные характеристики при этом могут быть двух типов: *N*-образные и *S*-образные. Такая *N*-образная ВАХ будет подробно рассмотрена при изучении эффекта Ганна.

11.3 Полупроводники в сильных электрических полях

В сильных электрических полях в полупроводнике могут происходить физические процессы, приводящие к изменению удельной проводимости полупроводника; вольтамперная характеристика (ВАХ) полупроводника перестает подчиняться закону Ома; может изменяться как концентрация носителей заряда, так и их подвижность.

Рассмотрим вначале физические процессы, влияющие на концентрацию носителей заряда.

Ударная ионизация. Свободный электрон (или дырка), разгоняясь под действием большой напряженности электрического поля, может приобрести на длине свободного пробега дополнительную энергию, достаточную для ионизации примеси или свободного атома полупроводника. Процесс ионизации атомов разогнавшимся в поле носителем заряда называется *ударной ионизацией* (англ. – *impact ionization*).

Количественно процесс ударной ионизации характеризуется *коэффициентами ударной ионизации*, которые численно равны количеству пар носителей

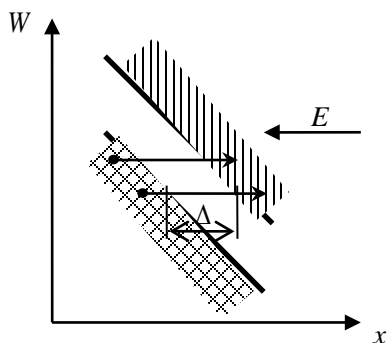


Рис.11.1. Туннелирование электронов из валентной зоны в зону проводимости в сильном электрическом поле

заряда, образуемых первичным носителем на единице длины пути. По аналогии с теорией электрического разряда в газах, коэффициенты ударной ионизации в полупроводниках обозначают α_n и α_p . Эти коэффициенты очень сильно зависят от напряженности электрического поля. Для практических расчетов часто пользуются эмпирической аппроксимацией $\alpha = A|E|^m$, где m – довольно большой показатель степени, различный для разных материалов (от 5 до 8).

Туннелирование. Сильному электрическому полю в полупроводнике соответствует (в графическом представлении) большой наклон энергетических зон (рис.11.1). При этом электроны могут проходить сквозь узкий потенциальный барьер (толщиной Δ) без изменения своей энергии – туннелировать благодаря своим квантово-механическим свойствам. Так как процесс *туннелирования* (англ. – *tunneling*) происходит вследствие перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости, то этот процесс можно считать аналогичным автоэлектронной эмиссии или холодной эмиссии электронов из металла.

Вероятность перехода электронов из валентной зоны в зону проводимости, и наоборот, одна и та же. Но переход электронов из валентной зоны преобладает, поскольку их там значительно больше, чем в зоне проводимости. Поэтому концентрация носителей заряда растет при туннелировании.

Туннельный эффект (англ. – *tunnel effect*) в полупроводниках проявляется при очень больших напряженностях электрического поля: в кремнии – при $E \approx 10^6$ В/см; в германии – при $E \approx 10^5$ В/см. Напряженности электрического поля, при которых проявляется эффект туннелирования, различны для различных материалов, так как толщина потенциального барьера (Δ) зависит от ширины запрещенной зоны полупроводника при неизменной напряженности электрического поля.

Рассеяние носителей заряда в сильных полях. В слабых электрических полях носители заряда на длине свободного пробега приобретают относительно

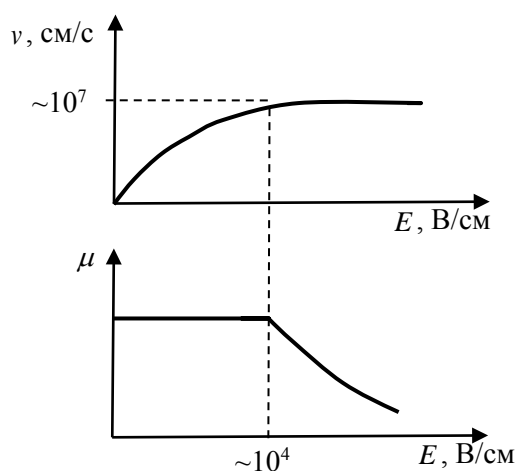


Рис.11.2. Зависимость дрейфовой скорости и подвижности носителей заряда от электрического поля

малую энергию. Поэтому их распределение по энергетическим уровням соответствует распределению при данной температуре кристаллической решетки. Дрейфовые скорости носителей заряда при этом значительно меньше так называемых тепловых хаотических скоростей.

В сильных электрических полях скорость дрейфа носителей заряда соизмерима с тепловой скоростью; носители заряда на длине свободного пробега приобретают в электрическом поле энергии, соответствующие кинетическим энергиям теплового хаотического движения. При этом распределение носителей заряда по

энергетическим уровням соответствует большим температурам, чем температура кристаллической решетки, которая остается практически неизменной. Это явление называют разогревом носителей. На подвижность носителей разогрев может влиять по-разному.

При относительно больших температурах, при которых подвижность носителей заряда определяется в основном процессом рассеяния на тепловых колебаниях атомов кристаллической решетки полупроводника, разогрев носителей заряда электрическим полем приводит к увеличению числа столкновений с

атомами кристаллической решетки, то есть, к насыщению дрейфовой скорости или к уменьшению подвижности при увеличении напряженности электрического поля (рис.11.2). Именно это явление надо учитывать в полупроводниковых приборах, если электрические поля превышают значение $10^3 - 10^4$ В/см.

При относительно малых температурах, при которых подвижность носителей заряда определяется в основном процессом рассеяния на ионизированных примесях, разогрев носителей электрическим полем приводит к уменьшению времени нахождения носителя в поле ионизированной примеси, то есть к уменьшению рассеяния носителя и, следовательно, к увеличению подвижности. Таким образом, увеличение подвижности с увеличением электрического поля в полупроводниковых приборах может происходить только при очень низких температурах.

Междолинный переход носителей заряда. Рассмотрим сначала зависимость энергии свободного электрона W , находящегося в вакууме, от его импульса \vec{P} (рис.11.3). Энергия такого электрона

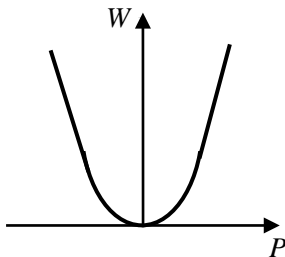


Рис.11.3. Зависимость энергии свободного электрона, который находится в вакууме, от его импульса

$$W = \frac{m_0 \vec{v}^2}{2} = \frac{\vec{P}^2}{2m_0}, \quad (11.8)$$

где \vec{v} – вектор скорости свободного электрона; m_0 – его масса.

В полупроводниковом кристалле свободный электрон можно считать свободным только условно, так как на электрон в кристалле действует периодическое потенциальное поле кристаллической решетки. Чтобы описать сложные законы движения электрона

в кристалле с помощью соотношений, совпадающих по форме с законами классической механики, можно учесть влияние внутренних сил на электрон, изменив соответствующим образом значение его массы, то есть, введя понятие некоторой эффективной массы электрона (или дырки). Таким образом, *эффективная масса* (англ. – *effective mass*) – это коэффициент пропорциональности в формуле, связывающей внешнюю силу, действующую на электрон в кристалле, с его ускорением.

Энергетическая диаграмма полупроводника в пространстве квазиимпульсов (в \vec{k} -пространстве) может иметь несколько минимумов (рис.11.4). Например, на энергетической диаграмме арсенида галлия зона проводимости кроме центральной долины с минимумом энергии при волновом векторе $\vec{k} = 0$ имеет еще боковые долины с минимумом энергии, который отличается от предыдущего на ΔW_1 .

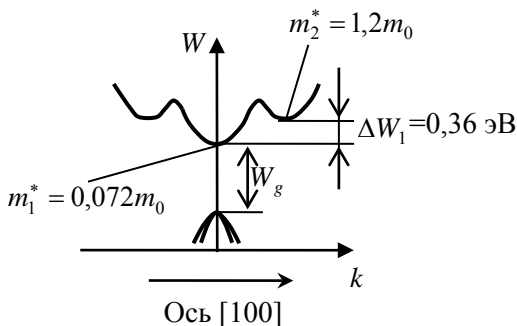


Рис.11.4. Структура энергетических зон арсенида галлия

Энергетическая диаграмма полупроводника в пространстве квазиимпульсов (в \vec{k} -пространстве) может иметь несколько минимумов (рис.11.4). Например, на энергетической диаграмме арсенида галлия зона проводимости кроме центральной долины с минимумом энергии при волновом векторе $\vec{k} = 0$ имеет еще боковые долины с минимумом энергии, который отличается от предыдущего на ΔW_1 .

Из этой энергетической диаграммы следует, что в зоне проводимости арсенида галлия могут существовать электроны, обладающие одной и той же энергией, но имеющие различные эффективные массы, а, следовательно, и различные подвижности:

$$W = \frac{\vec{P}_1^2}{2m_1^*} = \frac{\vec{P}_2^2}{2m_2^*}. \quad (11.9)$$

Если $\vec{P}_1 < \vec{P}_2$, то $m_1^* < m_2^*$, а это значит, что $\mu_1 > \mu_2$.

Таким образом, в полупроводнике могут существовать свободные электроны с разными подвижностями: «легкие» электроны с малой эффективной массой и с большой подвижностью в центральной долине и «тяжелые» электроны с большой эффективной массой и с малой подвижностью в боковых долинах.

С ростом электрического поля в полупроводнике свободные электроны, приобретая дополнительную энергию превышающую ΔW_1 , получают возможность перейти из центральной долины в боковые. Там они станут «тяжелыми». До этой причине средняя подвижность всех свободных электронов с увеличением электрического поля уменьшается. Подвижности «легких» и «тяжелых» электронов могут отличаться в десятки раз.

Контрольные вопросы

1. Что такое энергетическая зона?
2. Какие зоны называют валентной, проводимости, запрещенной?
3. Какой электрон называют электроном проводимости?
4. Что такое дырка?
5. Какой полупроводник называется широкозонным?
6. В чем суть туннельного эффекта?
7. Какие существуют типы электропроводности полупроводников?
8. Что такое дрейфовая скорость?
9. Что такое подвижность электрона (дырки)?

11.4. Контактные явления

В твердотельных схемах СВЧ в основном используют два типа контактов: полупроводник-полупроводник и металл-полупроводник. Для контактов полупроводник-полупроводник обычно используют один и тот же полупроводник, легированный акцепторами и донорами (*p-n* переход). Контакт *p-n* может быть в зависимости от назначения толстым и тонким, протяженным в поперечном направлении и локальным. Самыми распространенными из контактов металл-полупроводник является два: омический, образованный, например, металлом и полупроводником *n*-типа при отрицательной разности работ выхода металла и полупроводника, и так называемый контакт Шоттки, образованный ме-

таллом и полупроводником n -типа при положительной разности работ выхода. Омический контакт широко применяется в пассивных частях схем СВЧ, а также в диодах и транзисторах. Контакт Шоттки положен в основу работы одного из самых распространенных диодов СВЧ.

Свойства p - n контактов. Поверхность, по которой контактируют слои p - и n -, называется *металлургической границей*, а прилегающая к ней область объемных зарядов – собственно *p - n переходом* (англ. – *p - n junction*). При контакте p - и n - полупроводников электроны из полупроводника n -типа диффундируют в полупроводник p -типа, а дырки в обратную сторону до тех пор, пока из-за образующегося пространственного заряда уровни их химических потенциалов не выровняются. На контакте при этом появится разность потенциалов ϕ_0 .

В области перехода имеется объемный заряд доноров и акцепторов (положительный в n -области и отрицательный в p -области). Подвижные носители почти все ушли из перехода, поэтому его сопротивление очень велико. Если к переходу приложить напряжение таким образом, чтобы объемный заряд увеличился (для этого надо к n -области приложить положительное напряжение), то сопротивление перехода еще более увеличится. Такое состояние перехода называется *запертым*, а соответствующее напряжение – *обратным (обратно смещенный переход; англ. – inverted junction)*. При обратной по отношению к рассмотренной полярности приложенного напряжения объемный заряд в переходе уменьшится и соответственно сопротивление перехода тоже уменьшится. Такое состояние перехода будет называться *открытым*, а напряжение – *прямым (прямо смещенный переход; англ. – forward-biased junction)*.

Вольтамперная характеристика перехода имеет несимметричный вид. При прямом напряжении идет большой ток, носящий экспоненциальный характер, при обратном – очень маленький, который определяется током проводимости и не зависит от напряжения. Если к контакту приложить переменное напряжение, то ток будет протекать в основном в одну сторону (выпрямление).

Импульсные (высокочастотные) свойства p - n перехода в запертом состоянии определяются так называемой барьерной емкостью, которая образуется на слое пространственного заряда толщиной l : для резкого p - n перехода (когда $N_d \gg N_a$, где N_d и N_a – концентрация примесей соответственно в n - и p -областях) практически весь слой объемного заряда находится в n -области:

$$C_{\sigma} = S \left[\frac{\varepsilon \varepsilon_0 e N_d}{2(\phi_0 + U)} \right]^{1/2}, \quad (11.10)$$

Здесь S – площадь p - n -перехода; ε – относительная диэлектрическая проницаемость полупроводника; ε_0 – электрическая постоянная; U – приложенное напряжение.

Барьерная емкость зависит от разности потенциалов U . С увеличением обратного смещения барьерная емкость довольно быстро уменьшается. Это обусловлено тем, что при этом возрастает средняя толщина слоя объемного за-

ряда. Из приведенного выше выражения видно, что барьерная емкость является нелинейной характеристикой перехода.

Импульсные свойства в открытом состоянии p - n контакта определяются диффузионной емкостью, обусловленной диффузией неосновных носителей в p - n переход:

$$C_D = \frac{dQ}{dU}, \quad (11.11)$$

где $Q = j\tau$ – заряд инжектированных неосновных носителей; $j = j_0[\exp(U/\varphi_T) - 1]$ – прямой диффузионный ток через p - n -переход; τ – время жизни носителей заряда ($\tau_n \sim \tau_p$); $\varphi_T = kT/e$ – тепловой потенциал; k – постоянная Больцмана; T – абсолютная температура.

Следовательно, диффузионная емкость равна

$$C_D = \frac{ej\tau}{kT}, \quad (11.12)$$

Обычно она значительно выше барьерной ($C_b \approx 1$ пФ, $C_D \approx 1$ мФ). Однако ее шунтирует малое сопротивление прямосмещенного p - n перехода. Диффузионная и барьерная емкости являются нежелательными, поскольку обе ухудшают высокочастотные свойства p - n перехода, применяемого в конкретном приборе.

Свойства контакта металл-полупроводник. Исторически первыми полупроводниковыми приборами были диоды на основе контакта металла с полупроводником. В таких приборах осуществлялось выпрямление слабых токов, а контакт осуществлялся путем соприкосновения металлической иглы с кристаллом полупроводника. *Точечно-контактные диоды* (англ. – *point-contact diode*) послужили позже основой для создания целого направления приборов, известных сейчас под названием приборов с контактом Шоттки.

Границы энергетических зон в полупроводнике в окрестности контакта с металлом оказываются деформированными (загнуты вверх на величину контактной разности потенциалов $\varphi_0 = (\Phi_M - \Phi_N)/e$, где Φ_M и Φ_N – работа выхода электрона соответственно из металла и полупроводника). Образующийся на границе барьер потенциал получил название *барьера Шоттки* (англ. – *schottky barrier*). Используя уравнение Пуассона, можно определить толщину обедненного электронами (запорного) слоя полупроводника:

$$l_n = \left(\frac{2\varepsilon\varepsilon_0\varphi_0}{en_0} \right)^{1/2}, \quad (11.13)$$

где n_0 – концентрация электронов в полупроводнике.

Если к контакту приложить внешнюю разность потенциалов, повышающую высоту барьера (обратное напряжение – «минус» на металле), ширина обедненного слоя растет, а сопротивление контакта увеличивается. Если внешнее напряжение приложено так, что барьер понижается (прямое напряжение –

"плюс" на металле), то ширина обедненного слоя также уменьшается. В этом случае будет уменьшаться сопротивление обедненного слоя. На этом явлении основаны выпрямляющие свойства подобного контакта.

ВАХ при подаче прямого напряжения на барьер будет также определяться экспоненциальной зависимостью, как и в случае $p-n$ перехода:

$$J = J_0 [\exp(U / \phi_T) - 1], \quad (11.14)$$

где $J_0 = \frac{1}{4} e v_T n_0 S$; v_T – тепловая скорость электронов.

В отличие от $p-n$ перехода ток через барьер Шоттки определяется не диффузионными скоростями носителей v_D (дырок и электронов), а тепловыми скоростями электронов v_T , поскольку в контакте отсутствуют неосновные носители. Поэтому при одних и тех же прямых напряжениях ток через барьер Шоттки будет значительно выше, чем ток через $p-n$ переход ($v_T > v_D$). Следует отметить, что резкий рост ВАХ для диодов Шоттки наблюдается при напряжении $\sim 0,2-0,3$ В в отличие от германиевых и кремниевых диодов, для которых соответствующие значения составляют соответственно $\sim 0,4-0,5$ и $\sim 0,6-0,7$ В. При подаче обратного напряжения результирующий ток через барьер определяется разностью $\exp(-|q|U/k_bT) - 1$. Таким образом, как и в случае $p-n$ перехода, на контакте возможно выпрямление переменных токов (детектирование). Сам переход в случае обратного смещения можно использовать как нелинейную емкость $C_b \approx A(\phi_0 - |U|)^{-1}$. Отметим, что в связи с отсутствием p -области диффузионная емкость такого перехода практически равна нулю. Барьерная емкость в отличие от $p-n$ перехода определяется только толщиной запирающего слоя полупроводника и может быть технологически выполнена меньшей, чем у $p-n$ переходов. По этой причине высокочастотные свойства контакта Шоттки значительно выше, чем у $p-n$ переходов.

Контакт Шоттки может быть получен при напылении на полупроводник (кремний, арсенид галлия) таких металлов, как золото, платина, тантал, вольфрам, молибден, нихром. Он был теоретически исследован еще в 30-х годах XX-го столетия, однако практическое применение получил сравнительно недавно только в связи с достигнутыми успехами в технологии изготовления.

Инжектирующие и омические контакты. *Инжектирующими контактами* (англ. – *injecting contact*) называются несимметричные переходы, с помощью которых носители вводятся (инжектируются) из низкоомного сильнолегированного слоя в слаболегированный высокоомный слой. Контакты с резкой несимметрией в концентрациях акцепторов N_a и доноров N_d создают одностороннюю инжекцию неосновных носителей из одной области в другую. В случае $N_d \gg N_a$ будет происходить инжекция электронов. Отношение электронной и дырочной составляющих тока связано с концентрацией следующим образом

$$\frac{J_n}{J_p} \approx \frac{N_d}{N_a}. \quad (11.15)$$

В резко несимметричных переходах это отношение будет достигать нескольких порядков, что демонстрирует явно выраженный односторонний характер токопрохождения.

Омическими контактами (англ. – *ohmic contact*) называют контакты металла и полупроводника, обладающие линейной вольтамперной характеристикой. Омические контакты имеются практически в любом полупроводниковом приборе (контактные площадки, аноды и катоды в диоде Ганна, исток и сток в полевых транзисторах).

В полупроводнике *n*-типа на границе с металлом образуется обогащенный электронами слой ℓ_n , обладающий хорошей проводимостью. Ток в таком контакте будет линейно зависеть от напряжения при любой полярности. Наиболее часто для омических контактов используются такие металлы, как алюминий, олово, свинец, золото.

Контрольные вопросы

1. Какие электрические переходы вы знаете?
2. Какие процессы происходят в равновесном *p-n*-переходе?
3. Какие основные параметры электронно-дырчатого перехода?
4. Каким образом можно нарушить равновесие в *p-n*-переходе?
5. Какое выражение имеет ток через *p-n*-переход?
6. Каковы особенности работы диода Шоттки?
7. Какие основные преимущества барьера Шоттки?
8. Какие свойства омического контакта, в чем физика процессов, какие металлы используются для осуществления омического контакта?

12. Лавинно-пролетные диоды

12.1. Полупроводниковые аналоги вакуумных приборов СВЧ

Обсуждение главных принципов, лежащих в основе работы твердотельных СВЧ-приборов, начнем с рассмотрения различных типов электровакуумных приборов, используемых с той же целью. В триоде для управления током, протекающим между парой электродов, к которым приложено высокое напряжение, используется сетка. Таким образом, постоянный ток преобразуется в переменный. Одно из ограничений, накладываемых на высокочастотные характеристики приборов этого типа, связано с требованием, чтобы время пролета электронов от катода к аноду было мало по сравнению с периодом колебаний. Указанное ограничение с учетом типичных скоростей электронов $\sim 10^7$ м/с и расстояний в несколько миллиметров приводит к максимальным частотам в несколько гигагерц. Эти расчетные данные соответствуют лучшим экспериментальным результатам, полученным на современных триодах.

Для достижения более высоких частот приходится использовать приборы, основанные на других принципах. Плодотворной оказалась идея создания приборов, в основе которых лежит использование относительно больших времен пролета электронов. В клистронах используется модуляция электронов по скорости в некоторой точке электронного потока, которая приводит к модуляции их по плотности при дальнейшем движении. Образующиеся сгустки электронов взаимодействуют с высокочастотным напряжением в некоторой точке по ходу потока, где сдвиг фаз, связанный со временем пролета, между напряжением и током составляет $\sim 180^\circ$. Таким образом, модуляция пучка электронов по плотности приводит к передаче энергии высокочастотному полю.

В лампах *бегущей волны* (ЛБВ) используется другой принцип, при котором область взаимодействия пучка электронов с полем не локализована, а распределена. В ЛБВ электронный пучок взаимодействует с медленной электромагнитной волной, которая распространяется со скоростью, равной скорости движения электронов. Когда в пучке происходит модуляция электронов по скорости, то быстрые электроны стремятся обогнать медленную электромагнитную волну и сообщают энергию волне, что приводит к эффекту усиления.

Полевой и биполярный транзисторы аналогичны вакуумному триоду. Один электрод управляет током, протекающим между двумя другими электродами, к которым приложено высокое напряжение. Соответственно, имеет место одни и те же частотные ограничения, хотя численные значения параметров различны. Скорости движения носителей тока в полупроводниках низкие, однако межэлектродные расстояния в твердотельных приборах могут быть весьма малыми, что позволяет создавать транзисторы с областью рабочих частот, перекрывающей значительную часть СВЧ-диапазона. Отдаваемая транзисторами мощность быстро падает с увеличением частоты, и в течение длительного времени представлялось, что необходимы твердотельные приборы, в основе работы которых лежат другие принципы.

Например, идея работы клистрона не может быть непосредственно реализована в полупроводниках. Основная причина этого – различие в характере движения носителей тока в вакууме и в полупроводниках. В вакууме носители заряда являются фактически свободными и при отсутствии внешних электрических полей движутся с постоянной скоростью. В полупроводниках электроны или дырки сильно взаимодействуют с атомами кристаллической решетки и средняя длина свободного пробега обычно существенно меньше 1 мкм. При приложении слабых электрических полей скорость электронов постоянна во времени и пропорциональна полю (тогда как в вакууме скорость электронов линейно растет со временем). В сильных электрических полях скорости электронов и дырок в полупроводниках испытывают насыщение и почти не зависят от величины напряженности электрического поля. Возможен и другой подход к описанию этих различий: пучок электронов в вакууме не теряет энергию, а в полупроводниках электроны постоянно отдают свою энергию решетке. Соответственно в твердых телах значительно труднее извлекать кинетическую энергию дрейфового движения электронов, чем в вакууме, так как этот процесс сопровождается процессом омических потерь энергии в решетке.

Как упоминалось выше, в клистронах используется модуляция электронов по скорости. В полупроводниках возможно осуществить модуляцию скорости электронов в слабых электрических полях, но эта модуляция везде будет синфазной с изменением электрического поля в месте расположения электронов и поэтому не может приводить к появлению отрицательного сопротивления.

Однако идея использования взаимодействия электронов с электромагнитной волной, лежащая в основе работы ЛБВ, может быть реализована в полупроводниковых приборах. Основной трудностью на этом пути является то, что достижимые скорости электронов в полупроводниках весьма низкие. Поэтому замедленная электромагнитная волна должна иметь весьма малую длину, что делает трудной задачу согласования прибора с внешней цепью.

На основе этих идей удастся создать приборы лишь для длинноволновой части СВЧ-диапазона. Поэтому был разработан новый класс твердотельных приборов, основанных на идеях, отличных от обсужденных выше.

12.2 Динамическая отрицательная проводимость

Лавинно-пролетный диод (ЛПД; англ. – *avalanche diode*) – прибор, принцип действия которого основан на возникновении в диапазоне СВЧ отрицательного динамического сопротивления, вызванного процессами лавинного умножения носителей заряда и их пролетом через полупроводниковую структуру.

В настоящее время ЛПД является одним из самых мощных твердотельных источников СВЧ-излучения в диапазоне миллиметровых волн. К недостаткам ЛПД следует отнести высокий уровень собственных шумов, вызванных процессами лавинного умножения носителей заряда, и необходимость тща-

тельного расчета и настройки цепей с ЛПД для их стабильной работы. Отрицательное сопротивление в ЛПД в отличие от туннельных диодов появляется только на высоких частотах и не наблюдается на статической ВАХ, которая у ЛПД аналогична обычной ВАХ диода. Появление отрицательного сопротивления в ЛПД вызвано временным запаздыванием процессов лавинного умножения и пролета носителей заряда, приводящим к фазовому сдвигу между током и напряжением.

«Лавинное запаздывание» (англ. – *avalanche delay*) определяется конечными временами нарастания и прекращения лавинного процесса соответственно, а «пролетное запаздывание» – конечным временем прохождения области дрейфа.

Импульс тока лавинного умножения сдвигается относительно вызвавшего его импульса напряжения. Задержки начала и конца лавины связаны с тем, что носители заряда в поле приложенного импульса не сразу приобретают энергию, достаточную для ионизации, и не сразу теряют ее после снижения напряжения. На рис.12.1 проиллюстрированы общие принципы появления *отрицательного дифференциального сопротивления* (ОДС; англ. – *negative differential resistance*), полупериоды и четвертьпериоды с отрицательным сопротивлением заштрихованы.

На рис.12.1,а-б отрицательное дифференциальное сопротивление отсутствует. Полное отрицательное дифференциальное сопротивление, наблюдающееся на всем протяжении периода T , появляется при времени запаздывания $\tau_3 = T/2$ (рис.12.1,з). В этом случае возрастанию напряжения соответствует спад тока, а снижению напряжения – возрастание тока. Нетрудно видеть, что при ОДС движение носителей заряда происходит в тормозящем переменном электрическом поле. При $\tau_3 = T/4$ и $\tau_3 = 3T/4$ ОДС наблюдается только на протяжении половины периода, чередуясь через каждые четверть периода с положительными сопротивлениями. В этих предельных случаях в среднем за период отрицательное сопротивление наблюдаться не будет. Таким образом, ОДС будет реализовываться при условии

$$T/4 < \tau_3 < 3T/4,$$

что равносильно фазовому сдвигу φ между током и напряжением

$$\pi/2 < |\varphi| < 3\pi/2.$$

Элемент с ОДС или отрицательной проводимостью способен отдавать в электрическую цепь (в нагрузку) мощность по переменному току путем преобразования энергии источника питания.

Действительно, средняя мощность по переменному току определяется выражением

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T u i dt, \quad (12.1)$$

где $u = U_m \sin(\omega t + \varphi)$; $i = I_m \sin \omega t$. Отсюда видно, что при $\varphi = 0$ мощность $P > 0$,

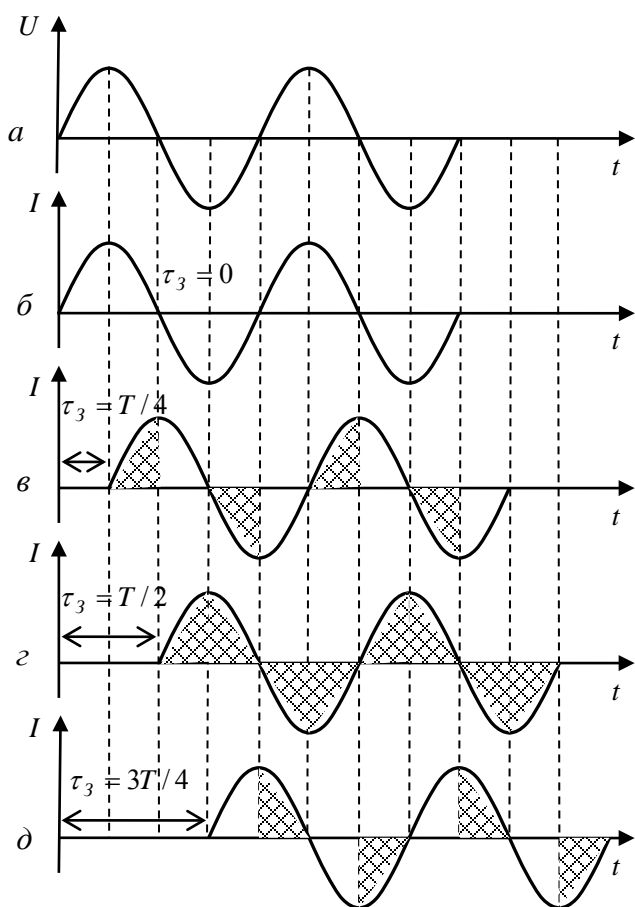


Рис.12.1. Появление отрицательного дифференциального сопротивления при разном времени запаздывания тока относительно напряжения

элемент имеет активное сопротивление и потребляет переменную мощность. При условии $|\varphi| = \pi/2$ элемент имеет чисто реактивное сопротивление и переменной мощности не потребляет ($P = 0$). В случае фазового сдвига $\pi/2 < |\varphi| < 3\pi/2$ переменная мощность $P < 0$. Формально это означает, что элемент, в котором в силу тех или иных причин создается отрицательная мощность, следует рассматривать уже не как потребитель, а как источник энергии переменного тока. Так как при $P < 0$ отношение du/di , имеющее размерность сопротивления, меньше нуля, то такой элемент обладает отрицательным дифференциальным сопротивлением. Физически это означает, что если нагрузить прибор с динамическим ОС на резонансный контур, то в последнем, при соответствующей настройке, можно создать поток носителей заряда, движущихся в тормозящем высокочастотном поле

контра. Эти носители будут отдавать полю свою энергию, создавая усиление колебаний. Прибор с ОС может работать также в режиме автоколебаний.

12.3. Лавинное умножение носителей заряда

Лавинный пробой (англ. – *avalanche breakdown*) в твердом теле во многом схож с лавинным пробоем в газах. Наряду с электроном в процессе лавинного пробоя участвует дырка. Она, как и электрон, имеет импульс и энергию и подобно ему может ионизировать атом и образовать электронно-дырочную пару. В сильных электрических полях электроны и дырки, двигаясь в противоположных направлениях, порождают нарастающие во времени и пространстве электронно-дырочные пары. Возникает так называемая ударная ионизация не только в $p-n$ -переходах, но и в однородно легированном и собственном (i -типа) полупроводниках. Однако в этих случаях необходимо прикладывать большое электрическое поле, причем обычно происходит сильный нагрев, наблюдается большой ток в полупроводнике и его разрушение. В обратносмещенных диодах

такого явления не происходит вследствие обеднения области металлургической границы подвижными носителями.

Обычно вводят коэффициент ионизации $\alpha(E)$ и $\beta(E)$. Это количество электронно-дырочных пар, образуемых соответственно электронами или дырками на единице длины. Коэффициенты α и β быстро растут с увеличением напряженности поля E . Наилучшей аппроксимацией для них оказывается функция вида

$$\alpha = \alpha_0 \left(\frac{E}{E_K} \right)^m, \quad (12.2)$$

где, например, для арсенида галлия $m \approx 6$, $E_K \approx 6 \cdot 10^5$ В/см – поле, при котором начинается лавинная ионизация атомов арсенида галлия.

ЛПД был создан в СССР в 1959 году А. С. Тагером. Впервые генерация наблюдалась на германиевых обратносмещенных диодах, имеющих резкий излом ВАХ. Позднее были созданы кремниевые, арсенид-галлиевые и фосфидиндиевые ЛПД. Лавинно-пролетные диоды по частоте перекрыли весь диапазон СВЧ (от 0,5 до 500 ГГц). Существенное повышение КПД ЛПД до 20-30% в сантиметровом и 60-70% в дециметровом диапазонах привело к тому, что они смогли заменить лампы обратной волны (ЛОВ) и клистроны малой и средней мощности. В настоящее время на основе ЛПД создан ряд устройств СВЧ – генераторы и усилители, источники шума и др.

12.4 Основные режимы работы ЛПД

Рассмотрим сначала два основных типа конструкций ЛПД. На рис.12.2 показаны *однопролетная* структура (то есть, с одной активной областью) и так называемая *двухпролетная* (с двумя активными областями) структуры.

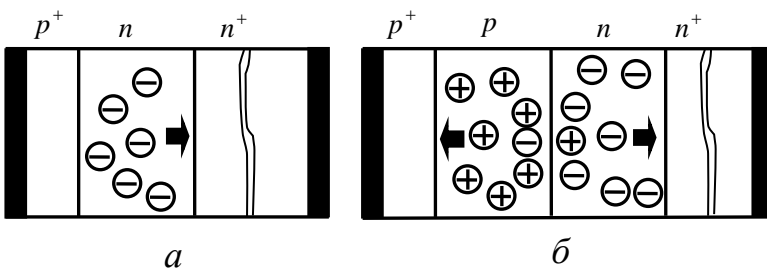


Рис.12.2. Схематическое представление структур ЛПД с переходами: а – p^+-n ; б – $p-n$

В первом приборе, для которого характерно наличие p^+-n перехода, только n -область определяет работу ЛПД, тогда как в структуре второго типа, имеющей $p-n$ -переход, в работе ЛПД участвует как p -, так и n -области. Можно ожидать, что однопролетный прибор окажется лучше на более высоких частотах, поскольку подвижность электронов, которые являются основными носителями тока в области дрейфа, больше подвижности дырок.

Конструкция корпуса ЛПД (рис.12.3) подобна обычным корпусам СВЧ диодов. Обычно полупроводниковая структура герметизирована, если прибор предназначен для работы на частотах до 110 ГГц, и не герметизирована (для

герметизирована, если прибор предназначен для работы на частотах до 110 ГГц, и не герметизирована (для

уменьшения числа паразитных элементов) в приборах на более высоких частотах.

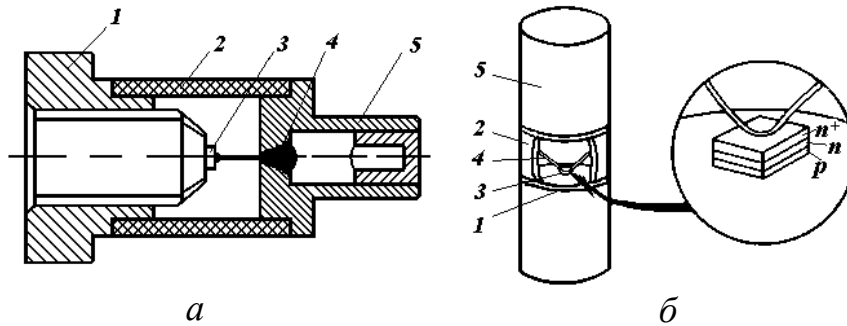


Рис.12.3. Конструкция ЛПД: *а* – германиевого; *б* – кремниевого; 1 – металлическая основа; 2 – керамическая втулка; 3 – кристалл; 4 – соединительный электрод; 5 – ниппель

ЛПД любой из этих конструкций могут работать в нескольких основных режимах работы, зависящих как от добротности резонатора, так и от многих других факторов. Исторически первым из таких режимов, открытым в 1959 г. в Советском Союзе на германиевых диодах, был так называемый режим *IMPATT* (от англ. *IMPact ionization Avalanche* – ударная ионизация и *Transit-Time* – пролетное время). Он отражает основные физические явления, протекающие в ЛПД при не слишком высоких амплитудах полей СВЧ (резонаторы средней добротности). Обычно максимальный КПД прибора, примерно равный 25%, достигается на пролетной частоте ($\omega\tau \sim \pi$). Электронно-дырочные пары генерируются в этом режиме в слое лавинного умножения. Генерируемые дырки уходят в *p*-область, а электроны участвуют в энергообмене с полем. В *IMPATT*-режиме ток инжекции в пространстве дрейфа достигает максимума к моменту, когда приложенное к диоду напряжение проходит через ноль. Дальнейшее отставание по фазе тока носителей обуславливается конечным временем их движения в пространстве дрейфа, так что в целом наведенный ток в цепи диода оказывается противофазным к приложенному напряжению.

Второй тип колебательного режима ЛПД есть режим *TRAPATT* (от англ. *TRApped Plasma* – захваченная плазма и *Avalanche Triggered Transit* – пробег области лавинного размножения); открыт в США в 1967 г. и назван аномальным, поскольку рабочая частота в этом режиме намного ниже пролетной. Принцип действия при этом режиме связан с тем, что скорость перераспределения электрического поля в структуре диода может значительно превышать скорость дрейфа носителей заряда. После подачи на диод обратного напряжения, превышающего пробивное напряжение, в первый момент напряженность электрического поля максимальна около металлургической границы. Именно здесь из-за ударной ионизации начинается образование электронно-дырочной плазмы. Это приводит к перераспределению электрического поля в *n*-области. В следующий момент времени ударная ионизация будет происходить в соседнем слое *n*-области. Скорость дрейфа носителей заряда ограничена даже в сильных электрических полях скоростью насыщения. Скорость дрейфа электронов плаз-

мы может оказаться значительно меньше скорости насыщения, если напряженность электрического поля в слое с плазмой успеет уменьшиться. В результате фронт волны ионизации быстро пересекает всю n -область, которая заполняется высокопроводящей электронно-дырочной плазмой. Напряженность электрического поля в это время и напряжение на диоде становятся малыми, что приводит к относительно медленному рассасыванию носителей плазмы из p - n перехода. Задержка экстракции носителей из p - n перехода обусловила название «режим с захваченной плазмой».

Так как скорость направленного движения носителей заряда в лавинно-пролетных диодах в режиме с захваченной плазмой значительно ниже скорости насыщения, то частота генерируемых колебаний обычно не превышает 10 ГГц, в то время как в лавинно-пролетном режиме эта частота может составлять несколько сотен гигагерц. Другие отличия в свойствах и параметрах при различных режимах работы вызваны тем, что при лавинно-пролетном режиме уменьшение скорости дрейфа ниже скорости насыщения нежелательно, а при режиме с захваченной плазмой – наоборот. Поэтому большая амплитуда колебаний может быть получена именно в режиме с захваченной плазмой – до нескольких сотен киловатт при импульсной работе (при непрерывной работе – до нескольких ватт).

TRAPATT режим отличается относительно высоким значением КПД (до 40 %) и возникает в условиях значительных напряжений СВЧ на диоде (высокочастотные резонансные системы, в которые помещается p - n переход). Возникает *TRAPATT*-режим в условиях большого смещения на диоде с резко неоднородным распределением электрического поля. Используются *TRAPATT*-диоды, изготавливаемые в основном из кремния, преимущественно в генераторах и усилителях мощности сантиметрового диапазона волн.

Кроме указанных диодов, существует еще одна разновидность ЛПД, работающих в инжекционно-пролетном режиме и получивших название *BARITT*-диодов (от англ. *BARrier Injection Transit Time diode* – инжекционно-пролетный диод). Такие диоды изготавливаются из кремния и имеют два p - n перехода, разделенных равномерно легированной пролетной областью. Один из переходов инжектирует носители зарядов в пролетную область, а другой собирает их. Разность фаз между напряжением на диоде и током, проходящим через него, приводит к появлению небольшого отрицательного сопротивления, которое используется для усиления или генерация СВЧ-колебаний. *BARITT*-диоды имеют сравнительно малую выходную мощность и низкий КПД, но в отличие от других ЛПД характеризуются малыми шумами, повышенной линейностью фазовой характеристики и высокой надежностью. Поэтому они используются в мало-мощных и малошумящих усилителях во входных цепях СВЧ приемных устройств.

12.5. Технический уровень промышленно выпускаемых ЛПД

В настоящее время за рубежом разработано и выпускается около 300 типов ЛПД для различных участков частотного диапазона. Ведутся работы,

направленные на создание новых ЛПД с более высокими выходной мощностью, КПД и предельными рабочими частотами. Значительные результаты в создании ЛПД получены фирмами Hewlett-Packard, NTT, Hitachi, НИИ «Орион» (г. Киев), ЭЛВА-1 (Санкт-Петербург, Российская Федерация) и др. Технический уровень существующих промышленных и экспериментальных ЛПД характеризуется следующими данными.

Частота и мощность. Среди полупроводниковых СВЧ-приборов только ЛПД и диоды Ганна обладают наибольшими потенциальными возможностями работы в миллиметровом и субмиллиметровом диапазонах. Самыми высокочастотными ЛПД являются *IMPATT*-диоды, разработанные японскими фирмами NTT и Hitachi. Разработаны кремниевые однопролетные *IMPATT*-диоды со структурой $p^+ - p - n^+$ -типа, которые в волноводном резонаторе сечением $1,08 \times 0,54 \text{ мм}^2$ имели максимальную рабочую частоту 394 ГГц. Их выходная максимальная мощность равна 78 мВт на частоте 185 ГГц при КПД = 2,3 %, на частоте 285 ГГц – 7,5 мВт при КПД = 0,35 % и на частоте 361 ГГц – 0,2 мВт [15].

Максимальные значения выходной мощности ЛПД при работе в непрерывном режиме составляет примерно 40 Вт на частоте 10 ГГц, до 1,5 Вт на частоте 60 ГГц, до 100 мВт на частоте 200 ГГц и до 10 мВт на частоте 300 ГГц. Ограничения в повышении выходной мощности ЛПД связаны в основном с обеспечением эффективного теплоотвода от их активной области.

Современные ЛПД работают при очень высоких плотностях мощности, приближающихся к 10^6 Вт/см^2 . При таких крайне высоких значениях плотности мощности особенно важными становятся вопросы правильного конструирования этих приборов. Сейчас известны различные приемы повышения эффективности отвода тепла от диодов. Среди них можно отметить, например, применение обращенной мезаструктуры, контактов с барьером Шоттки, ультразвуковой пайки и алмазных теплоотводов. Специалисты считают, что при совершенствовании профилей легирования, улучшении геометрии диода и его теплоотвода можно ожидать увеличения выходной мощности ЛПД в непрерывном режиме до 3 Вт на частоте 50 ГГц и 300 мВт на частоте 200 ГГц. ЛПД имеет также значительные преимущества перед другими полупроводниковыми СВЧ-приборами (за исключением диодов Ганна) по максимально достижимой выходной мощности в импульсном режиме. Максимальная выходная мощность импульсных ЛПД достигает 100 Вт на частоте 10 ГГц и 10 Вт на частоте 40 ГГц. На частотах выше 100 ГГц импульсная мощность этих приборов составляет сотни милливольт.

Коэффициент полезного действия. За последнее время разработчиками ЛПД для повышения КПД и выходной мощности этих приборов было предложено много различных конструктивно-технологических решений, например, таких как использование двухпролетных структур с новыми геометрическими формами, применение параллельного или последовательного соединения нескольких диодов в одном корпусе, использование новых материалов и конструкций теплоотводов и др.

Максимальные значения КПД при работе ЛПД в импульсном режиме сейчас составляют около 25 % на частоте 10 ГГц, 12% на частоте 50 ГГц и 8,5% на частоте 100 ГГц. Вместе с тем, имеются отдельные экспериментальные образцы диодов, КПД которых значительно превышает указанные выше максимальные значения, характерные для большинства приборов этого типа. Так, например, фирмой Hughes разработан кремниевый *TRAPATT*-диод для диапазона 8-10 ГГц, имеющий в импульсном режиме КПД 42,5 % и мощность 27 Вт. Это указывает на возможность дальнейшего повышения КПД.

Коэффициент усиления. Первоначально ЛПД использовались только для генерации СВЧ-колебаний, а их усилительные свойства оставались без внимания. В последнее время эти приборы стали применяться в усилителях мощности и в выходных каскадах малошумящих усилителей на частотах выше 5 ГГц. ЛПД, как и диоды Ганна, обеспечивает сравнительно небольшое усиление, которое с учетом необходимого запаса по устойчивости работы составляет всего 5-9 дБ. При необходимости получения более высокого коэффициента усиления применяется каскадное включение нескольких ЛПД.

Полоса пропускания. Усилительные ЛПД обеспечивают усиление в небольшой полосе частот, обычно не превышающей 10%. Например, по данным фирмы *Hughes* рабочая полоса ЛПД мм-диапазона мощностью 500 мВт составляет 8,5 % при коэффициенте усиления 5 дБ и 4 % при усилении 10 дБ.

Коэффициент шума. Кремниевые *BARITT*-диоды имеют наименьший коэффициент шума 10 дБ на частоте 10 ГГц. В этом же диапазоне частот *IMPATT*-диоды на основе кремния имеют коэффициент шума 30 дБ, а на основе арсенида галлия – 20 дБ. В миллиметровом диапазоне у кремниевых ЛПД типичные значения коэффициента шума 35 дБ, а у арсенид-галлиевых – 32 дБ.

Долговечность. Механизм отказов полупроводниковых диодов непосредственно связан с температурой перехода и определяется главным образом процессами электромиграции и короткими замыканиями. Долговечность ЛПД почти не зависит от рабочей частоты, так как температура перехода с ростом частоты повышается незначительно. Судя по различным литературным источникам, средний срок службы ЛПД составляет от 5 тыс. часов до 3,3 млн. часов.

Масса диодов находится в пределах от нескольких десятых долей до единиц граммов.

Контрольные вопросы

1. Каково условие лавинного пробоя и каково его физическое содержание?
2. Какую область называют областью лавинного умножения, областью дрейфа?
3. Какую область называют областью дрейфа?
4. Какие существуют режимы работы ЛПД?
5. Какими основными параметрами характеризуется ЛПД?
6. Каковы преимущества и недостатки ЛПД?

13. Полупроводниковые приборы с объемной неустойчивостью (диоды Ганна)

В 1963 г. английский физик Джон Ганн, изучая поведение арсенида галлия и фосфида индия в сильных электрических полях, открыл новый физический эффект. Этот эффект получил впоследствии его имя. Ганн обнаружил, что при приложении электрического поля, превышающего некоторое критическое значение, к произвольно ориентированным однородным образцам с двумя омическими контактами во внешней цепи возникают колебания тока. Период колебаний приближенно равнялся времени пролета электронов от катода к аноду, и для использованных Ганном образцов частота осцилляций соответствовала СВЧ-диапазону.

В 1964 г. Кремер показал, что все основные черты эффекта Ганна могут быть объяснены, если предположить, что это явление возникает благодаря механизму *междолинного перехода* (англ. – *intervalley transfer*). Этот механизм был рассмотрен теоретически в 1961 г. Ридли и Уоткинсом и независимо от них в 1962 г. Хилсумом. В 1965 г. предположение Кремера было подтверждено прямыми экспериментами.

Основное преимущество диода Ганна (англ. – *Gunn diode*) состоит в том, что это объемный прибор. Это означает, что в нем, в отличие от транзисторов, работает весь объем вещества, а не только узкие области *p-n* переходов. Миниатюрные СВЧ-генераторы Ганна сейчас серийно выпускаются рядом отечественных и зарубежных фирм. Их используют в качестве активных элементов фазированных антенных решеток (ФАР) радиолокационных станций, в системах массовой видеотелефонной и телефонной связи, в электронно-вычислительных машинах, в специальных приборах для слепых, в милицейском оборудовании, терапевтическом и диагностическом оборудовании и т.п.

Физический механизм эффекта и основные принципы работы приборов на его основе установлены твердо, однако возможности практического применения эффекта Ганна еще далеко не реализованы до конца. Поэтому перед радиоинженерами открыто здесь широкое поле деятельности.

В отечественной технической литературе подобные приборы называют диодами Ганна, хотя в их структуре нет выпрямляющего электрического перехода. В зарубежной литературе чаще используют сокращенное наименование *TED (Transferred Electron Devices)*.

13.1. Механизм междолинного перехода

Генератор Ганна – это полупроводниковый прибор, действие которого основано на появлении отрицательного сопротивления под воздействием сильного электрического поля, предназначенный для генерации и усиления СВЧ-колебаний.

Энергетическая диаграмма некоторых полупроводников (например, арсенида галлия), как уже отмечалось раньше, может иметь несколько минимумов (рис. 11.4). В таком полупроводнике могут существовать электроны с разными подвижностями – «легкие» и «тяжелые». Соотношение между концентрациями «легких» n_1 и «тяжелых» n_2 электронов изменяется при изменении напряженности электрического поля, так как в сильном электрическом поле при напряженности большей порогового значения ($E > E_{пор}$) электроны, приобретая дополнительную энергию превышающую ΔW_1 , переходят в боковые долины и становятся «тяжелыми». Если при этом еще не происходит заметной ударной ионизации, то общая концентрация электронов остается неизменной и равной равновесной концентрации $n_1 + n_2 = n_0$.

Если подвижность «легких» электронов равна μ_1 , а подвижность «тяжелых» электронов – μ_2 , то выражение для плотности тока через кристалл полупроводника можно записать так:

$$j = e (n_1 \mu_1 + n_2 \mu_2) E . \quad (13.1)$$

При слабых электрических полях ($E < E_{пор}$) практически все электроны находятся в центральной долине, $n_1 \approx n_0$ и плотность тока при этом $j = qn_0 \mu_1 E$, что соответствует участку 1 ВАХ кристалла полупроводника (рис.13.1).

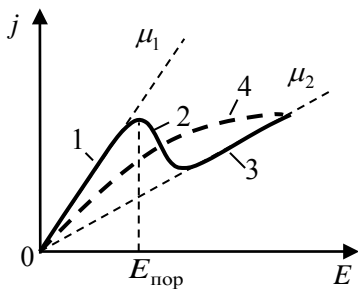


Рис.13.1. Зависимость плотности тока через полупроводник с многодолинной структурой зоны проводимости от напряженности электрического поля

При сильных электрических полях ($E \gg E_{пор}$) можно предположить, что практически все электроны приобретут добавочную энергию и окажутся в боковой долине. В этом случае $n_2 \approx n_0$ и $j = en_0 \mu_2 E$, что соответствует участку 3 ВАХ (рис.13.1).

При средних напряженностях электрического поля, лишь немного превышающих пороговую напряженность, плотность тока определяется соотношением концентрации «легких» и «тяжелых» электронов (участок 2).

Для возникновения отрицательного дифференциального сопротивления необходим одновременный переход большинства электронов из центральной долины в боковую при пороговой напряженности электрического поля. Но практически получить статическую ВАХ, соответствующую сплошной кривой на рис.13.1, не удастся, так как в кристалле или около невыпрямляющих контактов всегда есть неоднородности, в результате чего возникают локальные напряженности электрического поля, превышающие среднюю напряженность. Превращение в этих местах «легких» электронов в «тяжелые» еще больше увеличивает неоднородность электрического поля. Поэтому практически не получается одновременного перехода большинства электронов в кристалле из центральной долины в боковую, и статическая ВАХ получается без участка с отрицательным дифференциальным сопротивлением (штриховая кривая 4 на рис.13.1).

В арсениде галлия четко различают две подзоны-долины, в которых реализуются различные эффективные массы и соответственно подвижности

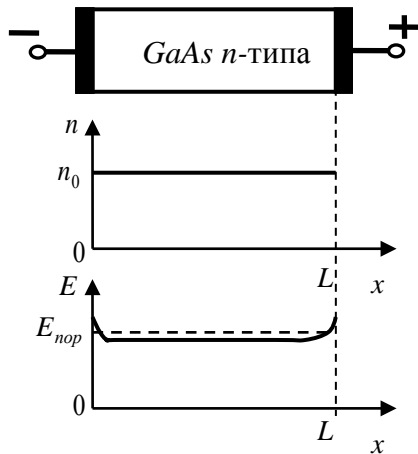


Рис.13.2. Распределение концентрации и электрического поля в начальный момент

$\mu_1 = 8000 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, $m_1^* = 0,07m_0$; $\mu_2 = 180 \text{ см}^2/(\text{В}\cdot\text{с})$, $m_2^* = 1,2m_0$. Пороговое поле междолинного перехода для арсенида галлия составляет $3,3 \text{ кВ/см}$, время междолинного перехода $\tau \approx 10^{-13} \text{ с}$, пороговая скорость $2 \cdot 10^7 \text{ см/с}$. Большой эффективной массе отвечает большая плотность состояний. Поэтому при $E > E_{пор}$ значительное число электронов оказывается в верхней долине, а средняя скорость падает.

Подобные N -образные зависимости скорости электронов от электрического поля или ВАХ диодов наблюдаются и для других полупроводников (фосфида индия, теллурида кадмия и др.). Самый перспективный из

этих материалов – фосфид индия. Особенности строения зон проводимости фосфида индия позволяют надеяться на более высокие значения выходных мощностей вследствие больших величин пороговых полей междолинного перехода $E_{пор} \approx 10 \text{ кВ/с}$. У фосфида индия более высокая подвижность носителей и энергетическая щель составляет $0,5 \text{ эВ}$.

Междолинные переходы наблюдались в твердых растворах арсенида и фосфида галлия, причем энергетический зазор между долинами в этих полупроводниках уменьшается от величины $0,36 \text{ эВ}$ до нуля (при переходе от GaAs к $\text{GaAs}_{0,5}\text{P}_{0,5}$). В твердых растворах фосфида индия или галлия наблюдается междолинный переход при пороговых полях $E_{пор} \geq 600 \text{ В/см}$.

13.2 Эффект Ганна и критерий Кремера

Наличие падающего участка на вольтамперной характеристике образца является необходимым, но не достаточным условием для возникновения в нем СВЧ-колебаний, то есть эффекта Ганна. Появление таких колебаний означает, что в образце возникает неустойчивость волновых возмущений. Но условия для такой неустойчивости зависят также от параметров полупроводникового образца (концентрации носителей и скорости их дрейфа, длины образца и др.). Проанализируем эти условия на примере простейшей одномерной модели эффекта Ганна.

Пусть на однородно легированный кристалл арсенида галлия (рис.13.2), имеющий два невыпрямляющих электрических перехода с электродами катода и анода, подано постоянное напряжение, создающее в кристалле напряженность электрического поля несколько меньшую пороговой. При этом все свободные электроны в кристалле являются «легкими» и плотность тока через кристалл имеет максимальное значение

$$j_{\max} = en_0\mu_1 E_0 = en_0 v_0, \quad (13.2)$$

де v_0 – скорость движения электронов.

Локальная напряженность электрического поля около невыпрямляющих контактов из-за наличия различных дефектов может превышать пороговую напряженность электрического поля. Это обеспечит образование тяжелых электронов около катода, которые, двигаясь относительно медленно к аноду, создадут отрицательный заряд. «Легкие» электроны в остальной части кристалла движутся к аноду быстрее «тяжелых». Поэтому около пакета «тяжелых» электронов со стороны анода получается недостаток электронов, что равносильно образованию некоторого положительного заряда, состоящего из некомпенсированных ионизированных доноров. Таким образом образуется домен, состоящий из двух слоев: слой со стороны катода из-за избытка «тяжелых» электронов имеет отрицательный заряд, слой со стороны анода из-за недостатка электронов имеет положительный заряд (рис.13.3).

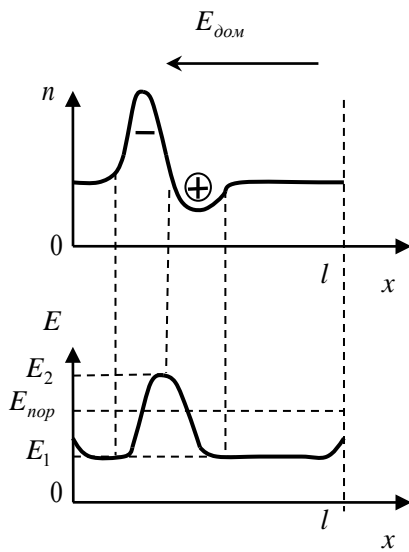


Рис.13.3. Распределение концентрации электронов и электрического поля после формирования домена

Домен обладает своим электрическим полем $E_д$, направленным в ту же сторону, что и поле, созданное внешним напряжением. В результате по мере образования домена поле в нем растет, а за пределами домена уменьшается, то есть скорость движения «тяжелых» электронов внутри домена увеличивается, а скорость движения «легких» электронов за пределами домена уменьшается. В некоторый момент времени скорость движения «тяжелых» электронов (скорость домена) оказывается равной скорости движения «легких» электронов: $v_1 = v_2$, или $\mu_1 E_1 = \mu_2 E_2$, где v_1 – скорость движения электронов за пределами домена; v_2 – скорость движения электронов внутри домена, что соответствует скорости движения домена от катода к аноду ($v = v_2$).

Очевидно, что $v_1 < v_0$, так как $E_l < E_0$. Поэтому после образования домена плотность тока через кристалл уменьшится до

$$j_{\min} = en_0 v_1. \quad (13.3)$$

Минимальное значение плотности тока через кристалл будет сохраняться в течение всего времени движения домена через кристалл или в течение времени пролета

$$t_{\text{прол}} = \frac{L}{v_2}, \quad (13.4)$$

где L – длина кристалла.

При достижении анода домен исчезает, и плотность тока возрастает до значения j_{\max} , соответствующего отсутствию домена. Сразу после этого у катода формируется новый домен, и процесс повторяется. Зависимость от времени тока, проходящего через кристалл, показана на рис.13.4.

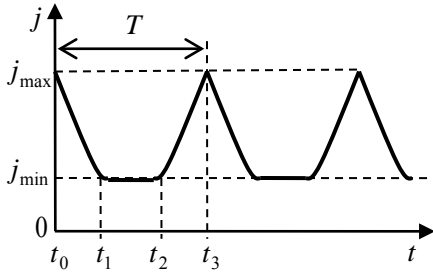


Рис.13.4. Зависимость тока, проходящего через генератор Ганна, от времени

Рассмотренный механизм действия прибора с междолинным переходом электронов соответствует пролетному режиму работы. В этом режиме работы, как было отмечено, электрическое поле в домене растет во время его формирования при одновременном уменьшении напряженности электрического поля за пределами домена. По этой причине в кристалле может образоваться только один домен, так как

переход электронов из центральной долины в боковую может происходить только в домене, где суммарная напряженность электрического поля превышает пороговое значение.

Время формирования домена определяется временем максвелловской релаксации

$$\tau_M = \varepsilon \varepsilon_0 \rho = \frac{\varepsilon \varepsilon_0}{en_0 \mu_1}, \quad (13.5)$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление.

Время пролета домена от катода к аноду должно быть больше времени его формирования. Поэтому условие возникновения колебаний тока в генераторе Ганна можно сформулировать следующим образом:

$$t_{\text{прол}} = \frac{L}{v_d} > \varepsilon \varepsilon_0 \rho, \text{ или } n_0 L \gg \frac{\varepsilon \varepsilon_0 v}{e \mu_2}. \quad (13.6)$$

Это условие получило название критерия Кремера. Величина $(n_0 L)_{\text{кр}}$ составляет примерно $7 \cdot 10^{11} \text{ см}^{-2}$ для арсенида галлия. Если образец не удовлетворяет критерию Кремера, он не может служить генератором СВЧ. При этом вольтамперная характеристика диода Ганна на постоянном токе не имеет падающего участка, и распределение поля вдоль образца становится неоднородным. Такое распределение поля (так называемый статический домен) оказывается неустойчивым на пролетной частоте и ее гармониках. При условии подачи на образец сигнала на пролетной частоте возникает неустойчивость, которая называется нарастающей волной объемного заряда. В таком режиме образец может служить СВЧ-усилителем.

Однако, следует помнить, что свойства диода Ганна определяются не только параметром $(n_0 L)_{\text{кр}}$, но и величиной приложенного к диоду напряжения, параметрами кривой $v(E)$ и др.

13.3 Динамика ганновских доменов

Как правило, в образце возникает всего один домен сильного поля. Действительно, поскольку значительная часть приложенного к образцу напряжения падает на домене, вне домена напряженность поля меньше $E_{\text{пор}}$ и флуктуации пространственного заряда не нарастают. Обычно в ганновских диодах домен

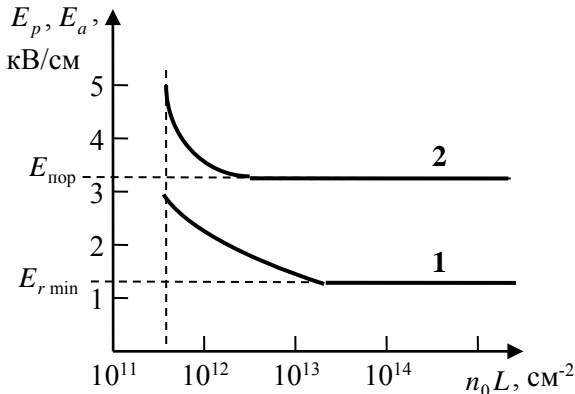


Рис.13.5. Зависимость порогового поля возникновения 1 и исчезновения 2 домена от параметра n_0L

образуется в непосредственной близости от катода. Это связано с тем (хотя могут существовать и некоторые другие причины), что вблизи контактов в образце по технологическим причинам возникают области с повышенной концентрацией неоднородностей. Однако, если флуктуация электрического поля возникает вблизи анодного контакта, она будет «снесена» в анод электронным потоком и не успеет вырасти за время, равное L_a/v_d , где L_a – расстояние от места зарождения флуктуации до анода. Возникающая у катода флуктуация

развивается в домен, так как время ее нарастания ограничено большей величиной L/v_d .

В проводящем веществе, для которого справедлив закон Ома, флуктуации пространственного заряда, как было показано выше, затухают. Это затухание происходит по экспоненциальному закону с постоянной времени τ_M (13.5). Максвелловское время релаксации объемного заряда τ_M имеет простой физический смысл. Пространственный заряд рассасывается под влиянием связанного с ним электрического поля. Это поле в соответствии с законом Кулона обратно пропорционально диэлектрической проницаемости вещества ϵ , поэтому $\tau_M \sim \epsilon$. С другой стороны, понятно, что рассасывание заряда происходит тем быстрее, чем больше электропроводность среды ($\tau_M \sim \rho$).

Можно показать, что если закон Ома не выполняется, то максвелловское время релаксации определяется такой же формулой, но в ней величина μ_1 должна быть заменена на дифференциальную подвижность $\mu_d = dv/dE$. Отсюда видно, что при $\mu_d < 0$ величина τ_M становится отрицательной, что соответствует нарастанию объемного заряда.

Возникает домен сильного поля при $E_p \geq E_{\text{пор}}$ ($E_{\text{пор}}$ — соответствует максимуму скорости на кривой $v(E)$). На рис.13.5 приведена зависимость порогового поля возникновения домена E_p от параметра n_0l (кривая 1) для арсенида галлия.

При $n_0l \geq 10^{12} \text{ см}^{-2}$ E_p не зависит от n_0L и практически равно $E_{\text{пор}}$. При $(n_0l)_{\text{кр}} \leq n_0L \leq 10^{12} \text{ см}^{-2}$ E_p возрастает с уменьшением n_0L .

Если во время распространения домена по образцу снизить среднее значение поля в образце до величины меньшей, чем пороговое поле возникновения домена E_p , домен, не разрушаясь, будет продолжать двигаться к аноду. Домен начнет рассасываться только в том случае, если поле в образце снизится до величины E_a , называемой пороговым полем исчезновения домена ($E_a < E_p$) (кривая 2 на рис. 13.5). Величина E_a зависит от параметра n_0L . С увеличением n_0L E_a монотонно убывает и при $n_0L \gg (n_0L)_{\text{кр}}$ практически достигает значения $E_{r_{\text{min}}}$, составляющего для GaAs примерно 1,25 кВ/см.

Поле в домене монотонно возрастает с увеличением n_0L и E_0 (поле смещения) и в GaAs меняется примерно от 40 кВ/см при $n_0L \approx (n_0L)_{\text{кр}}$ и $E_0/E_p \approx 1$ до ~ 200 кВ/см при $n_0L \gg (n_0L)_{\text{кр}}$. Таким образом, величина поля в домене значительно больше, чем значения порогового поля $E_{\text{пор}}$ и поля смещения E_0 .

Здесь необходимо отметить, что формула, определяющая максвелловскую постоянную времени нарастания объемного заряда, справедлива лишь для волны объемного заряда малой амплитуды, когда отклонения поля от равновесного значения малы. Для волны объемного заряда большой амплитуды, какой является домен, время формирования может быть определено лишь в рамках нелинейной теории.

Форма домена зависит от n_0 . В GaAs при $n_0 \ll 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ передний фронт домена полностью обеднен электронами, а концентрация электронов в задней стенке домена может в 5 – 10 раз превышать равновесную (тогда домен имеет треугольную форму). При больших концентрациях носителей ($n_0 \gg 2 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$) отклонение от равновесной концентрации мало как в задней стенке, так и в передней. При этом поле в домене распределено симметрично.

Количественно связь между изменением электрического поля и избытком или недостатком электронов по отношению к равновесной концентрации устанавливается уравнением, которое при использовании модели локальной полевой аппроксимации для однородного полупроводника (т. е. такого, все параметры которого постоянны в плоскости поперечного сечения S и зависят только от продольной координаты x , так что $\text{div } J_{np} = \frac{\partial J_{np}}{\partial x}$), а также при условии пренебрежения термотоком, обусловленным градиентом электрического поля, приобретает вид

$$\frac{\partial E}{\partial x} = -\frac{e}{\epsilon\epsilon_0}(n - n_0). \quad (13.7)$$

Как видно из этого уравнения, убыванию поля соответствует избыток электронов (отрицательный объемный заряд), возрастанию поля — недостаток электронов (положительный объемный заряд).

Обнаружено очень интересное и важное свойство домена сильного поля в эффекте Ганна: пороговое поле E_p , при котором домен возникает, может быть заметно больше поля смещения E_0 , при котором домен рассасывается. Различие в порогах возникновения и исчезновения домена обуславливает возможность

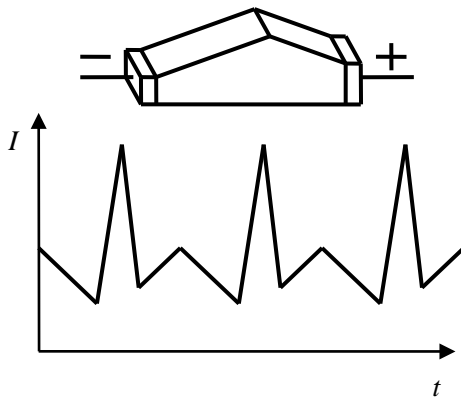


Рис.13.6. Зависимость тока от времени в образце с переменной площадью поперечного сечения

работы диода Ганна в так называемом триггерном режиме. Этот режим лежит в основе использования в логических схемах и устройствах. В триггерном режиме постоянное поле смещения ниже порога возникновения домена, но выше порога его исчезновения, то есть лежит в области между кривыми 1 и 2 (рис.13.5). Дополнительно к постоянному смещению на диод подается импульс напряжения. Суммарное напряжение смещения и импульса больше порога возникновения домена, а длительность импульса больше времени формирования домена, но мала по сравнению со временем пролета домена. В таких

условиях в диоде возникает домен сильного поля, добегающий до анода. Следующий домен в диоде уже не возникает. Таким образом, диод формирует одиночный импульс тока, приближенно равный по длительности времени пролета домена в образце.

Движение домена по диоду с изменяющейся площадью поперечного сечения или вдоль диода с переменной концентрацией носителей n_0 сопровождается изменением тока в цепи, содержащей такой диод. Рассмотрим образец, в котором концентрация носителей и (или) площадь поперечного сечения изменяется плавно по сравнению с размерами домена (рис.13.6). В этом случае в каждый момент времени домен можно представить движущимся в однородной среде с концентрацией $n(x)$ и площадью поперечного сечения $S(x)$, где x — координата точки образца, в которой находится домен.

Полный ток через образец

$$I = en(x)\mu_1 E_r \min S(x). \quad (13.8)$$

Таким образом, зависимость полного тока через диод Ганна, содержащий домен, от времени воспроизводит в соответствующем масштабе произведение уровня легирования n на площадь поперечного сечения S : $I(t) \sim f(t) = n(x)S(x)$. Это свойство лежит в основе числовых функциональных приборов на диодах Ганна.

13.4. Классификация режимов работы генераторов Ганна

Диод Ганна может служить генератором благодаря отрицательной дифференциальной проводимости в определенной области полей. Рассмотрим реальную ВАХ диода (рис.13.7).

При $E < E_t$ диод представляет собой омическое сопротивление. При $E = E_{\text{пор}}$ образуется домен. Вольтамперная характеристика образца с доменом — падающая. При полях $E > E_S$ ток возрастает за счет ударной ионизации в домене. Домен исчезает при $E_a < E_{\text{пор}}$.

При постоянном поле $E > E_{\text{пор}}$ в диоде Ганна с достаточно большим значением параметра n_0L возникают спонтанные колебания тока на частоте, близкой к частоте пролета домена. Если последовательно с диодом соединить резистор, то с него можно снимать напряжение, пропорциональное току в цепи. Работа диода на такую резистивную нагрузку часто используется при физических исследованиях эффекта Ганна. Однако КПД генератора в таком режиме мал и поэтому в практических схемах генераторов он не применяется.

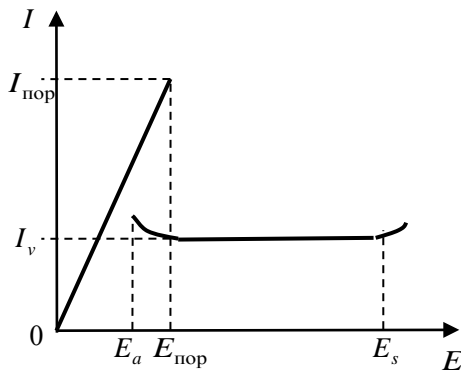


Рис.13.7. Вольтамперная характеристика диода Ганна

Существенного увеличения КПД генераторов на диоде Ганна и расширения их частотного диапазона можно добиться при работе диода в настраиваемой LCR -цепи. Обычно диод Ганна используется для генерации в СВЧ-диапазоне, и такой настраиваемой цепью служит резонатор. Как будет показано далее, один и тот же диод Ганна, работая в разных резонаторах, может генерировать на частотах в диапазоне от долей герца до сотен гигагерц [16]. Этот диапазон перекрывается несколькими режимами работы, причем природа

отрицательного сопротивления, вносимого диодом в контур, различна в различных режимах.

При работе диода в резонаторе к нему (помимо постоянного напряжения смещения, приложенного от внешнего источника) приложено также СВЧ поле, устанавливающееся в резонаторе за счет колебаний протекающего через диод тока.

Итак, пусть к диоду приложено напряжение $U = L(E_0 + e_0 \sin \omega t)$. Если амплитуда переменного поля e_0 мала по сравнению с разностью $E_0 - E_{\text{пор}}$, где E_0 – постоянное поле смещения, СВЧ-поле практически не меняет форму колебаний тока. При этом осуществляется *пролетный режим (транзитная мода)* колебаний, практически ничем не отличающийся от работы диода на резистивную нагрузку. КПД генератора в пролетном режиме обычно низок и не превышает долей процента.

Если амплитуда СВЧ-поля возрастает настолько, что выполняется условие $E_0 - E_{\text{пор}} < e_0 < E_0 - E_a$, то домен, как и в пролетном режиме, исчезает при достижении анода. Однако в этот момент поле, приложенное к образцу, оказывается меньше порогового поля возникновения домена $E_{\text{пор}}$. Новый домен не образуется, и образец ведет себя как омическое сопротивление до тех пор, пока поле не станет равным $E_{\text{пор}}$. Такой режим носит название «*режима с запаздыванием формирования домена*» (*запаздывающий режим*). Частота колебаний в этом режиме, очевидно, меньше, чем пролетная частота и может быть перестроена изменением собственной частоты резонатора.

При дальнейшем повышении амплитуды СВЧ-поля, при $E_0 - E_a < e_0$, домен исчезает не доходя до анода в момент, когда суммарное поле смещения на диоде становится равным E_a . Этот режим носит название «*режима с подавле-*

нием домена» (режим гашения). Частота колебаний в этом режиме может быть как больше, так и меньше пролетной и, так же как и в предыдущем режиме, может перестраиваться резонатором.

Для всех описанных выше режимов период колебаний велик по сравнению со временем формирования домена. Когда частота резонатора становится величиной порядка обратного времени формирования, диод (при условии $E_0 - E_a < e_0$, необходимом для подавления домена) попадает в так называемый «гибридный» режим. От режима гашения гибридный режим отличается тем, что домен в этом режиме рассасывается, не успев сформироваться окончательно. Гибридный режим в диодах Ганна оказывается наиболее эффективным в области частот до 10 ГГц и является промежуточным по отношению к режиму гашения и режиму ограничения накопления пространственного заряда (ОНОЗ или LSA).

В режиме ОНОЗ частота резонатора должна быть много больше обратного времени формирования домена. При этом домены не успевают формироваться, и зависимость тока от поля повторяет кривую $v(E)$. Режим ОНОЗ особенно эффективен на высоких частотах ($f \geq 10$ ГГц), поскольку в этом режиме полностью снимаются ограничения, связанные не только со временем пролета домена, но и со временем его формирования. Наибольшая частота генерации, полученная в режиме ОНОЗ, составляет 160 ГГц.

Если напряжение на диоде меняется со скоростью $du/dt \geq 10^{12}$ В/с, то в нем образуется несколько доменов. При этом возможен *многодоменный режим* генерации. В настоящее время технические возможности этого режима исследованы недостаточно.

Благодаря тому, что при образовании домена ток падает, на средней по времени вольтамперной характеристике образца появляется скачок тока при $E = E_{\text{пор}}$. Если подключить такой образец к колебательному контуру с собственной частотой меньшей пролетной, в цепи возникнут релаксационные колебания с частотой близкой к частоте цепи. Приконтактные явления, неоднородность легирования и другие факторы могут «смазывать» скачок тока на средней по времени вольтамперной характеристике. Однако и при отсутствии скачка тока эта характеристика может оказаться падающей. В этом случае в колебательном контуре, к которому подключен диод, возникают синусоидальные колебания на частоте контура. Релаксационные и синусоидальные колебания такого типа носят название *низкочастотных осцилляций*. Они наблюдались в диапазоне частот от 1 кГц до частот порядка пролетной частоты.

Рассмотренная выше классификация режимов работы диода основывается на работах Ганна и Коуплэнда. В некоторых статьях принята, однако, менее подробная классификация: пролетный режим, запаздывающий режим и режим гашения называют *ганновской* или *пролетной модой* (режимом) колебаний.

13.5. Предельные параметры генераторов Ганна

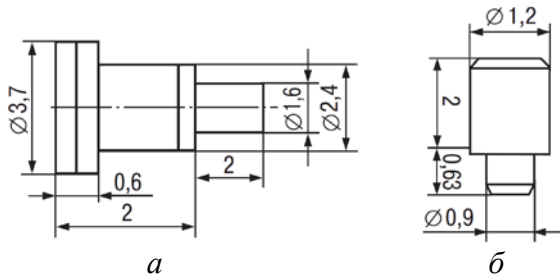


Рис.13.8. Корпуса диодов Ганна производства НИИ полупроводниковых приборов (г. Томск, Российская Федерация [17])

В настоящее время известно около 400 типов промышленных и экспериментальных диодов Ганна, которые нашли применение в твердотельных СВЧ-устройствах различного назначения. На их основе создаются генераторы и усилители непрерывного и импульсного режимов, генераторы накачки параметрических усилителей, местные гетеродины приемных устройств и малошумящие входные усилители. Основные достижения, определяющие современный технический уровень развития этих диодов, характеризуются следующими данными.

Частота и мощность. Диоды Ганна созданы для частот 1–94 ГГц. В непрерывном режиме их максимальная выходная мощность составляет около 2 Вт на частотах до 10 ГГц, около 0,5 Вт на частотах до 20 ГГц, приблизительно 100 мВт на частотах выше 30 ГГц и приблизительно 1 мВт на частоте 150 ГГц. Диоды Ганна импульсного режима работают на частотах 1,75 – 64 ГГц. Наибольшая выходная мощность в импульсе получена на частоте 1,75 ГГц. Она составляет 6 кВт при КПД 10%. На частотах до 10 ГГц импульсная мощность составляет около 2 кВт, 200 Вт на частоте 20 ГГц и несколько сотен милливольт на частотах до 64 ГГц. Достигнутые в настоящее время на импульсных диодах выходные мощности еще далеки от теоретического предела, который, по мнению зарубежных специалистов, оценивается в 10 кВт на частотах ~ 120 ГГц.

На рис.13.8 приведены для примера корпуса диодов Ганна, рассчитанных на 12 – 18 ГГц (а), и 140 – 150 ГГц (б), соответственно.

Выходная мощность диодов Ганна, как и ЛПД, существенно зависит от теплового режима их работы. Но, по мнению специалистов фирмы Hitachi применение алмазного теплоотвода, теплопроводность которого в 3 раза больше медного, может обеспечить двукратное увеличение выходной мощности диода. Выходную мощность генераторов на диодах Ганна можно повысить также в результате параллельного и последовательного включения нескольких диодов. При параллельном включении диодов хотя и не достигается арифметического сложения мощностей каждого из них, однако общая выходная мощность может быть существенно повышена. Так, например, при параллельном включении четырех диодов с выходной мощностью 0,6 – 0,9 Вт на частоте 12,4 – 13 ГГц суммарная мощность на частоте 12,8 ГГц составила 2,1 Вт.

На основе диодов Ганна в настоящее время в нашей стране и за рубежом выпускаются более 250 типов генераторов для частот 0,3 – 300 ГГц. Большинство из них выпускаются серийно для диапазона частот 3 – 65 ГГц. В частности, отечественное предприятие «ОРИОН» (Киев) начало работы по созданию и

развитию полупроводникового приборостроения в диапазоне частот до 300 ГГц еще в начале 1970-х годов. В основе этих работ лежало создание собственной

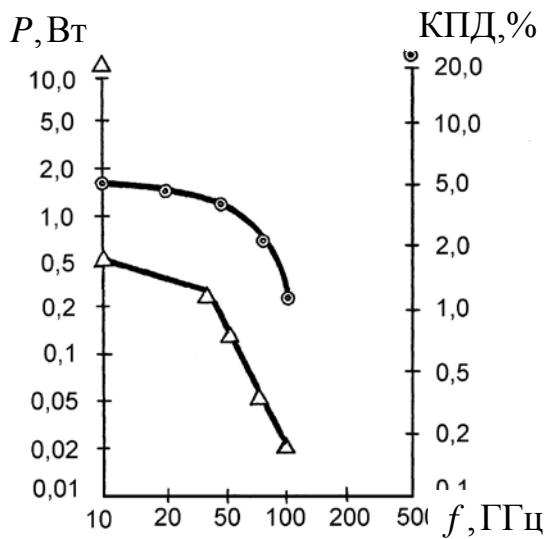


Рис.13.9. Выходная мощность и КПД генераторов на диодах Ганна в непрерывном режиме

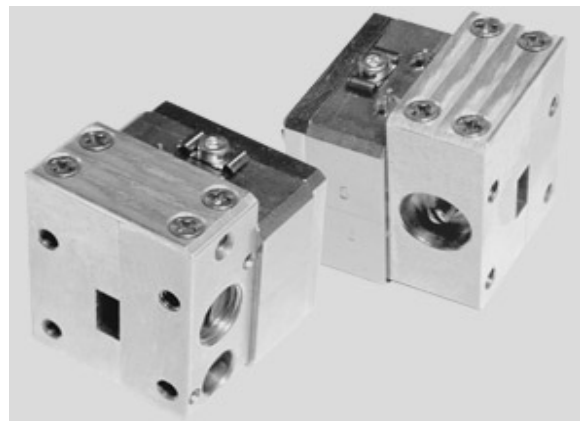
производственно-технологической базы с замкнутым технологическим циклом, которая бы обеспечивала разработку и выпуск широкой номенклатуры полупроводниковых приборов и СВЧ-компонентов на основе кремния и арсенида галлия, а именно: лавинно-пролетных диодов импульсного и непрерывного действия в диапазоне 30 – 300 ГГц, диодов Ганна в диапазоне до 100 ГГц, $p-i-n$ -диодов для переключателей, модуляторов, аттенюаторов, пассивных управляемых фазированных антенных решеток [18].

На частотах менее 8 ГГц генераторы на диодах Ганна успешно конкурируют с транзисторными генераторами, работающими на основной частоте (без применения умножителей). А на более высоких частотах эти генераторы (вместе с ЛПД) вообще удерживают лидерство перед всеми другими твердотельными источниками СВЧ-колебаний.

КПД и долговечность. Самые высокие КПД диодов Ганна получены на частоте до 10 ГГц. С увеличением частоты КПД диодов значительно снижается. При работе в непрерывном режиме максимальные КПД равны 12 % на частотах до 20 ГГц, 5- 6 % на частотах до 40 ГГц и 2-3 % на частоте 90 ГГц. Импульсные диоды Ганна в доменном режиме имеют КПД равный 30% на частотах 1 – 10 ГГц и 20% на частотах 20 – 30 ГГц. Снижение КПД диодов в непрерывном режиме связано, главным образом, с ухудшением условий отвода теп-



а



б

Рис.13.10. Твердотельные усилители на диодах Ганна (а) и комбинированные СВЧ-генераторы (б) (г. Томск, Российская Федерация)

ла. Поэтому меры, принимаемые для повышения мощности за счет улучшения теплоотвода, обеспечивают одновременно и некоторое повышение КПД (см. рис.13.9).

Промышленные типы генераторов на диодах Ганна по механической прочности, вибростойкости и климатической устойчивости отвечают жестким эксплуатационным требованиям наземной и бортовой аппаратуры. Среднее время их безотказной работы при качественном изготовлении достигает 100 тыс. часов и более.

Внешний вид генераторов и усилителей СВЧ диапазона производства НИИ полупроводниковых приборов (г. Томск) приведен на рис.13.10.

Шумы. Генераторы на диодах Ганна имеют очень малые амплитудные (АМ) и частотные (ЧМ) шумы и являются весьма перспективными приборами для создания гетеродинов и генераторов накачки. По уровню АМ и ЧМ шумов они не уступают многим отражательным клистродам. У некоторых серийно выпускаемых генераторов АМ шум при работе с двумя боковыми полосами ниже уровня несущей на 140 дБ в полосе 100 ГГц и при сдвиге от несущей на 5 кГц.

ЧМ шумы в значительной степени зависят от добротности используемых резонаторов. Например, для генераторов на 10 ГГц, разработанных фирмой General Electric, при добротности резонатора 100 и сдвиге от несущей на 10 кГц в полосе 70 Гц ЧМ шум составляет 40 дБ. При добротности 1000 этот шум становится на 30 дБ меньше и равен 70 дБ, что сравнимо с шумами отражательных клистронов, работающих в этом же диапазоне. Фирмой Plessey разработаны генераторы на частоты 12 – 18 ГГц, ЧМ шум которых характеризуется девиацией частоты 6 Гц в полосе 70 Гц и при сдвиге от несущей на 10 кГц, что также можно сравнить с шумами клистронов.

13.6. Способы повышения эффективности и верхнего частотного предела генераторов Ганна

В настоящее время в арсенале разработчиков устройств на основе диодов Ганна имеется ряд перспективных способов, позволяющих добиться увеличения верхнего частотного предела их работы. К ним относятся: накачка активного элемента на второй гармонике; сочетание междолинного переноса электронов с модуляцией проводимости активной области прибора; применение инжектирующего катодного контакта; использование новых полупроводниковых материалов с междолинным переносом электронов, обладающих более высокой подвижностью носителей заряда.

Инерционность разогрева и охлаждения электронов не позволяет реализовать в миллиметровом диапазоне режим ОНОЗ (он ограничен, как оказалось, частотой порядка 40 ГГц), следовательно, наиболее высокочастотными оказываются пролетные режимы и, соответственно, диоды с предельно малой (субмикронной) длиной активной области. Свойства коротких диодов в значительной степени определяются условиями разогрева электронов, которые можно

целенаправленно изменять, формирую встроенные электрические поля путем изменения профиля легирования диодов. Большие возможности здесь открывают структуры с так называемым двухзонным катодом. *Двухзонный катод*, благодаря области с повышенной концентрацией примесей за «выемкой легирования» (или «зарубкой»), ограничивает продольный размер области сильного поля, достаточной для разогрева электронов до энергии междолинного перехода. В результате увеличивается амплитуда волн пространственного заряда и, соответственно, амплитуда токовых колебаний, что ведет к увеличению КПД.

Большие перспективы имеет свойственный коротким образцам так называемый «баллистический» режим работы, когда электроны набирают энергию практически без столкновений с акустическими и оптическими фононами. При этом их скорость может значительно превысить обычную максимальную дрейфовую скорость («всплеск» скорости) и рабочий ток значительно возрастает.

Инжекция горячих электронов через катодный контакт, вследствие сведения к минимуму внутридолинных времен разогрева электронов, позволяет реализовать более высокочастотный режим колебаний. Для этого необходимо создать в области полупроводника на границе с металлом узкий (150 – 200 Å) потенциальный барьер. Тогда при приложении сильного электрического поля катод будет автоматически инжектировать электроны в те состояния, которых они достигли бы (из-за наличия «мертвой» зоны) где-то в объеме полупроводника, причем без временных и пространственных потерь.

В случае воздействия на диод Ганна электрического напряжения сложной формы (например, при установке образца в многоконтурный резонатор) возможно увеличение КПД во всем диапазоне и увеличение частотного предела работы диодов Ганна. В частности, исследована работа диода при напряженности электрического поля, содержащей первую и вторую гармоники с определенным соотношением амплитуд $k = E_1/E_2$ (где E_1 , E_2 – амплитуды первой и второй гармоник соответственно) и сдвигом фаз между гармониками: $E(t) = E_0 + E_1(\cos \omega t + k^{-1} \cos 2\omega t)$. Установлено оптимальное соотношение амплитуд – $k = 3$. При наличии второй гармоники частотный предел возрастает на 30%, а КПД генераторов удается повысить в 1,5 раза. Физическое обоснование этого эффекта состоит в том, что такой сигнал удерживает напряжение на диоде ниже порогового дольше, чем синусоидальный. Поэтому концентрация электронов в центральной долине в процессе каждого цикла восстанавливается полнее. Импульс большого тока через диод занимает большую часть периода колебаний и сдвиг по фазе этого импульса меньше влияет на снижение КПД. В итоге это и приводит к увеличению амплитуды переменной составляющей дрейфовой скорости или тока и к увеличению частотного предела.

Кроме широко известного и успешно применяемого для изготовления диодов арсенида галлия существует ряд других соединений, в которых эффект междолинного переноса электронов наблюдался экспериментально или может наблюдаться. В прошедшем десятилетии была доказана перспективность фосфида индия, определены его основные параметры и свойства.

В табл.13.1 представлены результаты измерений выходной мощности и КПД нескольких генераторов на диодах Ганна из фосфида индия.

Таблица 13.1.
Выходные параметры генераторов на диодах из фосфида индия

Частота, ГГц	Выходная мощность, мВт	КПД, %
85,5	125	3,3
89,6	107	3,5
90,1	100	2,88
93,1	91	3,0
93,2	79	2,8
94,5	71	2,5
87,7	35	4,7
100,5	44	1,5

Кроме этих материалов эффект Ганна экспериментально наблюдался в InSb в магнитном поле и при низких температурах, в InAs под давлением, в различных тройных соединениях. Однако даже для такого материала, как арсенид галлия, точно пока не выявлены частотные возможности. Наиболее перспективным среди этих материалов с точки зрения принципиальных ограничений по рассеиваемой мощности для единичных полупроводниковых приборов признан фосфид индия. Он превосходит арсенид галлия по тепло-

проводности, дрейфовой скорости электронов и пороговому электрическому полю (около 10 кВ/см). Однако интерес разработчиков к GaAs не снижается, так как из-за технологических сложностей пока не удалось довести диоды из InP до серийного производства.

Подводя итоги данного раздела, следует отметить, что наиболее значительных результатов в повышении верхнего частотного предела, наряду с использованием перечисленных способов, можно добиться лишь воздействуя на сам механизм установления отрицательной дифференциальной проводимости в полупроводнике.

При разработке генераторов коротковолновой части миллиметрового диапазона возникает ряд проблем принципиального характера, главная из которых состоит в том, что возможности дальнейшего повышения рабочих частот устройств на электрически активных полупроводниках и, в частности, диодов с междолинным электронным переносом, определяются фундаментальными свойствами используемых полупроводниковых материалов. Установлено, что за верхний частотный предел ответственны процессы перераспределения электронов между долинами зоны проводимости, инерционность которых характеризуется временем релаксации энергии τ_ϵ . Для увеличения скорости релаксации энергии необходим дополнительный канал охлаждения электронов. Такой дополнительный канал может быть реализован за счет повышения интенсивности межэлектронных соударений, которое приводит к установлению максвелловской функции распределения электронов. Повышенная интенсивность рассеяния электронов может привести к возрастанию числа электронов с высокой энергией, способных эмитировать оптические фононы, что существенно расширяет спектр фононов, участвующих в отводе энергии, получаемой электронами от электрического поля, в решетку. При этом скорость релаксации энергии увеличивается, то есть параметр τ_ϵ уменьшается.

Применимость данной модели к планарным ганновским диодам была подтверждена экспериментально [19]. Измерения проводились в 4-х миллиметровом диапазоне волн. Значения времен релаксации импульса и энергии горячих электронов определяются из комплексной СВЧ проводимости полупроводникового слоя с помощью специального алгоритма для ЭВМ, основанного на методах численного анализа. Полученные экспериментальные данные показаны на рис.3.11. Установлено, что при полях около 18

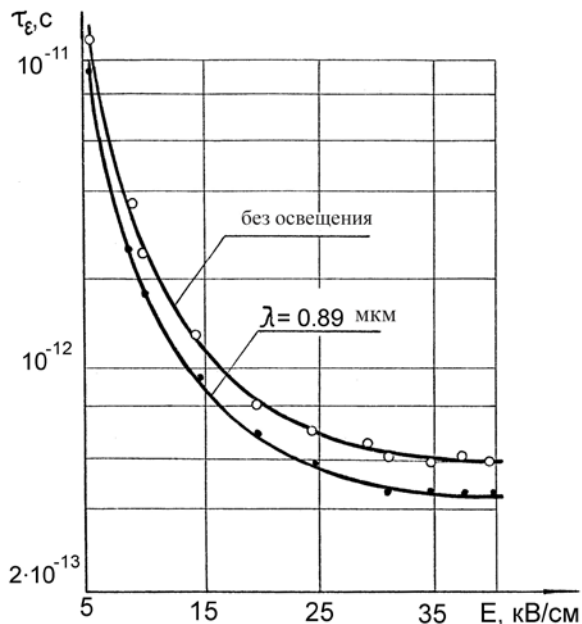


Рис.3.11. Влияние лазерного излучения на скорость релаксации энергии горячих электронов в арсениде галлия

возбуждения носителей тока. Поэтому было проведено исследование влияния лазерного излучения с длиной волны 3,39; 1,15 и 0,39 мкм на ход полевой зависимости $\tau_\epsilon(E)$ [19].

Наибольшее влияние на τ_ϵ оказывает излучение с длиной волны 0,89 мкм, соответствующей собственному поглощению в арсениде галлия. При этом удастся уменьшить время релаксации энергии электронов на величину $\Delta\tau = 0,6 \cdot 10^{-13}$ с (рис.3.11), что соответствует повышению предельной частоты примерно на 15 ГГц. Объясняется это вкладом в рост концентрации свободных электронов, который создают новые электронно-дырочные пары, генерируемые при фотовозбуждении, а также возрастающей в сильных полях ролью глубоких многозарядных примесных центров. С одной стороны, с этих центров могут освобождаться дополнительные электроны, увеличивая концентрацию свободных электронов. С другой стороны, на эти центры, заряженные отрицательно, будут захватываться дырки. Нейтрализация заряженных центров приводит к увеличению подвижности электронов. Все эти процессы способствуют ускорению отвода энергии из системы горячих электронов в решетку.

Контрольные вопросы

1. Какой процесс называют междолинным переходом?
2. В чем преимущества диодов Ганна по сравнению с полупроводниковыми приборами с p-n-переходом?

кВ/см параметр τ_ϵ уменьшается до значения $6 \cdot 10^{-13}$ с (в структуре с равновесной концентрацией носителей $2 \cdot 10^{15}$ см⁻³), что соответствует максимальной рабочей частоте порядка 250 ГГц.

Механизм взаимодействия электронной и фононной систем может управляться и с помощью фото-

3. В чем особенность энергетической диаграммы, например, арсенида галлия?
4. Что такое домен, какую структуру он имеет?
5. Каковы условия возникновения отрицательной проводимости и формирования домена?
6. В чем состоит критерий Кремера?
7. В чем суть пролетного режима работы диода Ганна?
8. В чем суть режима с запаздыванием формирования домена?
9. В чем суть режима с подавлением домена?
10. В чем суть гибридного режима работы диода Ганна?
11. В чем суть режима ограниченного накопления объемного заряда?
12. Какими основными параметрами характеризуются диоды Ганна?
13. Каковы перспективы повышения эффективности и верхнего частотного предела ганновских генераторов?

14. Конструкции диодных СВЧ-генераторов

14.1. Основы полупроводниковой технологии

К полупроводниковым материалам, используемым для создания генераторных СВЧ-диодов, предъявляются следующие требования: достаточно большая ширина запрещенной зоны; высокая дрейфовая скорость носителей при насыщении; хорошая теплопроводность; простота и воспроизводимость технологии создания контактов и последовательных слоев полупроводника с различной проводимостью, включая *p-n* переходы.

Выбор полупроводникового материала определяется также конкретными требованиями, зависящими от принципа действия того или иного прибора. Например, при создании ЛПД желательно, чтобы материал обладал по возможности малыми коэффициентами ударной ионизации, равными для электронов и дырок. Для изготовления диодов Ганна необходимы материалы с ярко выраженным междолинным переносом электронов, а также с высокой подвижностью носителей в слабом поле, которая, например, для GaAs при комнатной температуре достигает $9000 \text{ см}^2/\text{В}\cdot\text{с}$.

В настоящее время для изготовления диодов в основном используются кремний и арсенид галлия. Для них хорошо развиты практически все способы формирования переходов:

- диффузия, при которой на поверхность полупроводника наносится слой примесного материала, а последующий нагрев обеспечивает диффузию атомов примеси внутрь полупроводника на определенную глубину;
- элионика, когда поверхность полупроводника бомбардируется пучком ионов легирующих примесей, обладающим энергией, достаточной для внедрения примесей внутрь полупроводника. Для удаления вызванных бомбардировкой структурных дефектов проводится термический отжиг;
- эпитаксия – процесс выращивания монокристаллического слоя на полупроводниковой пластине (подложке). Атомы примеси вводятся непосредственно в газовую или жидкую среду, из которой ведется кристаллизация. Чтобы концентрация неконтролируемых примесей в наращиваемом слое не превышала значения 10^{-14} см^{-3} , на подложку часто предварительно наращивают тонкий сильно легированный (буферный) слой. Часто такой же слой наносится и при завершении процесса наращивания.

Эпитаксия является наиболее распространенным процессом, поскольку обеспечивает получение необходимых комбинаций слоев с заданными толщинами и профилями легирования при относительно высокой точности воспроизведения. Она может быть использована также для получения гетеропереходов, то есть слоев из различных полупроводниковых материалов. Во многих случаях целесообразно сочетать эпитаксию с диффузионным или элионным процессом.

Качество полупроводниковых структур в значительной степени определяется подложкой, поскольку структурное несовершенство последней проявляется в наращиваемых слоях. Подложка обычно имеет толщину 150 – 200 мкм, а

получает ее резкой алмазными пилами ориентированной по кристаллографическим осям монокристаллического слитка с последующей многоэтапной шлифовкой до оптической чистоты.

При изготовлении СВЧ-приборов в подавляющем большинстве случаев используется групповая технология, предусматривавшая одновременное создание на полупроводниковой пластине большого числа элементов и включавшая ряд операций, таких как создание *p-n* перехода, формирование контактов и образование структур с необходимой геометрией; обычно при изготовлении генераторных диодов на пластине со стороны эпитаксиальной пленки создается общий интегральный контакт (теплоотвод), а с противоположной – большое число дисковых контактов, которые после травления пластины образуют верхние контакты мезаструктур. При использовании арсенида галлия в ряде случаев после создания дисковых контактов проводят не травление, а бомбардировку пластины протонами высоких энергий. В результате этого пластина арсенида галлия, за исключением областей перекрытых контактами, теряет полупроводниковые свойства и структуры оказываются изолированными друг от друга.

Для разделения пластины на отдельные элементы, содержащие одну или несколько структур, используют травление или механическое скрайбирование. При механических способах разделения могут возникать внутренние напряжения и дефекты. Эти недостатки особенно проявляются при разделении пластины на металлическом теплоотводе. Способы с использованием химического разделения свободны от этих недостатков, но они требуют тщательной защиты активной области от воздействия агрессивных травителей для сохранения геометрической формы и электрических характеристик.

Надежное соединение полупроводникового кристалла и теплоотвода является одним из важнейших вопросов технологии мощных полупроводниковых СВЧ-приборов. На смену пайке пришла термокомпрессионная сварка, при которой позолоченный контакт структуры сваривается с позолоченным теплоотводом при воздействии давления и повышенной температуры. В дальнейшем этот способ был усовершенствован введением ультразвукового притирания, при котором удалось существенно уменьшить давление, что часто приводило к механическим повреждениям структуры.

В последнее время начинают находить применение различные варианты диффузионной сварки полупроводниковой структуры с медным диском.

14.2. Конструкции диодных СВЧ генераторов

Диодные полупроводниковые СВЧ-генераторы в настоящее время реализуются в двух вариантах: в волноводном и в гибридно-интегральном на основе микрополосковой и волноводно-щелевой линий передачи. Генераторы в волноводном исполнении можно разделить в зависимости от конструктивного исполнения на генераторы с фиксированной частотой и генераторы с перестройкой частоты. Конструкции генераторов показаны на рис. 14.1.

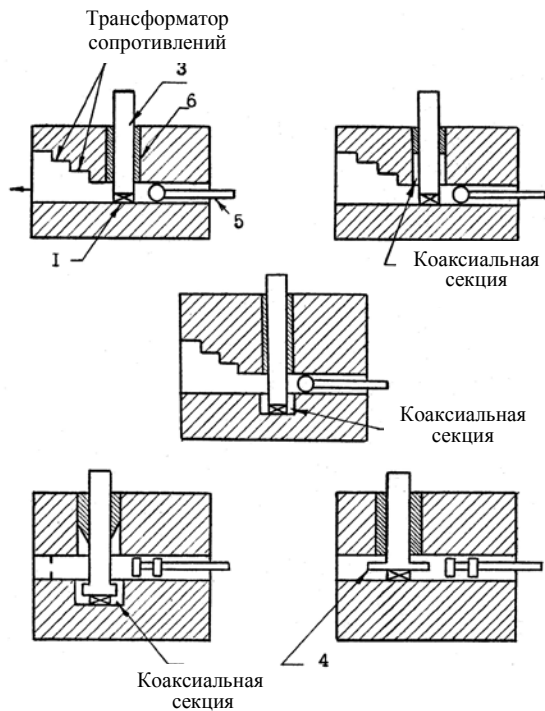


Рис.14.1. Варианты коаксиально-волноводных конструкций генераторов

диола (обычно единицы Ом) с высоким (сотни Ом) импедансом волновода. Подвижный короткозамыкающий (КЗ) поршень 5 обеспечивает частотную перестройку прибора. Вместо КЗ-поршня в отдельных случаях применяют дополнительный резонатор, стабилизирующий частоту генерации. Перестраиваемые по частоте генераторы имеют подвижные детали (типа штырей) для механической перестройки частоты. Типичный пример такой конструкции приведен на рис.14.2.

Здесь можно выделить такие основные детали конструкции. Активный полупроводниковый элемент 1 (диод Ганна или ЛПД) устанавливается обычно посередине широкой стенки волновода стандартного (или заууженного) сечения. Питание к диоду подается с помощью специального фильтра 3, изолированного от корпуса вкладышем 6, или через радиальный резонатор (шляпку) 4, позволяющий согласовать низкий импеданс



Рис.14.2. Внешний вид генератора на ЛПД диапазона 90 – 100 ГГц (производства НПО «Орион»[18])

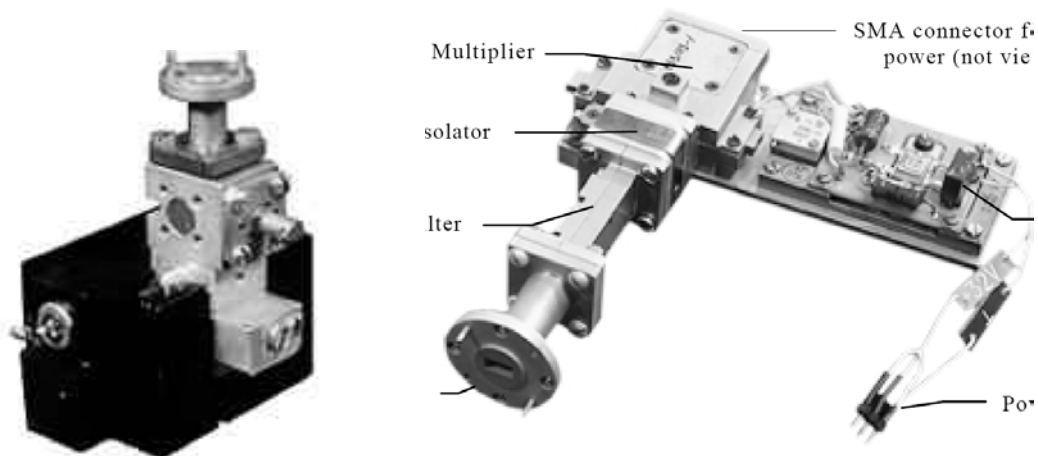


Рис.14.3. Стабилизированный резонатором генератор на ЛПД миллиметрового диапазона (26 – 150 ГГц) производства фирмы ELVA-1 (С.-Петербург, РФ)

Связь с нагрузкой осуществляется часто через индуктивную или емкостную диафрагму. Волноводная конструкция характеризуется малыми потерями, сравнительно узким диапазоном перестройки, легко миниатюризуется при заполнении диэлектриком, удобна при использовании в многодиодных генераторах. Примеры таких устройств приведены на рис.14.3.

Гибридно-интегральное исполнение генераторов также реализуется в нескольких вариантах. На рис.14.4,*а* схематически представлена конструкция генераторов в микрополосковом исполнении. Эта конструкция экспериментально опробовалась на частотах 30, 55 и 108 ГГц и обеспечивала соответственно выходную мощность 320 мВт (КПД 5,2%), 270 мВт (КПД 5,7%) и 25 мВт (КПД 1,6%).

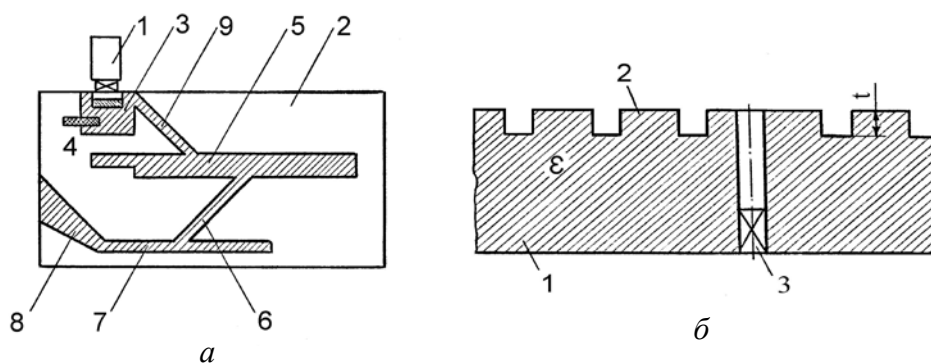


Рис.14.4. Генератор Ганна: *а* – на основе микрополосковой линии; *б* – на основе диэлектрического волновода

Особенностью конструкции является использование различных взаимно перпендикулярных плоскостей для расположения диода (1) и подложки (2), что позволяет минимизировать паразитные реактивные параметры и легко выполнять замену диодов. Металлизированная разводка схемы напыляется на кварцевую подложку (2) и состоит из широкой полоски – резонатора (3), элемента емкостной связи (4) с выходной 50-омной линией (5), которая через четвертьволновый шлейф (6) связана с линией (7), подключенной к источнику питания через контактную площадку (8). Полоска резонатора соединяется с выходной линией через четвертьволновый отрезок линии с высоким волновым сопротивлением (9) в точке с минимальным ВЧ напряжением. Бескорпусной активный диод монтируется на цилиндрическом стержне диаметром от 1,6 мм до 3,8 мм. Вывод СВЧ энергии осуществляется через прямоугольный волновод, связанный емкостной связью с выходной 50-омной линией.

Такие конструкции диодных генераторов наиболее перспективны для применения в бортовой аппаратуре, так как они легче, меньше по габаритам, дешевле и надежнее конструкций на объемных резонаторах. Широкую номенклатуру устройств этого типа производит лидер отечественной микроволновой промышленности публичное акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Сатурн» [20].

Интересный пример применения диэлектрических волноводов в конструкциях генераторов с диодом Ганна приведен на рис.14.4,*б*. Ранее такие

волноводы успешно применялись для конструирования лазеров. На диэлектрическом волноводе 1 выполняется гребенка 2, в которую включают диод Ганна 3. Гребенка применяется для того, чтобы в полосе в запирающих частотах осуществить генерацию диода Ганна. Разработка генераторов на основе периодических диэлектрических линий передачи интересна с той точки зрения, что здесь возможно сложение мощностей и создание генераторов распределенного типа.

Широкое распространение получили твердотельные генераторы гармоник, которые по-прежнему считаются перспективными источниками излучения на миллиметровых волнах. В течение длительного времени используются твердотельные варакторные умножители частоты на скрещенных волноводах, например, в спектроскопии, где требуемая мощность составляет всего несколько микроватт. Более простые и эффективные конструкции могут быть созданы на основе диодов Ганна, работающих на второй гармонике с использованием радиального внутриволноводного резонатора. В таких генераторах используются диоды, разработанные для генерации колебаний с частотой в половину меньше требуемой на выходе. Однако эти диоды излучают энергию и на второй частотной гармонике из-за несинусоидальности тока, протекающего через диод. Диоды, предназначенные для работы с выходной мощностью порядка 100 мВт в диапазоне частот 30-40 ГГц, обычно дают мощность порядка 10 мВт на второй гармонике в диапазоне 60-80 ГГц.

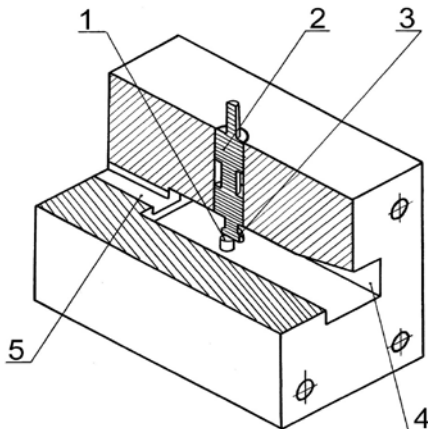


Рис.14.5. Конструкция двухчастотного генератора

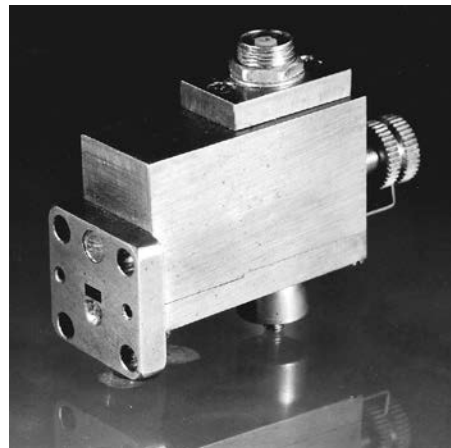


Рис.14.6. Внешний вид генератора второй гармоники

Конструкция такого двухчастотного генератора представлена на рис.14.5, она содержит: 1 – бескорпусной диод Ганна; 2 – фильтр питания; 3 – радиальный резонатор; 4 – плавный переход на сечение $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$; 5 – волновод с сечением $3,6 \times 1,8 \text{ мм}^2$. Основой конструкции является резонатор фундаментальной частоты на основе отрезка волновода уменьшенной высоты, одно плечо которого имеет плавный волноводный переход на сечение $7,2 \times 3,4 \text{ мм}^2$, а другое связано с регулярным волноводом 4-х мм-диапазона ($3,6 \times 1,8 \text{ мм}^2$) ступенчатым изменением ширины широкой стенки волновода. Бескорпусной диод Ганна помещается посередине широкой стенки волновода параллельно электрическому полю на расстоянии порядка 2λ от ступенчатого перехода на 4-х мм-диапазон.

Подача питающего напряжения на диод Ганна осуществляется через внутриволноводный открытый резонатор радиального типа, связанный с многосекционным четвертьволновым фильтром, рассчитанным в описываемой конструкции на частоту порядка 37 ГГц.

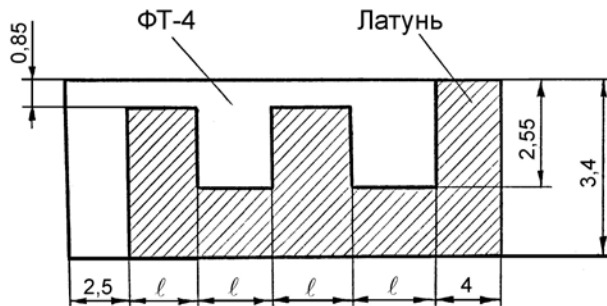


Рис.14.7. КЗ-поршень из четвертьволновых отрезков линий с одинаковой длиной l и разным волновым сопротивлением (вид со стороны узкой стенки волновода)

Выходная мощность генератора (~ 10 мВт на второй гармонике) колеблется незначительно в диапазоне частот 70-74 ГГц (рабочая частота определяется типом диода и размерами диска резонатора).

В конструкциях с одним выходом (на второй гармонике) выход фундаментальной частоты перекрывается подвижным короткозамыкающим поршнем. Эксплуатационные характеристики таких

генераторов второй гармонике могут быть значительно улучшены за счет применения КЗ-поршня, построенного из четырех четвертьволновых отрезков линии передачи с различным волновым сопротивлением и рассчитанного в соответствии с теорией фильтров для соответствующего диапазона частот. Внешний вид генератора второй гармонике в сборе показан на рис.14.6. Чертеж КЗ-поршня для диапазона 35 – 36 ГГц показан на рис.14.7.

14.3. Способы перестройки частоты

Частота генераторов Ганна и генераторов на ЛПД может быть перестроена в широких пределах путем изменения частоты резонатора. Таким образом, проблема перестройки генераторов сводится к проблеме частотной перестройки резонатора. В основном используются три способа такой перестройки: механический, электронный и магнитный.

Механический способ перестройки, например, с помощью перемещения короткозамыкающего поршня, широко используется в экспериментальных работах, так как с его помощью удается просто перестраивать размеры резонатора в весьма широких пределах. Резонатор также можно перестраивать, используя подстроечный винт, дополнительная индуктивность которого понижает частоту резонатора. Оба эти способа позволяют, однако, осуществить только грубую перестройку частоты. Более точной механической перестройки можно добиться, перемещая вдоль резонатора диэлектрическую шайбу. Уменьшая диэлектрическую проницаемость и толщину шайбы, можно осуществить весьма точную перестройку резонатора.

Ввиду большой инерционности механический способ перестройки неудобен для промышленных применений. Электронная перестройка свободна от этого недостатка. Наиболее известны три способа электронной перестройки: перестройка частоты с помощью изменения напряжения смещения на диоде

Ганна или ЛПД, с помощью варактора и с помощью $p-i-n$ -диодов. При изменении напряжения смещения меняется эквивалентная емкость диода, помещенного в резонатор, что и приводит к изменению частоты резонатора. Изменение эквивалентной емкости в случае диода Ганна, обуславливается расширением домена с ростом поля, падением дрейфовой скорости, изменением времени переходных процессов формирования и рассасывания домена, а также изменением температурного режима диода. К настоящему времени теоретический анализ зависимости частоты генератора от смещения с учетом всех этих факторов не проведен. Экспериментально наблюдалось как увеличение, так и падение частоты с ростом напряжения смещения. Крутизна частотной перестройки при таком способе перестройки невелика и колеблется в пределах от 2 до 20 МГц/В в зависимости от параметров материала, частотного диапазона и режима работы.

Следует отметить, что исследования зависимости частоты генератора от напряжения смещения необходимы для оценки влияния на стабильность генератора паразитного изменения напряжения смещения. Кроме того, этот способ позволяет осуществить автоподстройку частоты генераторов на диоде Ганна.

Более эффективным способом электронной перестройки является перестройка с помощью варактора. Возможны два основных конструктивных способа подключения варактора: емкостной и индуктивный. При емкостном способе связи варактор помещается в тот же резонатор, в котором работает ганновский диод. При индуктивном способе связи варактор помещается в отдельный резонатор, связанный с резонатором, в котором работает активный диод, петлей связи. В этом случае степень связи определяется размером и положением петли.

Перестройка с помощью варактора нашла широкое практическое применение и в настоящее время целый ряд фирм поставляет генераторы Ганна с варактором, встроенным в корпусе генератора. Обычной для серийных генераторов с варактором является перестройка частоты в пределах примерно 10 % от собственной частоты генерации. Например, удалось получить перестройку в полосе 1 ГГц при частоте генерации 13 ГГц.

В микрополосковых схемах оказывается удобным перестраивать частоту генераторов Ганна с помощью $p-i-n$ -диодов. Этот метод основан на изменении частоты резонатора при переключении помещенного в него $p-i-n$ -диода из высокоомного в низкоомное состояние. Достоинствами этого метода являются малая инерционность частотной перестройки, связанная с малым временем переключения $p-i-n$ -диода (около 10^{-9} с) и возможность значительного изменения частоты. Важный недостаток этого способа – возможность менять частоту только дискретными ступенями.

Наиболее распространенный способ магнитной перестройки основан на том, что в качестве резонатора используется ферритмагнитная сфера (обычно из железоиттриевого граната – сфера ЖИГ). Собственная частота такого резонатора равна частоте ферритмагнитного резонанса $\omega = \gamma H$, где $\gamma = 2,8$ МГц/Гс – гиромагнитное отношение. Фирмы Varian Associates и Physical Electronics

Laboratories выпустили в продажу генераторы Ганна, перестраиваемые с помощью сферы ЖИГ в пределах всего 3-см диапазона (8 – 12,4 ГГц). Достоинства этого метода – высокая линейность перестройки и существенное снижение шумов благодаря весьма высокой добротности ЖИГ-резонатора.

Контрольные вопросы

1. Какие способы формирования переходов используются при изготовлении диодов?
2. Какие технологические приемы используются при изготовлении твердотельных СВЧ-генераторов?
3. Какие основные конструктивные элементы содержат диодные полупроводниковые СВЧ-генераторы в волноводном исполнении?
4. Какие основные конструктивные элементы имеют двухчастотные генераторы Ганна?
5. В чем суть механического способа частотной перестройки резонатора?
6. В чем суть электронного способа частотной перестройки резонатора?
7. В чем суть магнитного способа частотной перестройки резонатора?

15. Повышение мощности полупроводниковых генераторов и освоение миллиметрового диапазона волн

15.1. Основные принципы построения СВЧ-сумматоров

Для получения больших мощностей на выходе передатчика применяют специальные схемы сложения. Обычно осуществляют когерентное сложение мощностей однотипных генераторов. Обязательным элементом любой схемы сложения является сумматор.

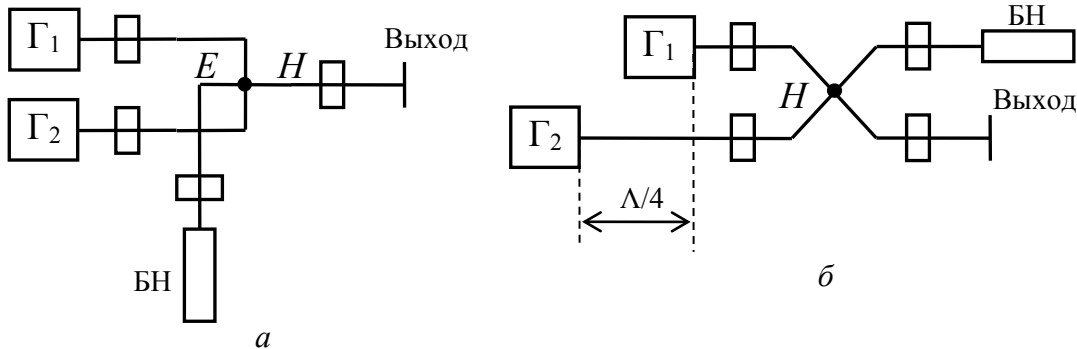


Рис.15.1. Схемы сумматоров на основе: *a* – двойного волноводного тройника, *б* – щелевого моста

В качестве сумматора можно использовать и обычный двойной волноводный тройник (рис.15.1,*a*). Сигналы от двух генераторов Γ_1 и Γ_2 , которые подаются синфазно в симметричные плечи H -тройника, складываются в его третьем H -плече. В E -плечо включают согласованную балластную нагрузку (БН). Используются также сумматоры на основе квадратурных мостов, например, щелевого типа (рис.15.1,*б*). Для сложения мощностей на выходе такого сумматора сигналы на его входы должны подаваться в квадратуре (с фазовым сдвигом на 90°), для чего в схеме 15.1,*б* одно из плеч щелевого моста длиннее другого на четверть длины волны в волноводе.

Выбор той или иной схемы сложения определяется рядом соображений: возможностью создания возбудителя необходимой мощности; требованиями к стабильности частоты и фазы выходного суммарного колебания; особенностями и электрическими характеристиками источников питания и т. п. Однако главным требованием, предъявляемым к системе при ее аппаратной реализации, является получение при равных затратах на ее создание максимального КПД.

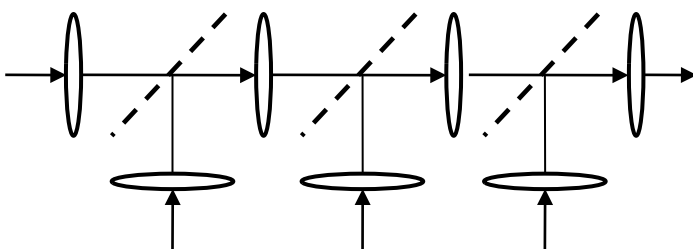


Рис.15.2. Цепочная схема сложения в квазиоптическом лучевом волноводе

Применение квазиоптических лучеводов позволяет создавать сумматоры, удовлетворяющие требованиям электрической и тепловой прочности. На рис.15.2 представлена одна из цепочных схем сложения в линзовом лучевом волноводе. Основным элементом таких схем является квазиоптический

направленный ответвитель, представляющий собой проволочную решетку, расположенную под углом 45° к оси лучевода.

При сложении мощности автогенераторов СВЧ возникает необходимость в их синхронизации, что можно осуществить с помощью ферритовых Y - или X -циркуляторов. К одному из плеч Y -циркулятора подключают автогенератор, к третьему – выходной фидер, ко второму подводят синхронизирующий сигнал. В X -циркуляторе к четвертому плечу подключают балластную нагрузку, служащую для поглощения волны, возникающей в результате отражения в выходном фидере. В качестве синхронизирующего генератора можно использовать один из автогенераторов.

15.2. Конструкции сумматоров мощности

В частотном диапазоне до 140 ГГц твердотельный источник с суммированием мощностей, с точки зрения надежности и схемной простоты, быть может, является лучшим вариантом, чем вакуумный электронно-волновой источник миллиметрового диапазона. Рассмотрим наиболее удобные для миллиметрового диапазона конструкции, к числу которых относятся: резонаторы, гибридные, пространственные конструкции, а также конструкции с использованием дискообразных резонаторов.

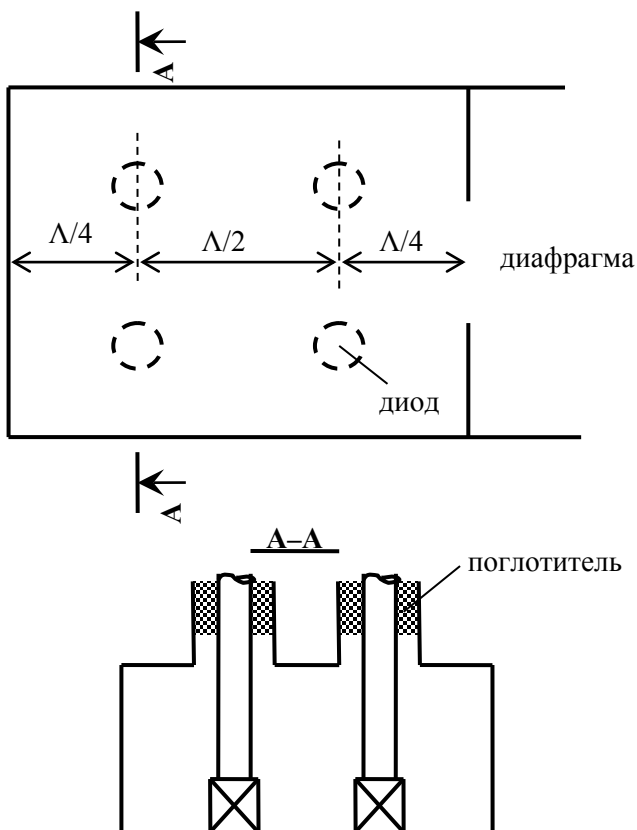


Рис.15.3. Сумматор мощностей на объемном резонаторе для твердотельных генераторов

Резонаторные сумматоры мощностей ведут свое происхождение от сумматора, предложенного Курокавой и предназначенного для генераторов на ЛПД X -диапазона. В этом устройстве отдельные ЛПД устанавливаются в запердельном прямоугольном волноводе на расстоянии $\lambda/2$ друг от друга, причем крайние ЛПД располагаются на расстоянии $\lambda/4$ от торцевой стенки или от диафрагмы, как показано на рис.15.3.

Этот сумматор отличается высоким КПД (около 90%), может с успехом работать на частотах до 300 ГГц и имеет встроенную развязку между диодами. Однако его диапазон перестройки ограничен несколькими процентами, что обусловлено фиксированными промежутками между диодами, равными $\lambda/2$. На повышенных частотах можно применять ограниченное число

диодов (из-за высших типов колебаний).

Варианты сумматора Курокавы использовались для получения на ЛПД импульсной мощности 20,5 Вт на частоте 92,4 ГГц с эффективностью суммирования 82% (два ЛПД) и 9,2 Вт импульсной мощности на частоте 140 ГГц с эффективностью 80 % (четыре ЛПД). Эта же конструкция с соответствующими изменениями работала на частоте 217 ГГц, и позволила получить выходную мощность 1,05 Вт от двух диодов при эффективности суммирования 87%.

Сумматоры с гибридным мостом обычно служат в качестве усилителей или генераторов с внешней синхронизацией; эти устройства имеют 5%-ную полосу частот и схемную развязку между отдельными генераторами. К входным плечам гибридного сумматора можно подключать генераторы, мощность которых просуммирована другим методом, например, резонаторным. В W -диапазоне сумматор на гибридном мосте, например, использовался для суммирования мощностей четырех двухдиодных сумматоров, в результате чего была получена максимальная импульсная мощность 63 Вт.

Выражение для *эффективности суммирования мощностей* η в схеме с гибридным мостом и двумя источниками, работающей в режиме усилителя, имеет вид

$$\eta = \frac{1 + 10^{\Delta D/10} + 2 \cos(\Delta\theta) \cdot 10^{\Delta D/20}}{2[1 + 10^{\Delta D/10}]}, \quad (15.1)$$

где ΔD – разность мощностей источников, дБ; $\Delta\theta$ – отклонение фазы от значения, необходимого для оптимального режима сложения мощностей.

Фазовая ошибка более критична, чем разность мощностей, поскольку эффективность суммирования мощностей, превышающая 50 %, может быть получена в широком диапазоне разности мощностей, если отклонение фазы не превышает 30%.

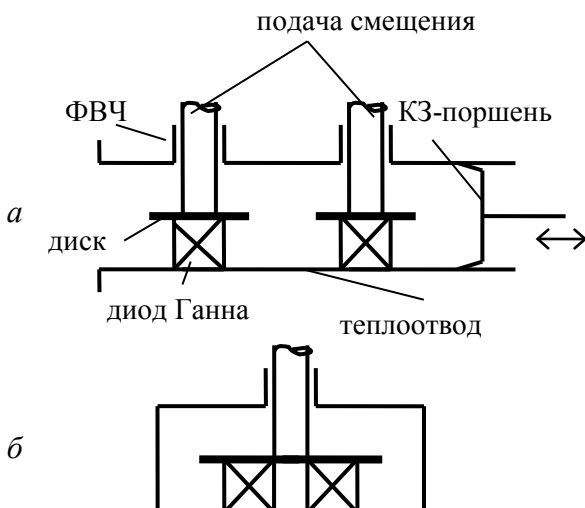


Рис.15.4. Устройства с дискообразными резонаторами для сложения мощностей

твердотельных генераторов:
 а – с отдельными резонаторами;
 б – с общим резонатором

В пространственных сумматорах мощности используются излучающие элементы, имеющие соответствующие фазовые соотношения, которые позволяют суммировать мощности от большого числа размещенных в пространстве излучающих элементов. Так было успешно осуществлено суммирование мощностей двух генераторов на диодах Ганна в резонаторе Фабри-Перо на частоте 60 ГГц с эффективностью суммирования 54 %. Такие квазиоптические методы во многих случаях оказались полезными для решения схемных проблем в миллиметровом диапа-

зоне.

Дискообразные резонаторы, применяемые в ряде случаев для монтажа генераторов на диодах Ганна, могут служить для суммирования мощностей этих приборов. Такой сумматор показан на рис.15.4,*а*, где две дискообразные резонансные структуры установлены в общем волноводе с подвижным короткозамыкателем. Можно также поместить оба генератора под единственный диск (рис.15.4,*б*). Такое устройство использовалось для суммирования мощностей четырех генераторов диапазона 70 ГГц на InP-диодах Ганна; на нем удалось получить выходную мощность 260 мВт при эффективности 93%. В таблице 15.1 представлены результаты, полученные на частоте 90 ГГц для нескольких двух- и четырехдиодных дисковых резонаторных сумматоров мощностей.

Существует ряд других методов суммирования мощностей, которые в настоящее время не применяются в ближнем миллиметровом диапазоне, но, судя по всему, окажутся полезными после доработки. В частности, суммирование мощностей на уровне кристалла, которое дало хорошие результаты на частотах до 70 ГГц, можно будет считать перспективным при условии, что удастся решить проблемы паразитных элементов и отвода тепла.

15.3. Освоение миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов

Расширение рабочего диапазона в сторону высоких частот всегда являлось центральной задачей электроники вообще и полупроводниковой электроники в частности. Последняя, как было показано выше, успешно освоила диапазон сантиметровых, миллиметровых и начинает продвижение в область субмиллиметровых волн. Задача освоения этих диапазонов уже давно стоит на повестке дня СВЧ-электроники. В последнее время ее актуальность возросла в связи с развитием релейной и космической связи, ближней локации, радиоастрономии и радиоспектроскопии, диагностики плазмы и т. д. Следует отметить, что освоение миллиметрового диапазона вакуумными приборами встречает определенные трудности, вызванные увеличением рабочих плотностей тока и напряжений, снижением КПД приборов и т. п. Для полупроводниковых приборов ситуация оказывается в определенной степени более благоприятной, например, рабочее напряжение ЛПД, диодов Ганна, транзисторов не растет, а уменьшается с ростом частоты, легче реализуется требуемая плотность тока.

Первые полупроводниковые источники мощности миллиметрового диапазона – умножительные диоды и ЛПД, появились еще в 60-х годах на заре по-

Таблица 15.1
Характеристики сумматоров мощности генераторов на InP-диодах Ганна в режиме непрерывной генерации [21]

Число диодов	Частота, ГГц	Выходная мощность, мВт	КПД, %	Эффективность сложения, %
2	85,6	170	2,9	93
2	90,3	150	2,7	82
2	91,8	97	1,6	-
4	90,6	260	1,6	94
4	90,3	230	1,4	-

лупроводниковой СВЧ-электроники. Несмотря на значительные усилия, до сих пор не удалось придумать специальных полупроводниковых приборов, для которых миллиметровый диапазон был бы оптимальным. Освоение этого диапазона идет путем повышения предельных частот традиционных приборов – ЛПД, диодов Ганна, умножительных, параметрических и смесительных диодов. Естественно, что по мере укорочения рабочей длины поля трудность создания таких приборов быстро возрастает, в частности, уменьшается пропорционально f^{-2} полезная мощность приборов, падает их КПД, растет шум, более того, в коротковолновой части миллиметрового диапазона на частотах выше 100 – 250 ГГц эти трудности становятся принципиальными: для многих приборов нарушается сам механизм их работы. Это относится не только к транзисторам, но и к более высокочастотным диодам Ганна и ЛПД. По существу лишь смесительные диоды с барьером Шоттки сохраняют удовлетворительные параметры и на всем протяжении субмиллиметрового диапазона длин волн.

Когда исчерпываются возможности ЛПД и диодов Ганна, для получения СВЧ-сигнала используются умножительные диоды из кремния и арсенида галлия. Хотя эффективность преобразования быстро падает с ростом частоты, применение умножительных диодов позволяет перекрывать (на микроваттном уровне мощности) и субмиллиметровый диапазон. Наиболее эффективны в этом диапазоне лавинные умножительные диоды.

Полупроводниковые параметрические усилители (ППУ) на арсенид-галлиевых параметрических диодах реализованы на частотах до 75 ГГц, где их коэффициент шума составляет примерно 3 дБ. Дальнейшее увеличение рабочих частот и чувствительности ППУ затруднено не столько отсутствием соответствующих параметрических диодов (предельные частоты бескорпусных параметрических диодов с сотовой структурой из арсенида галлия в настоящее время превышают 1000 ГГц), сколько отсутствием источников накачки достаточно высоких частот.

Рассмотрим подробнее перспективы дальнейшего повышения рабочих частот основных полупроводниковых СВЧ-приборов.

Полевые транзисторы. Полевые транзисторы (ПТ) эффективно работают на частотах, меньших предельной частоты усиления по току,

$$f_{гр} \approx (2\pi\tau)^{-1}, \quad (15.2)$$

где $\tau = \int_0^L \frac{dx}{dv(x)}$ – время движения заряда в канале под затвором; $v(x)$ – дрейфовая скорость; L – длина затвора.

Уже созданы ПТ из арсенида галлия на частоту 30 ГГц с коэффициентом шума 6 дБ. Длина затвора в этих транзисторах составляет 0,5 мкм. В ряде стран выполняются программы по созданию ПТ с $L \approx 0,2 - 0,15$ мкм методами электронной и рентгеновской литографии.

Время движения заряда в канале тем меньше, чем больше их дрейфовая скорость на этом участке $v(x)$. В кремнии и других гомеопольярных полупровод-

никах с сильным акустическим рассеянием максимальная дрейфовая скорость электронов практически не превышает так называемой скорости насыщения $v_s \approx 10^7$ см/с.

В гетерополярных соединениях типа A^3B^5 , в которых при комнатных температурах преобладает рассеяние на оптических фононах, скорость дрейфа электронов в короткие промежутки времени (около 10^{-11} с) после включения сильного электрического поля может в несколько раз превысить стационарное значение. Этот эффект «всплеска» дрейфовой скорости электронов значительно увеличивает $f_{гр}$ ПТ с коротким затвором.

Величина «всплеска» скорости и его длительность зависят от параметров материала, определяющих характерные времена внутри- и междолинного рассеяния электронов, и от приложенного электрического поля. Подбирая последнее, можно минимизировать время пролета электроном канала заданной длины L и найти соответствующее этому L максимальное значение f_T . Расчеты показывают, что при практически достижимых размерах $L \approx 0,15 - 0,2$ мкм величины f_T значительно превышают 100 ГГц. Поскольку точные значения параметров рассеяния для фосфида индия и арсенида галлия пока неизвестны, эти цифры следует рассматривать как ориентировочные.

Дальнейшие перспективы связаны с применением для ПТ новых полупроводниковых материалов, в первую очередь твердых растворов соединений A^3B^5 . В частности, соединение $Ga_{0,47}In_{0,53}As$ примерно в 1,5 раза превосходит GaAs по подвижности и максимальной дрейфовой скорости электронов. По оценкам ПТ из этого материала с $L = 0,2$ мкм должен иметь коэффициент шума менее 10 дБ на частотах до 75 – 80 ГГц.

Диоды Ганна. Недавние исследования [19] показывают, что их предельную частоту можно повысить, подбирая амплитуду высокочастотного электрического поля, его гармонический состав, длину диода и распределение примеси в нем. Оптимизация указанных параметров позволит, вероятно, реализовать диоды Ганна из арсенида галлия и фосфида индия во всем миллиметровом диапазоне волн.

Лавинно-пролетные диоды. Высокочастотный предел ЛПД определяется не столько инерционностью процесса ударной ионизации, характерное время которого составляет около 10^{-15} с, сколько другими факторами – диффузионным расплыванием электронных сгустков в пролетном пространстве и ростом напряженности электрического поля в слое умножения, приводящим к ослаблению полевой зависимости («насыщению») скорости ударной ионизации и к смене лавинного пробоя туннельным. Диффузионный предел определяется частотой

$$2\pi f_D \approx \frac{v^2}{8D}, \quad (15.3)$$

где D – коэффициент диффузии электронов в сильных полях.

А переход к туннельному пробоя соответствует частотам выше

$$2\pi f_T > vW_g^{3/2} / E_t, \quad (15.4)$$

где W_g – ширина запрещенной зоны, E_t – характерное поле туннельного пробоя.

Таким образом, для ЛПД предельные частоты также определяется параметрами полупроводникового материала. Они растут с увеличением ширины запрещенной зоны и скорости дрейфа электронов и с уменьшением их коэффициента диффузии. Согласно оценкам, для арсенида галлия эти частоты лежат в области 80 – 100 ГГц, для кремния – существенно выше – 200 – 250 ГГц. Те же параметры плюс максимальная допустимая температура и теплопроводность ограничивают на высоких частотах энергетические возможности как ЛПД, так и других мощных приборов (таких как *p-i-n*-диоды, варакторы и т. п.).

Для всех этих приборов дальнейшие перспективы связаны с освоением новых материалов, в первую очередь широкозонных и высокотемпературных материалов таких, как карбид кремния, алмаз, нитриды галлия и алюминия.

Для повышения частотного предела ЛПД решающее значение имеет то обстоятельство, что с переходом к широкозонным материалам резко уменьшается длина свободного пробега ионизирующих носителей тока: от 60 – 100 Å для арсенида галлия до 5 – 10 Å для алмаза. Это обеспечивает сохранение резкой зависимости скорости ударной ионизации от электрического поля в очень тонких (менее 0,1 мкм) слоях полупроводника, необходимой для формирования узких электронных пакетов, и, следовательно, сохранение эффективности лавинно-пролетного механизма вплоть до частот 500 – 700 ГГц.

Гетероструктуры. Новые возможности повышения рабочих частот и улучшения характеристик полупроводниковых СВЧ-приборов открывает другое материаловедческое направление – создание многослойных периодических гетероструктур из полупроводниковых и диэлектрических материалов. Эти структуры можно разбить на две группы: микроструктуры, так называемые «сверхрешетки», из материалов, различающихся шириной запрещенной зоны, с большим (более 100) числом слоев, толщины которых меньше длины свободного пробега электронов ℓ (т.е. менее 100 Å), и макроструктуры, состоящие из материалов, различающихся значениями электропроводности, диэлектрической проницаемости или дрейфовой скорости электронов с небольшим (10–20) числом слоев, толщина которых существенно больше длины свободного пробега электронов. В сверхрешетках, вследствие брэгговского отражения электронных волн от границ слоев в направлении, нормальном к этим границам, должна наблюдаться ОДП с частотным пределом, определяемым штарковской частотой

$$f_T \approx eEd / h, \quad (15.5)$$

где e – заряд электрона, d – толщина слоя, h – постоянная Планка.

При типичных значениях электрического поля $E = 10^4$ В/см и толщины слоя $d = 10^{-6}$ см частота $f_T \approx 2000$ ГГц. Принципиальная трудность реализации такой ОДП связана с необходимостью выполнения условия $\ell \gg d$. По этой

причине ОДП в сверхрешетках удалось наблюдать пока только при гелиевых температурах.

Недавно был предложен другой интересный вариант сверхрешетки. Если в сверхрешетке слои широкозонного материала легировать сильно, а узкозонного слабо, то свободные носители заряда, «скатываясь» в потенциальные ямы, будут накапливаться в слабо легированных слоях. В последних формируется двумерный газ носителей заряда, которые при высокой концентрации (около 10^{17} см^{-3}) сохраняют в направлении, параллельном границам слоев, высокую подвижность, соответствующую чистому материалу. Подобные структуры могут использоваться для улучшения параметров s (анизотропной) электропроводностью, превышающей максимальную электропроводность обоих полупроводников, и т. п.

Из различных вариантов макрорешеток упомянем два. Один из них – это периодические структуры из чередующихся слоев полупроводника и диэлектрика толщиной от единицы до сотен микрон каждый. В направлении, нормальном к границам слоев. Такая структура обладает свойствами нелинейной объемной реактивности и может использоваться для преобразования частоты во всем диапазоне СВЧ, включая его коротковолновую часть.

Другой вариант макрорешеток составляется из чередующихся слоев полупроводника, отличающихся значением диэлектрической проницаемости или дрейфовой скорости электронов. Использование этих структур в СВЧ-приборах позволит ослабить ограничения, накладываемые на размеры активных областей требованием малости углов пролета электронов. Например, в ЛПД миллиметрового диапазона можно существенно (в 10 и более раз) увеличить объем пролетного пространства, а следовательно, и мощность ЛПД.

Таким образом, перспективы освоения полупроводниковыми приборами миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов связаны, прежде всего, с расширением круга используемых полупроводниковых материалов и созданием разнообразных гетероструктур.

Контрольные вопросы

1. Каким образом можно в качестве сумматора мощностей генераторов использовать двойной волноводный тройник?
2. Какие элементы должны содержать цепочная схема сложения мощностей в квазиоптическом лучевом?
3. Какие особенности конструкции сумматора мощностей твердотельных генераторов на объемном резонаторе?
4. Какие особенности конструкции сумматора мощностей с дискообразными резонаторами?
5. Как оценивается граничная частота усиления ПТ?
6. Как определяется высокочастотный предел ЛПД?
7. Какие способы повышения рабочих частот за счет создания многослойных периодических гетероструктур?

Задачи

1. Диод Ганна используется в коаксиальном генераторе для создания СВЧ-излучения на частоте 9,7 ГГц. Интервал между токовыми импульсами 0,1 нс и скорость домена 105 м/с. Рассчитайте длительность токовых импульсов.

ОТВЕТ: 3 пс.

2. Произведение радиочастотной выходной мощности на сопротивление нагрузки и на квадрат максимальной частоты генерации является постоянной величиной для любого устройства с переносом электронов. Рассчитайте выходную мощность для ганновского генератора, который работает на максимальной частоте 70,7 ГГц при нагрузке 300 Ом, если другое такое же устройство выдает 50 мВт непрерывной мощности на максимальной частоте 10 ГГц при такой же нагрузке.

ОТВЕТ: 1 мВт.

3. Однопролетный кремниевый ЛПД работает при постоянном напряжении питания 70 В. Максимальное электрическое поле внутри устройства, необходимое для лавинного пробоя, составляет $2,7 \cdot 10^3$ В/м, и в конце пролетной области электрическое поле уменьшается до величины вдвое меньшей, чем поле насыщения.

Рассчитайте:

- а) длину пролетной области;
- б) собственную частоту генерации устройства.

Предполагается линейная зависимость изменения электрического поля от расстояния вдоль пролетной области. Принять, что минимальное электрическое поле, необходимое для "насыщения", равняется $1,43 \cdot 10^2$ В/м, дрейфовая скорость 10^5 м/с.

ОТВЕТ: 2,9 мкм; 17,24 ГГц.

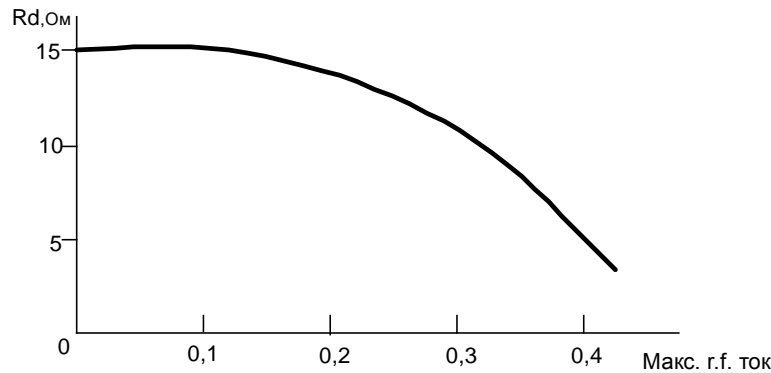
4. Произведение радиочастотной мощности на реактивное сопротивление устройства и на квадрат рабочей частоты является величиной постоянной для любого ЛПД. Два устройства, один – ЛПД, а другой – диод Ганна, предназначены для работы на частоте 10 ГГц и имеют следующие параметры:

	Емкость диода (пФ) или сопротивление (Ом)	Произведение мощность-частота-реактанс (постоянное), Вт·Ом·с ⁻²
ЛПД	0,1 пФ	$2,4 \cdot 10^{23}$
Диод Ганна	5 Ом	$5,0 \cdot 10^{20}$

Рассчитайте максимальную радиочастотную мощность каждого диода.

ОТВЕТ: ЛПД – 15,1 Вт, диод Ганна – 1 Вт.

5. ЛПД имеет зависимость отрицательного сопротивления от максимального радиочастотного тока, представленную на рисунке:



ЛПД можно представить в виде эквивалентной схемы, содержащей отрицательное сопротивление, подключенное последовательно к емкости диода 0,2 пФ. Внешнюю нагрузку можно представить в виде последовательного соединения сопротивления и индуктивности. Если на выходе надо получить 0,15 Вт СВЧ-мощности, рассчитайте, какие должны быть:

- отрицательное сопротивление диода в соответствующей рабочей точке;
- значение индуктивности, чтобы настроить диод на частоту 12 ГГц;
- КПД генератора (если $U_{\text{смещения}} = 70 \text{ В}$, $I_{\text{смещения}} = 0,2 \text{ А}$).

Кратко объясните проблему, связанную с величиной сопротивления диода, и укажите, как ее можно преодолеть в реальных структурах резонаторов.

ОТВЕТ: 13 Ом; 0,88 нГн; 1,07 %.

6. Твердотельный СВЧ-усилитель запитывается от шины постоянного напряжения 10 В. Для достижения на выходе 1 Вт переменной мощности усилитель потребляет 1 А постоянного тока от источника питания и получает мощность 0,2 Вт от внешнего источника переменного напряжения. Рассчитайте общий КПД усилителя с учетом мощности внешнего источника и без ее учета. Прокомментируйте разницу.

ОТВЕТ: 9,8 %; 10 %.

7. Необходимо получить приблизительно одну и ту же выходную мощность (2 Вт) от двух кремниевых ЛПД, которые имеют абсолютно идентичные структуры, но разные значения емкости. Один диод работает на частоте 22 ГГц, другой – на 30 ГГц. Рассчитайте:

- емкость каждого диода;
- эффективные с точки зрения регулировки значения индуктивности каждого из двух резонаторов, в которых должны работать эти ЛПД. Как можно эту индуктивность реализовать на практике?

ОТВЕТ: а) – 0,029 пФ и 0,0395 пФ, б) 1,8 нГн и 0,71 нГн.

16. Усилители СВЧ

16.1. Основные параметры усилителей

Основное функциональное назначение *усилителя* (англ. – *amplifier*) – увеличение уровня (размаха колебаний, амплитуды или средней мощности) входного сигнала без искажений его формы, спектрального состава или ухудшения отношения сигнал/шум. Интеграция проектных параметров устройства и характеристик сигналов определяет типы используемых активных элементов – полупроводниковых различных модификаций или электровакуумных приборов. Выбор типа активного элемента зависит от области применения, вида усиливаемых сигналов, рабочей полосы частот, требуемой мощности. Потому большое значение имеет корректное определение технических параметров и классификация усилителей сигналов.

С точки зрения теории СВЧ цепей усилитель представляет собой четырехполюсник. Однако, при применении усилителей, их испытаниях и выдачи технических заданий на проектирование используется не непосредственно матрица рассеяния, которая характеризует усилитель как четырехполюсник СВЧ, а другие параметры, более удобные для практического использования. Эти параметры выражаются действительными числами, они могут быть вычислены на основании комплексных параметров матрицы рассеяния. Рассмотрим наиболее важные из них.

Под *коэффициентом усиления по мощности* (англ. – *gain*) k_P понимается число, показывающее, во сколько раз выходная мощность $P_{\text{вых}}$ больше мощности $P_{\text{вх}}$, поступающей на вход усилителя.

$$k_P = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = |\dot{s}_{21}|^2. \quad (16.1)$$

Для удобства расчетов и измерений коэффициент усиления выражают в децибелах, то есть

$$K_P = 10 \lg(P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}}) = 20 \lg |\dot{s}_{21}|.$$

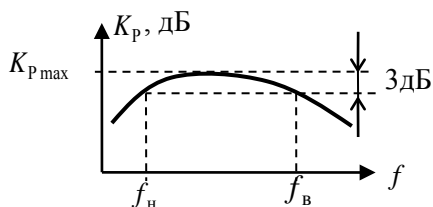


Рис.16.1. Типичная частотная зависимость коэффициента усиления

Под *рабочим диапазоном (полосой) частот* усилителя (англ. – *bandwidth*) понимается диапазон, в котором он обеспечивает параметры не хуже величин, гарантированных производителем. Рабочий диапазон по умолчанию определяется по уровню «минус» 3 дБ от максимального значения коэффициента усиления $K_{P\text{max}}$, что соответствует снижению k_P в 2 раза (рис.16.1).

Рабочий диапазон частот задается двумя граничными частотами: нижней f_H и верхней f_B . Величина полосы частот вычисляется или в абсолютных единицах

$$\Delta f = f_B - f_H, \quad (16.2)$$

или относительно средней частоты диапазона

$$\delta f = 2 \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H} \cdot 100, [\%]. \quad (16.3)$$

По критерию относительной полосы частот различают *узкополосные* усилители, для которых *коэффициент перекрытия по частоте* $k_f = f_B / f_H \ll 1$; *октавные* $k_f \approx 2$ и *многооктавные (сверхширокополосные)* с $k_f > 2$. Для ряда моделей усилителей как минимальная указывается нулевая частота, в этом случае k_f теряет смысл и необходимо учитывать частотные свойства схем блокирования и подключения питания.

Коэффициент усиления не является постоянной величиной, он зависит от входной мощности, частоты сигнала, электрического режима и некоторых других факторов. Для характеристики изменения усиления в рабочем диапазоне частот используется понятие *перепад коэффициента усиления (неравномерность усиления)*. Он показывает, на сколько максимальное усиление $K_{P \max}$ отличается от минимального $K_{P \min}$ в заданном диапазоне частот и выражается в децибелах:

$$\Delta K_P = K_{P \max} - K_{P \min}. \quad (16.4)$$

Часто перепад коэффициента усиления представляют относительно среднего значения коэффициента усиления, тогда он имеет два знака. Например, коэффициент усиления характеризуют таким образом $K_P = (23 \pm 1,5)$ дБ.

При усилении полосового сигнала возможны линейные искажения, которые обусловлены неравномерностью усиления и отклонением от линейного закона частотной зависимости фазового набега в усилителе $\varphi(f)$ ($\varphi = \varphi_{\text{вых}} - \varphi_{\text{вх}}$). Количественной характеристикой отклонения от линейного закона $\varphi(f)$ служит значение неравномерности *групповой задержки* $\tau_{\text{гр}} = -d\varphi / d\omega$ (англ. – *group delay*) в рабочем диапазоне частот, которая выражается в секундах.

Согласование усилителя с СВЧ-трактом численно характеризуется с помощью коэффициента отражения по входу $|\dot{s}_{11}|$ и по выходу $|\dot{s}_{22}|$. Но наиболее часто для характеристики согласования используется *коэффициент стоячей волны напряжения на входе и на выходе*:

$$k_{\text{СТУ ВХ}} = \frac{1 + |\dot{s}_{11}|}{1 - |\dot{s}_{11}|}; \quad k_{\text{СТУ ВЫХ}} = \frac{1 + |\dot{s}_{22}|}{1 - |\dot{s}_{22}|}. \quad (16.5)$$

Под *выходной мощностью* усилителя понимают мощность (непрерывную или импульсную), которая выделяется на согласованной нагрузке при усилении сигнала в рабочей полосе частот. Характер зависимости выходной мощности от

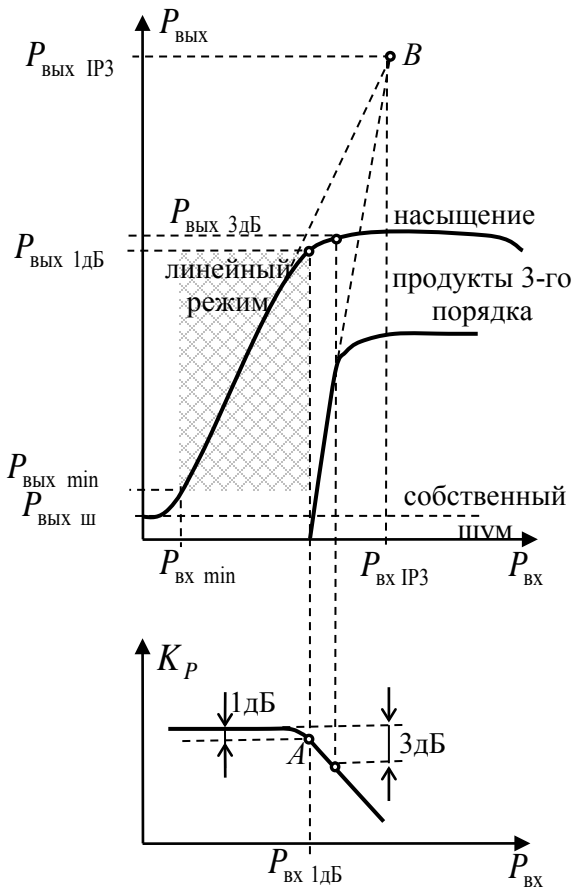


Рис.16.2. Зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности

в технической литературе чаще приводится максимальная выходная мощность $P_{\text{вых } 1\text{дБ}}$, которая соответствует уменьшению коэффициента усиления на 1 дБ. Тогда $P_{\text{вх } 1\text{дБ}} = P_{\text{вых } 1\text{дБ}} / K_p$.

Под *чувствительностью* (англ. – *sensitivity*) усилителя $P_{\text{вх min}}$ понимают величину входной мощности, при которой обеспечивается ее превышение над мощностью собственных шумов, приведенных ко входу, в несколько раз (например, в два раза, то есть на 3 дБ).

Динамическим диапазоном (англ. – *dynamic range*) входного сигнала D линейного усилителя по умолчанию считается выраженное в децибелах отношение

$$D = 10 \lg(P_{\text{вх } 1\text{дБ}} / P_{\text{вх min}}). \quad (16.6)$$

При увеличении мощности входного сигнала начинают проявляться нелинейные свойства усилителя. Это приводит, в частности, к возникновению *интермодуляционных искажений* (англ. – *intermodulation distortions*) – появления в частотном спектре многотонального сигнала комбинационных составляющих с частотами, которые равны сумме или разности основных и гармонических частот входных сигналов. Для узкополосного или октавного усилителя ин-

мощности входного сигнала называется *амплитудной характеристикой*. Типовые зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности приведены на рис.16.2.

Часто выходную мощность $P_{\text{вх } 3\text{дБ}}$ определяют по уменьшению коэффициента усиления на 3 дБ относительно усиления малого сигнала (рис.16.2).

Важным параметром усилителя является *максимальная входная мощность* в линейном режиме, она характеризует *верхнюю границу линейности амплитудной характеристики* (верхняя граница динамического диапазона).

Поскольку измерить с высокой точностью конец линейного участка очень сложно, то принято считать верхней границей линейности амплитудной характеристики максимальную входную мощность $P_{\text{вх } 1\text{дБ}}$, при которой коэффициент усиления изменяется не более чем на 1 дБ относительно усиления в линейном режиме (рис.16.2, точка А). В

термодуляционные искажения оценивают при подаче на вход двух гармонических колебаний одинакового уровня с близкими частотами f_1 и f_2 . Спектр мощности выходного сигнала содержит при этом следующие составляющие:

- основные на частотах f_1 и f_2 ;
- компоненты удвоенных частот $2f_1$ и $2f_2$;
- комбинационные компоненты второго порядка с частотами $|f_1 \pm f_2|$;
- интермодуляционные продукты третьего порядка с частотами $|2f_1 \pm f_2|$ и $|f_1 \pm 2f_2|$;
- интермодуляционные продукты более высоких порядков.

Уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка, частоты которых лежат в рабочем диапазоне ($|2f_1 - f_2|$, $|f_1 - 2f_2|$), оценивают значением такой входной мощности $P_{\text{вх IP3}}$ (IP3 – *Intercept Point 3rd order*), при которой суммарная мощность была бы равна мощности основных компонент в отсутствие явления насыщения (на рис.16.2 точка B – пересечение пунктирных прямых). Вместо характерного уровня входной мощности $P_{\text{вх IP3}}$ обычно указывают соответствующее значение выходной мощности $P_{\text{вых IP3}} = k_p P_{\text{вх IP3}}$.

Указанные выше мощностные параметры выражают, как правило, в децибел-милливаттах. *Децибел-милливатт* (дБм) – это логарифмическая мера мощности по отношению к 1 мВт, то есть $P_{\text{дБм}} = 10 \lg(P / 1 \text{ мВт})$.

Для многооктавных усилителей применяется более сложная методика оценки уровня интермодуляционных компонент, которая предусматривает подачу на вход трех или четырех гармонических колебаний.

Напряжение питания E_0 и ток, который отбирается от источника I_0 , характеризуют энергопотребление усилителя. Для оценки экономичности усилителей используется значение *коэффициента полезного действия* – КПД (англ. – *Power Added Efficiency, PAE*):

$$\eta = P_{\text{вых 1дБ}} / P_0, \quad (16.7)$$

где $P_0 = E_0 I_0$ – мощность, которая потребляется от источника питания.

При прохождении сигнала через усилитель к нему добавляются собственные шумы усилителя и, соответственно, отношение мощности сигнала P_c к мощности шума $P_{\text{ш}}$ на выходе меньше, чем на входе. Шумовые свойства усилителя наиболее часто характеризуют коэффициентом шума. Коэффициент шума (англ. – *Noise Figure, NF*) для указанной частоты определяется как отношение сигнал/шум на входе, отнесенное к такому же соотношению на выходе

$$k_{\text{ш}} = \frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вых}}}, \quad \text{или в децибелах} \quad K_{\text{ш}} = 10 \lg \left[\frac{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вх}}}{(P_c / P_{\text{ш}})_{\text{вых}}} \right] \quad (16.8)$$

при условии, что шум на входе и внутренний шум является белым.

Коэффициент шума выражают в относительных единицах или в децибелах. Если четырехполосник не шумит, то $k_{ш} = 1$ ($K_{ш} = 0$ дБ).

Разделим числитель и знаменатель выражения (16.8) на мощность сигнала на входе $P_{с\text{ вх}}$, тогда получим

$$k_{ш} = \frac{P_{ш\text{ вых}}}{P_{ш\text{ вх}} k_P}, \quad (16.9)$$

где учтено, что $k_P = P_{с\text{ вых}} / P_{с\text{ вх}}$.

Если усилитель идеальный, то $P_{ш\text{ вых}} = P_{ш\text{ вх}} k_P$, а $k_{ш} = 1$. Другими словами, коэффициент шума характеризует степень возрастания шума на выходе за счет внутренних шумов усилителя.

Шум на выходе усилителя $P_{ш\text{ вых}}$ содержит две составляющие. Первая составляющая – это усиленная мощность шума источника $kT_0 \Delta f k_P$, а вторая – собственный шум усилителя $P_{ш\text{ ус.}}$. Потому выражение (16.9) можно переписать следующим образом (считая, что причиной шума на входе является тепловой шум источника при нормальной температуре T_0):

$$k_{ш} = \frac{P_{ш\text{ вых}}}{P_{ш\text{ вх}} k_P} = \frac{kT_0 \Delta f k_P + P_{ш\text{ ус.}}}{kT_0 \Delta f k_P}, \quad (16.11)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $T_0 = 293$ К – нормальная температура; Δf – полоса частот.

Выражение (16.11) лежит в основе официального определения коэффициента шума, принятого международным Институтом инженеров по электротехнике и электронике (*Institute of Electrical and Electronics Engineers – IEEE*).

Практически коэффициент шума усилителя в диапазоне частот не остается постоянным: он минимален в рабочей полосе частот и увеличивается за ее пределами.

Часто удобнее шумовые свойства усилителей характеризовать шумовой температурой. Исходя из того, что слагаемое $P_{ш\text{ ус.}}$ в (16.11) можно трактовать как результат повышения температуры источника шума на величину $T_{ш}$ –

$$P_{ш\text{ ус.}} = kT_{ш} \Delta f k_P, \quad (16.12)$$

выражение для коэффициента шума может быть представлено в виде

$$k_{ш} = \frac{k(T_0 + T_{ш}) \Delta f k_P}{kT_0 \Delta f k_P} = 1 + \frac{T_{ш}}{T_0}. \quad (16.13)$$

Таким образом, *шумовой температурой* $T_{ш}$ называется температура (в Кельвинах), на которую нужно дополнительно подогреть согласованное сопро-

тивление на входе идеального усилителя, чтобы на его выходе мощность шумов была такой же, как у реального усилителя с согласованным входным сопротивлением при нормальной температуре T_0 .

При известном $k_{ш}$ шумовую температуру можно вычислить следующим образом:

$$T_{ш} = (k_{ш} - 1)T_0. \quad (16.14)$$

Для каскадного усилителя шум, поступающий на вход вместе с сигналом, усиливается всеми каскадами. Шум, вносимый отдельным каскадом, усиливается последующими каскадами. Суммируя все мощности шумов и приводя их к мощности шума реального усилителя, получим формулу для оценки коэффициента шума каскадного усилителя (*формула Фриисса*)

$$k_{ш} = k_{ш1} + \frac{k_{ш2} - 1}{k_{P1}} + \frac{k_{ш3} - 1}{k_{P1}k_{P2}} + \frac{k_{шN} - 1}{k_{P1} \cdot \dots \cdot k_{PN-1}}. \quad (16.15)$$

Величину $(k_{ш2} - 1)/k_{P1}$ в этом уравнении называют *эффектом второго каскада*. Если усиление первого каскада велико, то эффект второго каскада будет незначительным. Потому приемник с высокой чувствительностью практически всегда начинается с усилительного каскада с большим коэффициентом усиления.

Выражение (16.15) можно переписать для шумовых температур

$$T_{ш} = T_{ш1} + \frac{T_{ш2}}{k_{P1}} + \frac{T_{ш3}}{k_{P1}k_{P2}} + \frac{T_{шN}}{k_{P1} \cdot \dots \cdot k_{PN-1}}, \quad (16.16)$$

где $T_{ш1}, \dots, T_{шN}$ – шумовые температуры каскадов.

Следует помнить, что коэффициент шума выражает шумовые свойства относительно входного источника шума, то есть он не является абсолютной мерой шума. Таким образом, для сравнения устройств по шумам необходимо иметь эталон. Поскольку при согласовании $P_{ш\text{ вх}} = kT_0\Delta f$, то по рекомендации *IEEE* принято определять коэффициент шума для источника при эталонной температуре $T_0 = 290$ К (а не 293 К), при этом $kT_0 = 4,0003 \cdot 10^{-21}$ Вт/Гц (-174 дБм/Гц). При других температурах используется эксплуатационный (реальный) коэффициент шума.

В зависимости от области применения усилителя, другими важными параметрами усилителя являются сопротивления входной и выходной цепей, коэффициент обратного прохождения, время готовности, коэффициент «самозащиты», время восстановления после действия мощных импульсов, зависимость параметров от режима работы (напряжения питания, температуры, вибрации, радиации и др.), массогабаритные, возможность каскадирования и др.

16.2. Классификация усилителей СВЧ

Разнообразие интеграции параметров и требований к усилителям СВЧ существенно затрудняет их классификацию. Обыкновенно сопоставление усилителей выполняют по фундаментальным параметрам, назначению, конструктивному исполнению, типу активных элементов (рис.16.3).

Фундаментальные параметры, к которым относят коэффициент усиления, полосу частот, шумовые свойства, мощность в нагрузке и уровень нелинейных искажений, определяют основные свойства усилителей.

К *малошумящим усилителям* (МШУ) обычно относят усилители с коэффициентом шума меньше 4 – 5 дБ, который в значительной мере зависит от верхней граничной частоты, входной мощности и температуры внешней среды. Для современных транзисторных МШУ с шириной диапазона рабочих частот 10 – 20 % , выпускаемых серийно, лучшие результаты по коэффициенту шума составляют 0,3 дБ на частотах порядка 1 ГГц и до 4 – 5 дБ – на 40 ГГц. Следует отметить, что лучшие экспериментальные макеты усилителей, реализованные в лабораторных условиях, имеют значительно меньший коэффициент шума.

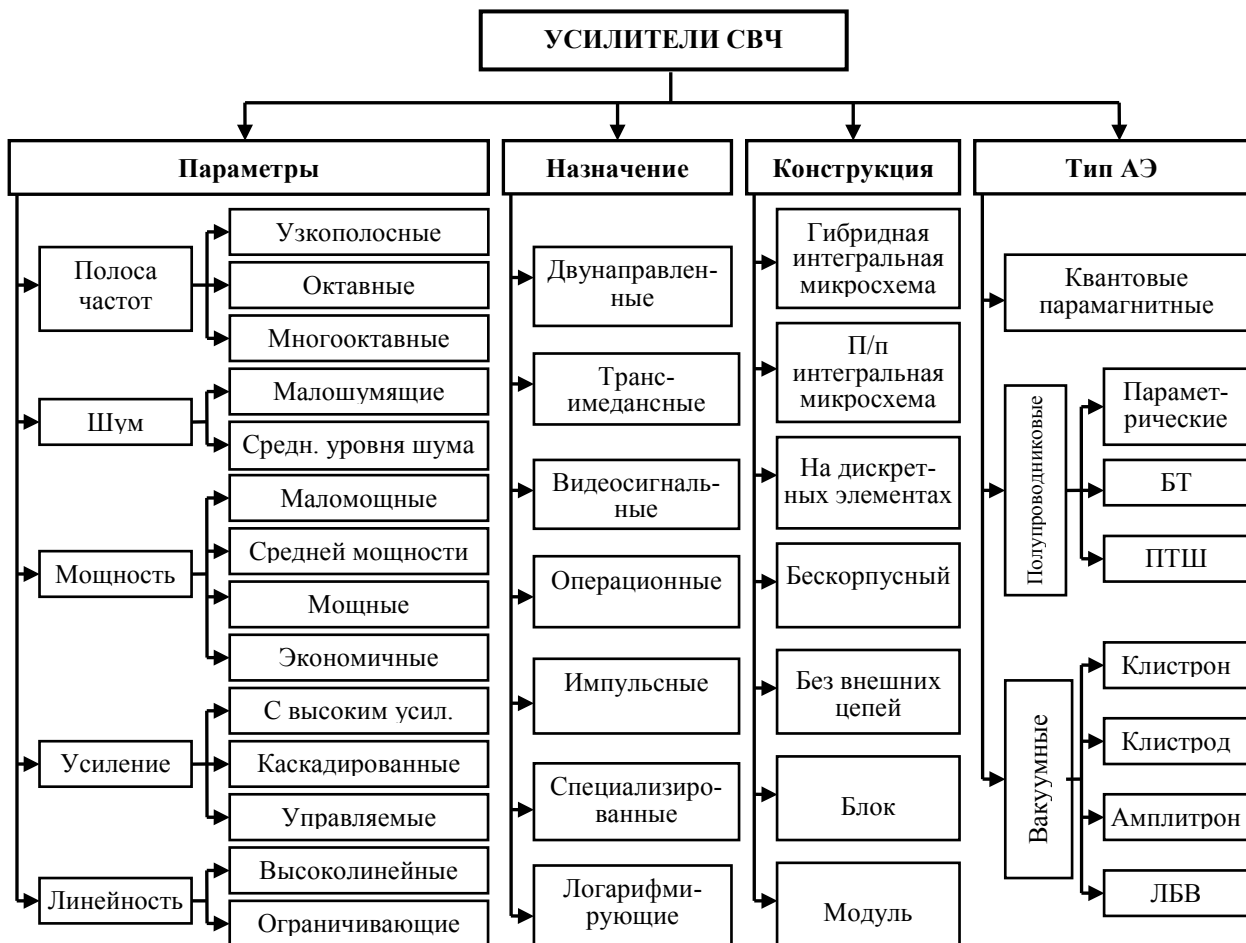


Рис.16.3. Классификация усилителей СВЧ

К *усилителям средней мощности* относят усилители с выходной мощностью от 50 мВт до 10 Вт. *Экономичные* усилители отличаются достаточно большим КПД. В случае *высокого усиления* усилитель может быть реализован-

ным в одном модуле, а *каскадированные* усилители имеют одинаковый входной и выходной импедансы и могут включаться последовательно. В *управляемых* усилителях коэффициент усиления изменяется внешним аналоговым или цифровым сигналом. *Высоколинейные* усилители отличаются широким динамическим диапазоном, *ограничивающие* работают в режиме насыщения, например для уменьшения влияния изменения мощности входного сигнала.

По назначению различают такие усилители:

- *двунаправленные*, в которых сигнал усиливается в обоих направлениях распространения;
- *трансимпедансные* – это преобразователи тока в напряжение, предназначены для согласования фотодетектора волоконно-оптической линии передачи с СВЧ-выходом;
- *специализированные* – выпускаются для радиосистем конкретного стандарта (GPS, IEEE 802.11, Wi-Fi, WLAN, WiMAX и др.);
- *операционные* – предназначены для обработки сигналов произвольной формы в диапазоне частот от постоянного тока до единиц гигагерц;
- *логарифмирующие* – применяются в трактах промежуточной частоты для компрессии динамического диапазона входного сигнала или для организации автоматического регулирования уровня выходной мощности;

Критерий *конструктивного* исполнения характеризует массогабаритные показатели и показатели соединений:

- *гибридная интегральная микросхема* (ГИС) – выполняется с навесными корпусными или бескорпусными активными элементами;
- *полупроводниковая интегральная микросхема* – уступает гибридным по шумовым показателям и повторяемостью параметров;
- *на дискретных элементах*;
- *бескорпусное* исполнение – предназначено для поверхностного монтажа или соединения с микрополосковой линией;
- *без внешних цепей* – предполагает необходимость применения блокирующих компонент и цепей подачи питания;
- *блочная* конструкция – предполагает наличие корпуса с разъемами для подсоединения к СВЧ-тракту и подачи напряжения питания;
- *модульная* конструкция – функционально завершённый узел радиоэлектронной аппаратуры, например, приемный модуль выполняет функции усиления, преобразования частоты, фильтрации и обработки сигналов; модули реализуются в основном по гибридно-интегральной технологии, то есть они содержат несколько кристаллов, размещенных на общей диэлектрической подложке и соединенных между собой с помощью отрезков микрополосковых линий.

Тип активного элемента (АЭ) определяет параметры источника питания и условия применения усилителя.

Квантовые парамагнитные усилители (КПУ) образуют отдельную группу. В них регенеративное усиление обеспечивается за счет преобразования

внутренней энергии возбужденных частиц вещества (например, кристалла рубина) в электромагнитную энергию сигнала. Для возбуждения частиц применяется генератор накачки. Для снижения уровня шума используется криогенная техника. Шумовая температура может быть достигнута около 4 – 6 К. КПУ обеспечивают наивысшую чувствительность приемника диапазона СВЧ, которая может быть достигнута в настоящее время. Они применяются преимущественно в радиоастрономии и в системах дальней радиолокации.

Усиление сигнала в *полупроводниковом параметрическом усилителе* (ППУ) базируется на преобразовании энергии высокочастотных колебаний генератора накачки в энергию входного сигнала с помощью нелинейной емкости перехода параметрического диода. ППУ обеспечивают наименьшую шумовую температуру в приемниках без специальных охлаждающих устройств, а при охлаждении несколько уступают КПУ (шумовая температура 7 – 8 К при охлаждении жидким гелием, который имеет температуру кипения 4,2 К). Но такие ППУ намного конструктивно проще и более экономичны, чем КПУ, поскольку для них не требуется источник сильного магнитного поля. В радиоприемных устройствах систем радиосвязи и телевидения ППУ вытесняются более простыми и надежными транзисторными малошумящими усилителями, которые почти не уступают им по шумовым параметрам.

Транзисторные усилители отличаются высокой чувствительностью, низким энергопотреблением, малыми габаритами и массой, высокой надежностью и стойкостью к механическому воздействию, сравнительно невысокой стоимостью. Активные элементы усилителей – *биполярные транзисторы* (БТ) или *полевые транзисторы с затвором Шоттки* (MESFET – *metalized semiconductor field-effect transistor*) – удобно сопрягаются с полосковыми линиями передачи, резонансными устройствами и элементами интегральных схем. Кремниевые БТ применяются на частотах до 7 ГГц, наиболее широкое применение находят ПТШ на арсениде галлия.

Отметим основные преимущества ПТШ в сравнении с БТ. Благодаря более простой и усовершенствованной технологии изготовления ПТШ имеют меньший разброс электрических параметров. Ток в них течет не через *n-p*-переходы, а между омическими контактами в однородной среде канала. Благодаря этому ПТШ имеют более высокую линейность амплитудной характеристики, в них практически отсутствуют дробовые шумы. Подвижность электронов арсенида галлия (GaAs) в два раза выше, чем в кремнии (Si), а вместо емкостей эмиттерного и коллекторного переходов в ПТШ есть сравнительно малая емкость обратно смещенного затвора на барьере Шоттки. Вследствие этого ПТШ способны работать на более высоких частотах – реализованы усилители, которые работают на частотах до 200 ГГц. Внутренняя обратная связь через паразитные емкости в ПТШ незначительная, усилители работают устойчиво в широком диапазоне частот. Лучшие образцы ПТШ на арсениде галлия характеризуются минимальным коэффициентом шума 0,1 – 1 дБ на частотах 0,5 – 18 ГГц и 2 – 5 дБ на частотах миллиметрового диапазона.

Активно совершенствуются транзисторы на базе других полупроводниковых материалов, таких как SiGe, GaN, InGaP, AlGaAs/GaAs, а также биполярные транзисторы с гетеропереходом (HBT – от англ. *heterojunction bipolar transistor*), кремниевые полевые транзисторы с боковой диффузией (LDMOS – от англ. *laterally diffused metal oxide semiconductors*), транзисторы на гетероструктурах с высокой подвижностью электронов (HEMT – от англ. *high electron mobility transistor*), в том числе псевдоморфные (pHEMT – от англ. *pseudomorphic high electron mobility transistor*).

До сих пор находят широкое применение *вакуумные* усилители, особенно при повышенных требованиях к мощности, граничной частоте и линейности усиления широкополосных сигналов. Вакуумные приборы, в частности, отличаются высокой стойкостью к радиационному влиянию, что очень важно для ряда применений. Для вакуумных приборов характерным является высокое напряжение питания – порядка десятков киловольт, что затрудняет их применение в бортовой и спутниковой аппаратуре. Однако современные многолучевые конструкции способны обеспечивать высокую и сверхвысокую мощность при рабочих напряжениях, пониженных до единиц киловольт. Вакуумные усилительные приборы достаточно разнообразные. К ним относятся однолучевые и многолучевые *клизтроны*, способные возбуждать колебания нескольких лучей, выходная мощность которых суммируется; *клизроды*, которые представляют собой комбинацию клистрона и тетрода, они характеризуются повышенным КПД и линейностью усиления при высокой мощности; однолучевые и многолучевые *лампы бегущей волны* (ЛБВ) типа О; *амплитроны* – усилительные приборы со скрещенными электрическим и магнитным полями, они обеспечивают наибольший КПД (до 90%) и наивысшую мощность.

16.3. Однокаскадный транзисторный усилитель

На рис.16.4 приведена структурная схема усиления, она содержит собственно усилитель СВЧ, источник сигнала $E_{ис}$ с внутренним сопротивлением $Z_{ис}$, нагрузку $Z_{н}$ и блок питания. Источник сигнала и нагрузка подключены к усилителю с помощью отрезков линии передачи с волновым сопротивлением W , обычно $W = 50$ Ом. В режиме согласования $Z_{ис} = W$ и $Z_{н} = W$.

Упрощенная структурная схема однокаскадного транзисторного усилителя состоит из транзистора, согласующих цепей (СЦ), цепей питания (ЦП) и разделяющих элементов (РЭ).

СВЧ транзистор характеризуется S -параметрами – комплексными элементами матрицы рассеяния. Производители транзисторов сообщают S -параметры и шумовые параметры транзистора для дискретного ряда частот при оптимальных режимах по постоянному току. Транзистор способен обеспечить свои потенциальные характеристики только в случае, когда он правильно нагружен, то есть когда сопротивления входного и выходного СВЧ-трактов в плоскости транзистора имеют определенные значения. Согласующие цепи служат для

трансформации сопротивлений входного и выходного СВЧ-трактов к оптимальным значениям. Если в СЦ происходит поглощение энергии, то они называются *диссипативными*, в отсутствие потерь – *реактивными*, а если в них присутствуют активные элементы и имеет место внешняя подача энергии – *активными*. Поскольку для узкополосных усилителей наиболее важным является коэффициент шума, то СЦ таких усилителей должны иметь минимум активных потерь, потому они строятся на реактивных элементах, как правило, с распределенными параметрами. Обычно узкополосные согласующие цепи выполняются в виде Г-образных соединений или других комбинаций отрезков микрополосковых линий. Для этого широко применяются короткозамкнутые и разомкнутые шлейфы и четвертьволновые трансформаторы полных сопротивлений.

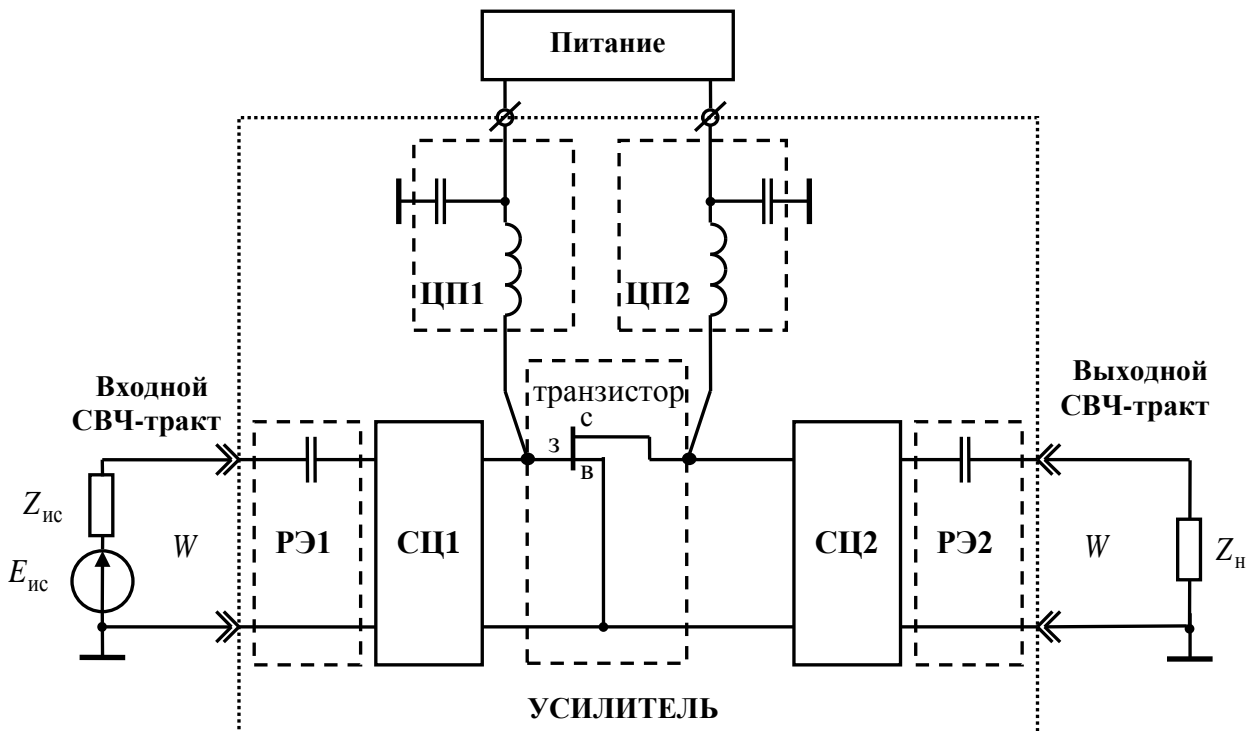


Рис.16.4. Структурная схема усилителя

Цепи питания должны вносить минимальные рассогласования и потери в СВЧ-трактах в рабочем диапазоне частот при возможности подачи через них постоянного напряжения на электроды транзистора. Простой ЦП является LC -цепь, подключенная к СВЧ-тракту.

Разделительные элементы должны обеспечивать минимальные рассогласования и потери в СВЧ-трактах в рабочем диапазоне частот и полную развязку по постоянному току цепей питания с входным и выходным СВЧ-трактами. Наипростейшим РЭ является последовательно включенный конденсатор.

При применении усилителя сопротивления нагрузки и источника сигнала могут отличаться от стандартного волнового сопротивления СВЧ-тракта, для которого разрабатывался усилитель. Потому необходимо анализировать устойчивость усилителя для всех возможных при эксплуатации сопротивлениях нагрузки и источника сигнала. Устойчивость транзистора определяется S -

параметрами транзистора и сопротивлениями, на которые он нагружен. На сравнительно низких частотах транзистор обладает явными невзаимными свойствами и усилитель работает устойчиво. В диапазоне СВЧ транзистор в значительной мере утрачивает невзаимные свойства из-за наличия паразитных обратных связей (как внешних, так и внутренних), потому что при некоторых $Z_{ис}$ и $Z_{н}$ в плоскости транзистора усилитель может возбуждаться.

Самовозбуждение возможно только тогда, когда активная часть входного и (или) выходного сопротивления транзистора становится отрицательной. Отрицательному активному сопротивлению соответствует коэффициент отражения, модуль которого больше единицы. Различают понятия безусловной и условной устойчивости усилителя. Усилитель считается *безусловно устойчивым* (абсолютно устойчивым) в заданном диапазоне частот, если он не возбуждается в этом диапазоне при подключении каких угодно комплексных сопротивлений $Z_{ис}$ и $Z_{н}$ с положительными активными составляющими. Если существуют значения сопротивлений $Z_{ис}$ и $Z_{н}$, при которых усилитель способен самовозбуждаться, он является *условно устойчивым* (потенциально устойчивым, потенциально неустойчивым).

Условия безусловной устойчивости в терминах S -параметров имеют следующий вид:

$$\begin{aligned} |\dot{s}_{12}\dot{s}_{21}| &< 1 - |\dot{s}_{11}|^2, \\ |\dot{s}_{12}\dot{s}_{21}| &< 1 - |\dot{s}_{22}|^2, \end{aligned} \quad (16.14)$$

$$|\dot{s}_{12}\dot{s}_{21}| < 1 + |\dot{s}_{11}\dot{s}_{22} - \dot{s}_{12}\dot{s}_{21}|^2 - |\dot{s}_{11}|^2 - |\dot{s}_{22}|^2.$$

Последнее неравенство принято записывать в виде $k_c > 1$, где параметр

$$k_c = \frac{1 + |\dot{s}_{11}\dot{s}_{22} - \dot{s}_{12}\dot{s}_{21}|^2 - |\dot{s}_{11}|^2 - |\dot{s}_{22}|^2}{2|\dot{s}_{12}\dot{s}_{21}|}$$

называется *коэффициентом устойчивости* (англ. – *stability factor*).

Условие $k_c > 1$ является необходимым, но недостаточным для безусловной устойчивости усилителя. Это значит, что возможно одновременное комплексно-сопряженное согласование на входе и выходе транзистора. При $k_c < 1$ транзистор можно согласовать только с одной стороны. Случай $k_c = 1$ является граничным, когда двустороннее согласование становится возможным.

Нарушение любого условия (16.14) указывает на то, что усилитель является условно устойчивым, то есть при определенных сопротивлениях источника и нагрузки он может самовозбуждаться. В случае условной устойчивости усилителя важно определить области допустимых сопротивлений на входе и выходе в плоскости транзистора, при которых транзистор будет работать устойчиво.

При разработке усилителей СВЧ желательно применять транзисторы, которые находятся в области безусловной устойчивости. Если транзистор не удовлетворяет условиям безусловной устойчивости, его переводят в эту область последовательным или параллельным включением стабилизирующего резистора в выходную цепь. Стабилизирующий резистор компенсирует отрицательную действительную часть выходного сопротивления во всем частотном диапазоне, благодаря чему эквивалентный активный элемент становится абсолютно устойчивым.

Соответствующим выбором параметров согласующих цепей СЦ1 и СЦ2 можно обеспечить разные режимы работы усилителя. Наиболее часто используются режимы экстремального усиления и минимального шума.

Режим экстремального усиления реализуется в случае, когда не ставится задача получения минимальных шумовых параметров (например, при проектировании оконечных каскадов или усилителей мощности). Тогда согласующие цепи СЦ1 и СЦ2 разрабатывают так, чтобы коэффициенты отражения на входе и выходе транзистора были равны нулю.

Коэффициент шума усилителя зависит от сопротивления источника сигнала, приведенного к электродам транзистора, и может быть минимизирован выбором этого сопротивления. Обеспечение возможно меньшего коэффициента шума называют *оптимальным рассогласованием по шумам*. При разработке малошумящих каскадов усиления входная СЦ1 строится таким образом, чтобы она трансформировала сопротивление источника сигнала к некоторому оптимальному значению, а выходная СЦ2 – также, как и в предыдущем случае, – для достижения минимального выходного коэффициента отражения. При этом в общем случае не достигается максимально возможное усиление.

В усилителях на биполярных транзисторах используется преимущественно схема включения с общим эмиттером, при котором обеспечивается безусловная устойчивость в широком диапазоне частот. В широкополосных усилителях применяется включение транзисторов по схеме с общим эмиттером и с общей базой. Усилители на ПТШ строятся по схеме с общим истоком.

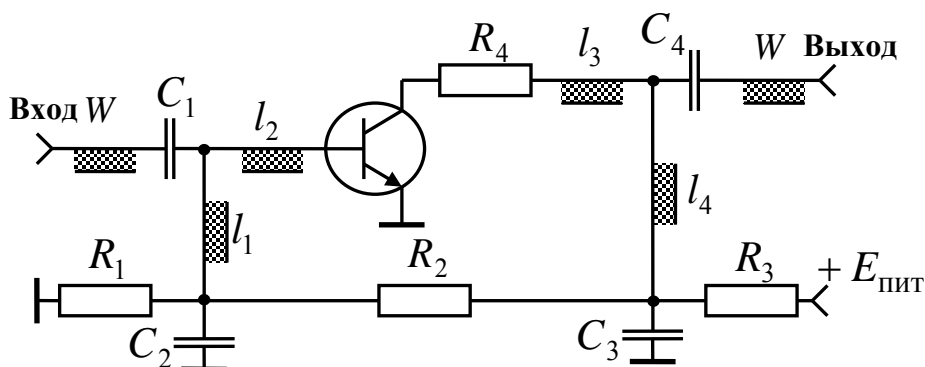


Рис.16.5. Однокаскадный МШУ

Для примера на рис.16.5 приведена принципиальная схема однокаскадного МШУ на биполярном транзисторе. Транзистор включен по схеме с общим эмиттером. Режим по постоянному току обеспечивается резисторами R_1 , R_2 , R_3 ,

конденсаторы C_2 и C_3 – блокирующие (обеспечивают короткое замыкание на СВЧ и разрыв цепи по постоянному току). Согласование транзистора и настройку его на заданный частотный диапазон осуществляется с помощью конденсаторов C_1 , C_4 и отрезков микрополосковых линий длиной l_1 , l_2 , l_3 и l_4 , приблизительно равных четверти длины волны на центральной частоте рабочего диапазона. Конденсаторы C_1 и C_4 также выполняют роль разделяющих (обеспечивают развязку по постоянному току цепи питания с входной и выходной линиями). На входе Г-образная СЦ1 образована отрезками микрополосковых линий длиной l_1 , l_2 , аналогично на выходе СЦ2 образована отрезками микрополосковых линий l_3 , l_4 . Короткозамкнутые на СВЧ (через C_2 и C_3) шлейфы l_1 и l_4 одновременно служат для подачи питания на электроды транзистора. СЦ1 и СЦ2 обеспечивают согласование микрополосковых линий стандартного волнового сопротивления W , которые подведены к транзистору, с входным и выходным сопротивлениями транзистора. R_4 – является стабилизирующим резистором для предотвращения самовозбуждения усилителя.

Коэффициент шума усилителя больше, чем минимальный коэффициент шума транзистора, на котором реализован усилитель. Это обусловлено невозможностью точной реализации в диапазоне частот оптимального сопротивления источника. Кроме того, потери в цепях, которые включены перед транзистором, также вносят вклад в увеличение коэффициента шума каскада. В усилителе с полосой усиления 10–50% коэффициент шума превышает обычно коэффициент шума транзистора не более, чем на несколько десятых децибела.

16.4. Принцип действия балансного усилителя

Противоречие между согласованием по мощности и рассогласованием по шумам, которое имеет место в схеме однокаскадного усилителя, преодолевается в балансном усилителе. Балансный усилитель (рис.16.6) состоит из двух квадратурных мостов и двух одинаковых активных элементов. К одному из плеч мостов подключены согласованные нагрузки.

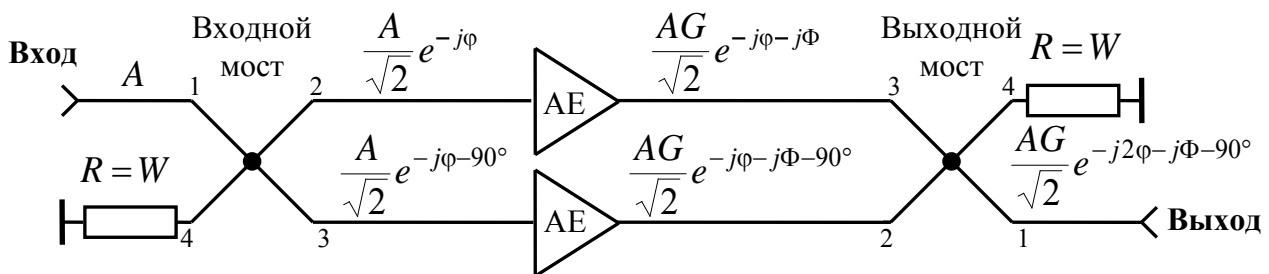


Рис.16.6. Балансный усилитель

Прохождение СВЧ сигнала через балансный усилитель показано на рис.16.6. Сигнал амплитудой A , который подается в плечо 1 входного моста, делится на две равные части по мощности в плечах 2 и 3. Причем, согласно свойствам квадратурного моста, если фаза сигнала, который поступает в плечо 2, равна $(-\varphi)$ относительно входного сигнала в плече 1, то фаза поступающего сигнала

в плечо 3 равна $(-\varphi - 90^\circ)$. С выходов входного моста сигналы поступают на усилительные элементы с одинаковыми коэффициентами передачи $Ge^{-j\Phi}$. Усиленные сигналы поступают в плечи 3 и 2 выходного моста. Поскольку мост симметричный, то при прохождении сигнала из плеча 3 в плечо 4 и из плеча 2 в плечо 1 фаза изменяется на $(-\varphi)$. А при прохождении из плеча 3 в плечо 1 и из плеча 2 в плечо 4 фаза изменяется на $(-\varphi - 90^\circ)$. В результате в плече 4 выходного моста колебания не возбуждаются, поскольку сигналы, которые поступили с плеч 2 и 3, находятся в противофазе. В плече 1 имеем усиленный сигнал с дополнительным сдвигом по фазе $(-2\varphi - \Phi - 90^\circ)$.

Реальные усилительные элементы не являются идеально согласованными с СВЧ-трактом по входу и выходу. Поэтому имеют место отраженные сигналы. Рассмотрим прохождение сигналов, отраженных от входов усилительных элементов. Эти равные по амплитуде сигналы делятся пополам и суммируются в плече 1 входного моста противофазно, а в плече 4 – синфазно. Аналогично сигналы, которые отражаются от выходов усилительных элементов, поглощаются в нагрузку плеча 4 выходного моста. Таким образом, при идеальных характеристиках мостов и одинаковых усилительных элементах балансный усилитель полностью согласован по входу и выходу. В реальных конструкциях применение балансной схемы позволяет значительно уменьшить коэффициент стоячей волны на входе и выходе усилителя.

Балансная схема по сравнению со схемой однокаскадного усилителя имеет следующие основные преимущества:

- в 2 раза увеличивается максимальная выходная мощность независимо от ограничения типом используемого АЭ или напряжением питания;
- низкий КСВ входа и выхода усилителя.

Недостатки балансной схемы:

- в 2 раза большее количество элементов схемы, что повышает массогабаритные показатели, большая трудоемкость изготовления и вероятность отказа;
- в два раза больше потребляемый ток.

Контрольные вопросы

20. Каково функциональное назначение усилителя?

21. Что показывает коэффициент усиления по мощности?

22. Каким образом определяется по умолчанию рабочий диапазон частот усилителя?

23. Какими параметрами количественно характеризуются линейные искажения усилителя?

24. Какими параметрами характеризуется согласование усилителя с СВЧ-трактом?

25. Что такое динамический диапазон усилителя?

26. Каким образом проявляются нелинейные искажения усилителя?

27. С помощью какого параметра оценивают уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка?
28. Как оценивают КПД усилителя СВЧ?
29. Что такое коэффициент шума усилителя?
30. Что характеризует шумовая температура усилителя?
31. Как оценивается коэффициент шума каскадного усилителя?
32. По каким основным признакам классифицируют усилители СВЧ?
33. Как классифицируют типы усилителей СВЧ по фундаментальным параметрам?
34. Как классифицируют типы усилителей СВЧ по назначению?
35. Как классифицируют типы усилителей СВЧ по конструктивному исполнению?
36. Как классифицируют типы усилителей СВЧ по типу АЭ?
37. Какие усилители называют малошумящими (МШУ)?
38. Какой тип усилителей СВЧ имеет наивысшую чувствительность?
39. В чем заключаются преимущества транзисторных усилителей СВЧ?
40. Какие основные типы вакуумных усилителей СВЧ находят широкое применение на практике?
41. Какие структурные элементы содержит схема однокаскадного транзисторного усилителя СВЧ, в чем их назначение?
42. Почему важным является анализ устойчивости усилителя СВЧ?
43. В чем отличие режимов экстремального усиления и рассогласования по шумам?
44. Как объяснить, что при идеальных характеристиках мостов и одинаковых характеристиках АЭ балансный усилитель полностью согласован по своим входам?
45. В чем заключаются преимущества и недостатки балансной схемы по сравнению со схемой однокаскадного усилителя?

17. Преобразователи частоты

17.1. Смесители

Преобразование частоты (англ. – *frequency conversion*) – это процесс переноса спектра радиосигнала из одного частотного диапазона в другой при сохранении его структуры. Преобразование частоты применяют в супергетеродинных приемниках, в возбудителях и гетеродинах для переноса сетки стабильных частот, в ретрансляторах для сдвига частоты передачи относительно частоты приема и т.п.

Преобразование частоты в супергетеродинных приемниках позволяет перейти от *высокой частоты* (ВЧ) к *промежуточной частоте* (ПЧ; англ. – *intermediate frequency*), на которой обеспечивается высокая избирательность и осуществляется основное усиление радиосигнала. Чувствительность таких приемников достигает $10^{-17} - 10^{-18}$ Вт в то время как чувствительность приемников прямого усиления составляет лишь $10^{-12} - 10^{-13}$ Вт. Для СВЧ супергетеродинных приемников типовое значение ПЧ $f_{ПЧ} = 20 - 300$ МГц. В миллиметровом диапазоне часто используют трехкратное преобразование частоты, в таком случае первая ПЧ находится в СВЧ диапазоне и может достигать $f_{ПЧ} = 1 - 2$ Гц и выше.

Для примера, рассмотрим приемный тракт супергетеродинного приемника (рис.17.1). Преобразование частоты осуществляется в *смесителе* (англ. – *mixer*), основой которого является нелинейный *преобразовательный элемент* (ПЭ). К *смесительной секции*, в которой размещают ПЭ, например полупроводниковый диод, подводят принятый радиосигнал и сигнал от гетеродина.

Гетеродин (англ. – *heterodyne* или *local oscillator*) – это вспомогательный генератор высокостабильных гармонических колебаний с частотой $f_{Г}$, предназначенный для параметрического управления смесителем. Чаще всего СВЧ гетеродин это маломощный генератор на диоде Ганна.

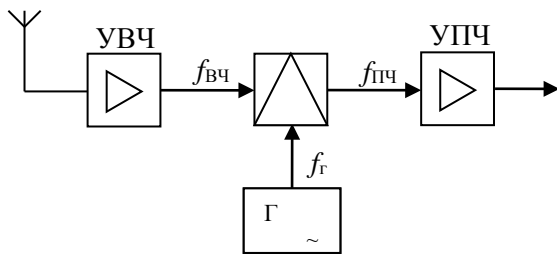


Рис.17.1. Приемный тракт супергетеродинного приемника

Мощность колебаний гетеродина, поступающая к смесителю, мала (0,2 – 10 мВт), однако она все равно намного больше мощности принятого сигнала, который обычно усиливают с помощью усилителя высокой частоты (УВЧ).

Смеситель соединяют с ВЧ-цепями приемника и входными цепями усилителя

промежуточной частоты (УПЧ).

Преобразование частоты осуществляется благодаря нелинейности характеристики ПЭ. По характеру сопротивления преобразовательного элемента различают *резистивные* (имеют нелинейную ВАХ) и *реактивные*, обычно *емкостные* преобразователи; по типу ПЭ различают *пассивные* (диодные) и *активные* (транзисторные) преобразователи; по схеме включения нелинейного элемента различают *небалансные* или *однотактные* (англ. – *single-ended (SE)*),

балансные или двухтактные (англ. – *single-balanced (SB)*) и двойные балансные или кольцевые (англ. – *double-balanced (DB)*) смесители. Смесители могут быть созданы на базе разнообразных линий передачи: волноводов, коаксиальных, полосковых и микрополосковых линий.

В радиотехнике СВЧ диапазона распространены диодные смесители, преобразовательными элементами которых являются обращенные туннельные диоды (ОТД), варикапы, точечно-контактные диоды (ТКД) и диоды с барьером Шоттки (ДБШ). ДБШ имеют более высокие электрическую и механическую прочности, повторяемость параметров, более крутую ВАХ и меньший коэффициент шума (на 2–5 дБ) в сравнении с ТКД. Однако ДБШ, в свою очередь, требуют большую мощность гетеродина, чем ТКД. ОТД, в которых используют обратную ветвь ВАХ, характеризуются высокой крутизной характеристики вблизи нуля координат, что позволяет использовать их при малой мощности гетеродина ($P_{г} \sim 0,1-0,2$ мВт). Кроме того, важным преимуществом обращенных диодов является низкий уровень фликер-шумов, мощность которых обратно пропорциональна частоте, что имеет существенное значение при конструировании смесителей с низким значением ПЧ.

17.2. Преобразование частот в смесителе

Упрощенная эквивалентная схема смесительного диода имеет вид (рис.17.2). Полезным элементом для работы смесителя есть нелинейная проводимость замыкающего (барьерного) слоя $g(u)$, благодаря чему смесительные

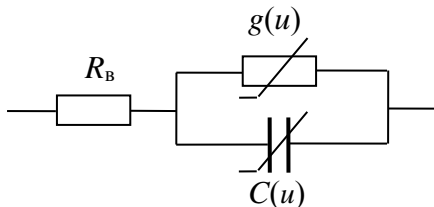


Рис.17.2. Эквивалентная схема смесительного диода

диоды часто называют *варисторами* (англ. – *varistor*). Другие элементы эквивалентной схемы: сопротивление потерь диода $R_{в}$ и нелинейная емкость $C(u)$ являются паразитными и приводят к потерям мощности преобразованного сигнала. Нелинейность емкости $C(u)$ приводит к возникновению при преобразовании сигналов высших комбинационных частот. В диапазоне $\lambda \leq 2-3$ см можно пренебречь влиянием нелинейной емкости диода $C(u)$ и сопротивлением потерь $R_{в}$. В результате чего смесительный диод можно представить в виде нелинейной проводимости $g(u)$ и емкости $C(t)$, которые изменяются под воздействием напряжения гетеродина.

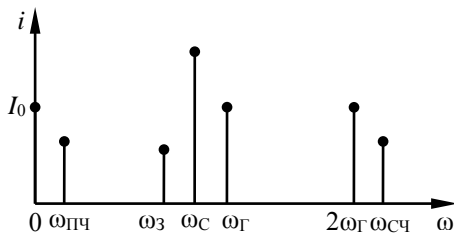


Рис.17.3. Частотный спектр выходного тока смесителя

Смеситель для сигнала гетеродина должен быть нелинейным, а для принятого сигнала – линейным. Амплитудная характеристика смесителя линейная до уровней сигнала $P < 100$ мкВт, при $P = 0,1-1$ мВт она становится нелинейной, возрастают потери преобразования и АЧХ выходного сигнала начинает искажаться.

В спектре тока смесительного диода

В спектре тока смесительного диода

(рис.17.3) присутствуют: постоянная составляющая I_0 ; гармоники гетеродина ω_{Γ} и сигнала ω_C ; а также многочисленные комбинационные составляющие с частотами $\omega = \pm m\omega_C \pm n\omega_{\Gamma}$, где m и n – целые числа. В отличие от детекторного диода, рабочая точка которого при отсутствии сигнала выбирается на ВАХ в начале координат ($I_0 = 0$), или при $I_0 \approx 10 - 20$ мкА за счет источника прямого смещения, у смесительного диода $I_0 \approx 0,5 - 1$ мА за счет выпрямленного напряжения гетеродина. При выполнении условия $u_C \ll u_{\Gamma} \approx 1$ В смеситель осуществляет линейное преобразование спектра сигнала.

На выходе смесителя фильтр выделяет основной продукт преобразования – *разностную (промежуточную) частоту* $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_C - \omega_{\Gamma}$, или $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_{\Gamma} - \omega_C$, которая должна быть достаточно высокой для снижения влияния шумов. Смесители с преобразованием первого типа ($\omega_C > \omega_{\Gamma}$) называют смесителями с *верхней боковой полосой* (англ. – *upper sideband*), потому что они принимают полосу частот сигнала, расположенную выше частоты гетеродина. В другом случае, если $\omega_C < \omega_{\Gamma}$ – идет речь о смесителе с *нижней боковой полосой* (англ. – *lower sideband*).

Кроме разностной частоты в резистивных смесителях приблизительно такую же самую амплитуду имеют колебания *суммарной частоты* (СЧ) $\omega_{\text{СЧ}} = \omega_C + \omega_{\Gamma}$.

Наряду с эффектом прямого преобразования частоты в диодных смесителях наблюдается также и эффект *обратного преобразования*. Напряжение ПЧ ($\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_C - \omega_{\Gamma}$), появляющееся на выходе смесителя взаимодействует с напряжением гетеродина, что приводит к образованию на входе смесителя напряжения с частотой сигнала $\omega_C = \omega_{\Gamma} + \omega_{\text{ПЧ}}$. Эффект обратного преобразования обусловлен наличием сильной обратной связи в смесителе, потому что он является взаимным устройством и канализирует энергию в обоих направлениях.

Кроме того, в диодных смесителях присутствует эффект *вторичного преобразования*. При действии на выходе смесителя напряжения ПЧ возможно появление на входе смесителя так называемой *зеркальной частоты* (ЗЧ; англ. – *image frequency*) $\omega_{\text{ЗЧ}} = \omega_{\Gamma} - \omega_{\text{ПЧ}}$. Возникновение колебаний зеркальной частоты возможно, также в результате взаимодействия между напряжением сигнала и второй гармоникой гетеродина $\omega_{\text{ЗЧ}} = 2\omega_{\Gamma} - \omega_C$. Амплитуда этих колебаний ЗЧ несколько ниже, потому что вторая гармоника гетеродина, возникающая в смесителе, приблизительно в 2 раза (на 3–5 дБ) меньше по амплитуде, чем первая.

Комбинационные частоты $\omega_{\text{СЧ}}$ и $\omega_{\text{ЗЧ}}$ являются нежелательными, паразитными продуктами преобразования, потому что на их создание затрачивается часть полезной мощности сигнала P_C . Из всех комбинационных частот наибольший вклад в потери преобразования вносит зеркальная частота, поэтому СВЧ смеситель рассматривают как шестиполосник, с тремя парами полюсов для ω_C , $\omega_{\text{ЗЧ}}$ и $\omega_{\text{ПЧ}}$, подключенными к соответствующим нагрузкам. При этом

гетеродин и цепь постоянного тока считают составляющими частями смесителя. Если условия согласования на ω_C и ω_3 практически одинаковы, смесители называют *широкополосными*, в противоположном случае – *узкополосными*.

17.3. Основные параметры смесителей

Коэффициент преобразования или *передачи* (англ. – *conversion factor*) – отношение амплитуд сигналов на выходе и входе смесителя

$$k_{\text{пр}U} = U_{\text{ПЧ}}/U_C, \quad (17.1)$$

где U_C – напряжение сигнала на входе; $U_{\text{ПЧ}}$ – напряжение ПЧ на выходе смесителя.

Коэффициент преобразования (передачи) по мощности – отношение мощностей сигналов на выходе и входе смесителя

$$k_{\text{пр}P} = P_{\text{ПЧ}}/P_C, \quad (17.2)$$

де P_C – мощность сигнала на входе; $P_{\text{ПЧ}}$ – мощность ПЧ на выходе смесителя.

Потери преобразования (англ. – *conversion loss*) – величина обратная коэффициенту преобразования по мощности, выраженная в децибелах

$$L_{\text{пр}} = -10 \lg k_{\text{пр}P} = 10 \lg (P_C/P_{\text{ПЧ}}). \quad (17.3)$$

В потери преобразования смесителя входят потери на отражение на входе и выходе, потери в диоде, потери в пассивных элементах смесителя, потери за счет просачивания сигнала в тракт гетеродина. С учетом потерь в активном сопротивлении диода и просачивания сигнала в тракт гетеродина суммарные потери могут достигать 8 – 10 дБ. В сантиметровом диапазоне типичными являются потери преобразования – 3 – 7 дБ; в миллиметровом – 5–10 дБ.

Коэффициент шума (англ. – *noise factor*), отношение сигнал/шум на входе и выходе смесителя

$$k_{\text{ш}} = \frac{P_{C \text{ ВХ}}/P_{\text{ш ВХ}}}{P_{C \text{ ВЫХ}}/P_{\text{ш ВЫХ}}}, \text{ или } K_{\text{ш}} = 10 \lg(k_{\text{ш}}) = 10 \lg \left(\frac{P_{C \text{ ВХ}}/P_{\text{ш ВХ}}}{P_{C \text{ ВЫХ}}/P_{\text{ш ВЫХ}}} \right). \quad (17.4)$$

Коэффициент шума преобразователя частоты учитывает коэффициент шума диода, потери преобразования и коэффициент шума УПЧ.

Современные смесители имеют коэффициент шума в пределах от 4–9 дБ в сантиметровом до 7–12 дБ в миллиметровом диапазонах волн. Коэффициент шума пассивных смесителей численно равен потерям преобразования. Коэффициент шума активных смесителей зависит от конфигурации схемы и типов используемых в ней элементов. Собственные шумы смесителей на диодах Шоттки не превышают значения 0,5 дБ, поэтому часто не учитываются. Шумы гетеродина на частоте сигнала с подавлением зеркального канала ~3 дБ.

Нормированный коэффициент шума (часто представляемый в спецификациях) $K_{\text{ш норм}}$ определяется при $k_{\text{ш УПЧ}} = \sqrt{2}$ или $K_{\text{ш УПЧ}} = 1,5$ дБ. В сантиметровом диапазоне для смесителей на ДБШ типичными являются значения $K_{\text{ш норм}} = 5 - 9$ дБ при $f_{\text{ПЧ}} > 10$ МГц.

Относительная шумовая температура $T_{\text{ш}}$ или *шумовое отношение* преобразователя равна отношению мощности шумов на входе смесителя и мощности тепловых шумов на входном сопротивлении при температуре окружающей среды $T_0 = 293$ К

$$T_{\text{ш}} = \frac{P_{\text{ш вых}}}{kT_0 \Delta f_{\text{УПЧ}}}, \quad (17.5)$$

де $P_{\text{ш вых}}$ – мощность шумов смесителя на ПЧ в полосе частот $\Delta f_{\text{ПЧ}}$; $\Delta f_{\text{УПЧ}}$ – эквивалентная шумовая полоса пропускания УПЧ, $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана. Типовое значение относительной шумовой температуры смесителей СВЧ диапазона – $T_{\text{ш}} = 0,5 - 1,5$.

Выходное сопротивление $R_{\text{вых}}$ – активная составляющая сопротивления диода на ПЧ, обычно $R_{\text{вых}} = 150 - 700$ Ом.

Максимально допустимая рассеиваемая мощность – уровень мощности при превышении, которого возможно ухудшение параметров или даже выгорание выпрямляющего контакта. В сантиметровом диапазоне допустимая мощность диодных смесителей в непрерывном режиме составляет $P_{\text{max}} = 20 - 50$ мВт, в импульсном – $P_{\text{max}} = 100 - 500$ мВт.

Коэффициент подавления сигнала зеркальной частоте – отношение мощностей сигналов ПЧ и зеркальной частоты $P_{\text{ЗЧ}}$ на выходе смесителя

$$k_{\text{ЗЧ}} = P_{\text{ЗЧ}}/P_{\text{ПЧ}}, \text{ или } K_{\text{ЗЧ}} = 10 \lg(P_{\text{ПЧ}}/P_{\text{ЗЧ}}). \quad (17.6)$$

Для маломощных сигналов ($P_{\text{с}} < 0,1$ мВт) смеситель можно считать линейным устройством, то есть амплитудно-частотные спектры входного и выходного сигналов практически не отличаются, при этом коэффициент передачи смесителя не зависит от мощности сигнала $P_{\text{с}}$. При $P_{\text{с}} \geq 0,1 - 1$ мВт амплитудная характеристика становится нелинейной, коэффициент преобразования уменьшается.

Максимальную мощность входного сигнала, при которой коэффициент преобразования уменьшается в заданное число раз (чаще всего, на 1 дБ) в сравнении с его величиной при малых сигналах, называют *мощностью насыщения* $P_{\text{нас}}$.

Отношение мощности насыщения $P_{\text{нас}}$ и чувствительности приемника $P_{\text{пор}}$ характеризует *динамический диапазон* входных сигналов, соответствующий линейному участку амплитудной характеристики смесителя, который определяют в виде

$$D = 10 \lg P_{\text{нас}} / P_{\text{пор}} \quad (17.7)$$

Для смесителей СВЧ диапазона обычно D находится в пределах 70–100 дБ. При наличии в схеме приемника МШУ, динамический диапазон определяется параметрами усилителя.

Диапазон частот и качество согласования смесителя определяют в каждом из портов $f_c, f_{\Gamma}, f_{\text{зч}}$. Для оценки интермодуляционных составляющих на выходе смесителя используют параметр $IP3$ и связанный с ним уровень сигнала гетеродина. Уровень колебаний гетеродина не должен влиять на работу смесителя. Для пассивных двойных балансных диодных смесителей необходимый уровень сигнала гетеродина лежит в пределах от +7 до +23 дБм, для активных – от –20 до +30 дБм.

17.4. Небалансные смесители

Небалансный или одноктактный смеситель (НБС) в простейшем случае состоит из схемы сложения (сумматора) колебаний СВЧ, обычно эту роль выполняет направленный ответвитель, и однополупериодного выпрямителя на смесительном диоде. Эквивалентная схема одноктактного смесителя приведена на рис.17.4,а. Для селекции принятого радиосигнала на входе смесителя включают полосно-пропускающий фильтр (ППФ) преселектор (англ. – *preselector*).

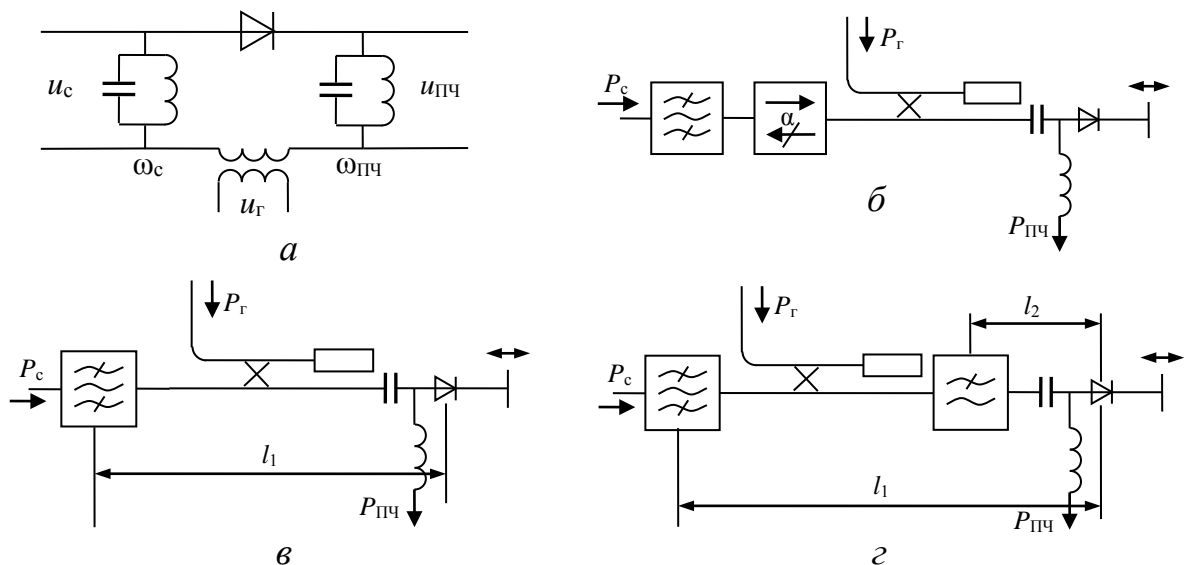


Рис.17.4. Одноктактные смесители: а – эквивалентная схема; б – согласованный по входу; в – с отражением ЗЧ; г – с отражением ЗЧ и СЧ

Рассмотрим алгоритм преобразования частоты однотонального сигнала $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \varphi_c)$ этой (простейшей) схемой смесителя. Представим колебания сигнала гетеродина в виде $u_{\Gamma}(t) = U_{\Gamma} \cos(\omega_{\Gamma} t + \varphi_{\Gamma})$, где амплитуда U_{Γ} , частота ω_{Γ} и начальная фаза φ_{Γ} колебаний гетеродина – постоянные величины. Причем $|\omega_c - \omega_{\Gamma}| \ll \omega_c, \omega_{\Gamma}$. ВАХ диода можно представить в виде аппроксима-

ции степенным полиномом $i(t) = I_0 + a_1 u(t) + a_2 u^2(t) + \dots$. С точки зрения преобразования частоты существенное значение имеет только квадратичный член, поэтому далее будем считать, что ВАХ имеет квадратичную характеристику, то есть $i(t) = a_2 u^2(t)$.

Тогда ток диода можно записать в следующем виде:

$$\begin{aligned} i(t) &= a_2 (u_C(t) + u_\Gamma(t))^2 = a_2 (U_C \cos(\omega_C t + \varphi_C) + U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma))^2 = \\ &= a_2 (U_C^2 \cos^2(\omega_C t + \varphi_C) + U_\Gamma^2 \cos^2(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma) + 2U_C U_\Gamma \cos(\omega_C t + \varphi_C) \cos(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma)) = \\ &= \frac{1}{2} a_2 (U_C^2 + U_\Gamma^2) + \frac{1}{2} a_2 U_C^2 \cos[2(\omega_C t + \varphi_C)] + \frac{1}{2} a_2 U_\Gamma^2 \cos[2(\omega_\Gamma t + \varphi_\Gamma)] + \\ &+ a_2 U_C U_\Gamma \cos[(\omega_C + \omega_\Gamma)t + (\varphi_C + \varphi_\Gamma)] + a_2 U_C U_\Gamma \cos[(\omega_C - \omega_\Gamma)t + (\varphi_C - \varphi_\Gamma)]. \end{aligned}$$

Первое слагаемое выражения не зависит от времени и определяет возрастание постоянного тока; второе и третье – определяют соответственно гармоники с частотами $2\omega_C$ и $2\omega_\Gamma$; четвертое – сигнал комбинационной частоты $\omega_C + \omega_\Gamma$; пятое – сигнал комбинационной частоты $\omega_C - \omega_\Gamma$. Причем, вторая, третья и четвертая составляющие принадлежат области высоких частот, а пятая – области низких частот и представляет собой разностную частоту.

Для выделения разностной частоты на выходе смесителя включают фильтр нижних частот (ФНЧ) либо ППФ. Таким образом, в результате преобразования амплитуда, частота и фаза входного сигнала переносятся на колебания ПЧ смесителя. Рассмотренное преобразование сигнала линейное, а устройство является линейным преобразователем или смесителем. При выделении разностной частоты структура сигнала полностью сохраняется лишь в случае, когда $\omega_C > \omega_\Gamma$, если $\omega_\Gamma > \omega_C$, то спектр сигнала зеркально отображается по частоте.

Для работоспособности смесителей при их конструировании необходимо обеспечить: согласование диода с волновым сопротивлением линии передачи; электрическую развязку СВЧ цепей с цепями ПЧ; замыкание на землю (заземление) токов ПЧ со стороны входа СВЧ; замыкание на землю СВЧ токов со стороны выхода ПЧ.

На рис.17.4,б-г показаны упрощенные схемы основных типов небалансных диодных смесителей. Обычно смеситель согласован с входом УПЧ, поэтому мощность ПЧ передается практически без ослабления. Колебания СЧ и ЗЧ отражаются от диода в сторону входа. Поскольку они несут более половины энергии сигнала, то при их поглощении в согласованном СВЧ тракте, например вентиле (рис.17.4,б), потери преобразования составляют $L_{пр} \geq 6$ дБ. Такие смесители называют *согласованными по зеркальной частоте*. С учетом потерь в активном сопротивлении диода и проникновения сигнала в тракт гетеродина суммарные потери могут достигать 8-10 дБ. Благодаря отсутствию отражения АЧХ согласованного по зеркальной частоте смесителя равномерна в широкой полосе частот, а ФЧХ – линейна.

Колебание ЗЧ может распространяться во входную цепь приемника. Поэтому если на входе смесителя поместить соответствующие фильтры, то колебание ЗЧ будет отражаться назад в смеситель для повторного преобразования в колебание $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_{\Gamma} - \omega_{\text{З}}$. Если образованный таким образом ток ПЧ находится в фазе с током промежуточной частоты $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_{\Gamma} - \omega_{\text{С}}$, то можно получить дополнительную выходную мощность (1–2 дБ), то есть увеличить коэффициент передачи преобразователя. Такие устройства называют *смесителями с отражением (восстановлением, использованием или регенерацией) энергии зеркальной частоты* (рис.17.4,в). При сложении токов в противофазе могут возникнуть дополнительные потери. Фаза ЗЧ регулируется расстоянием l_1 от смесительного диода до ППФ.

Дополнительное увеличение коэффициента передачи преобразователя можно получить, если создать условия и для дополнительного преобразования СЧ в ПЧ $\omega_{\text{ПЧ}} = 2\omega_{\Gamma} - \omega_{\text{СЧ}}$. Это можно осуществить с помощью ФНЧ, который пропускает колебания ω_{Γ} , $\omega_{\text{С}}$, $\omega_{\text{ЗЧ}}$ и отражает $\omega_{\text{СЧ}}$. При соответствующем выборе расстояния l_2 колебания, полученные таким способом, складываются синфазно с колебаниями ПЧ. Входной фильтр отражает колебания ЗЧ, фазирование которого осуществляется выбором расстояния l_1 . Такие устройства называют *смесителями с отражением (восстановлением, использованием или регенерацией) энергии зеркальной и суммарной частот*

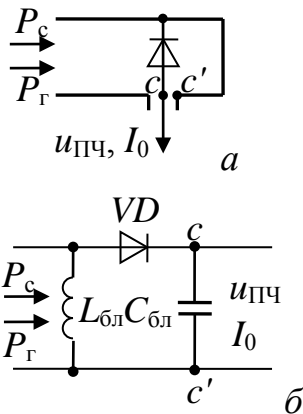


Рис.17.5. Смесительная секция:

а – схематическое изображение;

б – эквивалентная схема

(рис.17.4,з). Поскольку оптимальные фазовые соотношения сохраняются в ограниченной полосе частот, одноктные смесители с отражением ЗЧ и СЧ являются узкополосными, их АЧХ и ФЧХ неравномерны.

Следует различать зеркальную частоту $\omega_{\text{З}}$, возникающую в смесителе с равной ей по значению частотой зеркального канала $\omega_{\text{ЗК}}$, которая может быть принята из эфира как помеха в результате преобразования $\omega_{\text{ПЧ}} = \omega_{\Gamma} - \omega_{\text{ЗК}}$ (для смесителя с верхней боковой полосой), если входной фильтр имеет недостаточную селективность. Обычно смесители обеспечивают подавление помехи зеркального канала за счет отражения ее от входного фильтра в сторону антенны.

Главный конструктивный элемент небалансного смесителя – смесительная секция (рис.17.5,а), в которой размещают смесительный диод и подводят мощности сигнала $P_{\text{С}}$ и гетеродина P_{Γ} , а на выходе выделяется напряжение ПЧ преобразованного сигнала. На рис.17.5,б изображена эквивалентная схема секции. Диод VD является активной нагрузкой для колебаний $P_{\text{С}}$ и P_{Γ} и генератором напряжения $u_{\text{ПЧ}}$ и постоянного тока I_0 . К выходу смесительной секции непосредственно или с помощью соединительного кабеля включают вход УПЧ.

Главный конструктивный элемент небалансного смесителя – смесительная секция (рис.17.5,а), в которой размещают смесительный диод и подводят мощности сигнала $P_{\text{С}}$ и гетеродина P_{Γ} , а на выходе выделяется напряжение ПЧ преобразованного сигнала. На рис.17.5,б изображена эквивалентная схема секции. Диод VD является активной нагрузкой для колебаний $P_{\text{С}}$ и P_{Γ} и генератором напряжения $u_{\text{ПЧ}}$ и постоянного тока I_0 . К выходу смесительной секции непосредственно или с помощью соединительного кабеля включают вход УПЧ.

Для получения максимальной величины тока ПЧ при данных P_C и P_T секция должна быть сконструирована таким образом, чтобы напряжение СВЧ колебаний полностью поступало на диод и не поступало на выход ПЧ. То есть необходимо развязать цепи СВЧ и ПЧ. Элементы смесительной секции, пред-

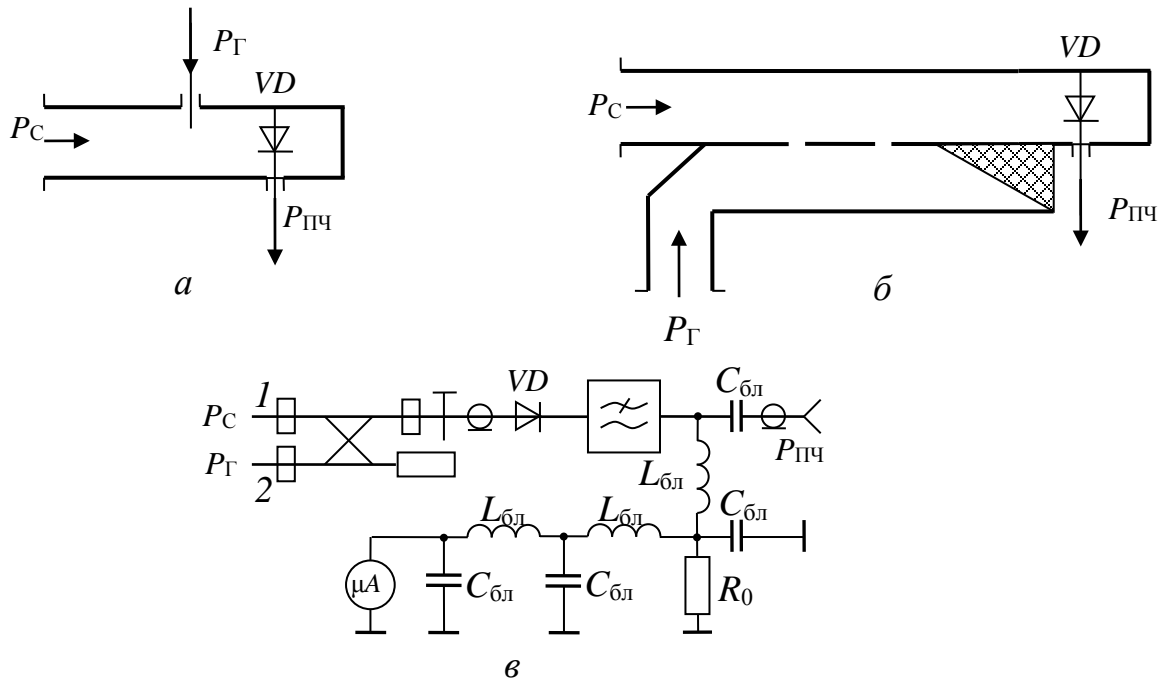


Рис.17.6. Волноводные одноканальные смесители: *а* – связь с помощью штыря; *б* – связь с помощью направленного ответвителя; *в* – электрическая схема

назначенные для этого, условно изображены на схеме (рис.17.5,б) как блокировочный конденсатор $C_{бл}$ и дроссель $L_{бл}$. Конденсатор $C_{бл}$ обеспечивает короткое замыкание для токов СВЧ. С другой стороны емкость $C_{бл}$ должна быть достаточно малой, поскольку она шунтирует вход УПЧ. Для предотвращения потерь сигнала ПЧ необходимо обеспечить короткое замыкание для токов ПЧ и I_0 , проходящих через диод. В волноводных секциях это обеспечивается самими стенками волновода, что на рис.17.5,б условно обозначено с помощью дросселя $L_{бл}$. Таким образом, можно считать цепи СВЧ и ПЧ изолированными и рассматривать их отдельно друг от друга.

Для уменьшения потерь преобразования $L_{пр}$ необходимо согласовать диод во всей рабочей полосе частот смесителя. Теоретически и экспериментально установлено, что для минимизации потерь преобразования достаточно согласовать диод в режиме детектирования мощности гетеродина. При этом можно не учитывать нагрузки диода на ПЧ.

Конструктивно волноводный НБС представляет собой детекторную секцию с дополнительным элементом связи с гетеродином. Элементом связи может быть штырь (рис.17.6,а), тройник, направленный ответвитель (рис.17.6,б) и т.п. Таким образом, смесительная секция должна иметь два СВЧ входа, на один из которых подается принятый радиосигнал, а на другой – сигнал гетеродина.

На рис.17.6,в показана электрическая схема типичного волноводного НБС. Смесительная секция с диодом и коаксиальным выводом ПЧ соединена с

направленным ответвителем (НО). В одно плечо НО (l_1) подается принятый сигнал P_C , во второе плечо (2) – мощность гетеродина P_G . Ответвитель обеспечивает развязку цепей сигнала и гетеродина. Для уменьшения потерь сигнала переходное ослабление НО выбирают достаточно большим, однако в этом случае будет сильно ослабляться мощность гетеродина, которая поступает на диод. Например, если переходное ослабление НО равно 10 дБ, то в согласованной нагрузке НО теряется лишь 10% мощности сигнала, то есть вносимые потери составляют 0,46 дБ. Для получения минимального коэффициента шума оптимальная P_G , подводимая к диоду, должна быть равной 0,5–1,5 мВт для ТКД и 2–3 мВт – для ДБШ. Гетеродин должен отдать в 10 раз большую мощность, потому что большая ее часть (90%) поглощается в согласованной нагрузке. Это является одним из важнейших недостатков НБС. Контрольное устройство (микроамперметр) позволяет устанавливать оптимальный режим работы смесителя $I_0 \sim 0,5 - 1$ мА.

В микрополосковых одноконтурных преобразователях (рис.17.7) диод включают в микрополосковую линию (МПЛ), как правило, последовательно. Развяз-

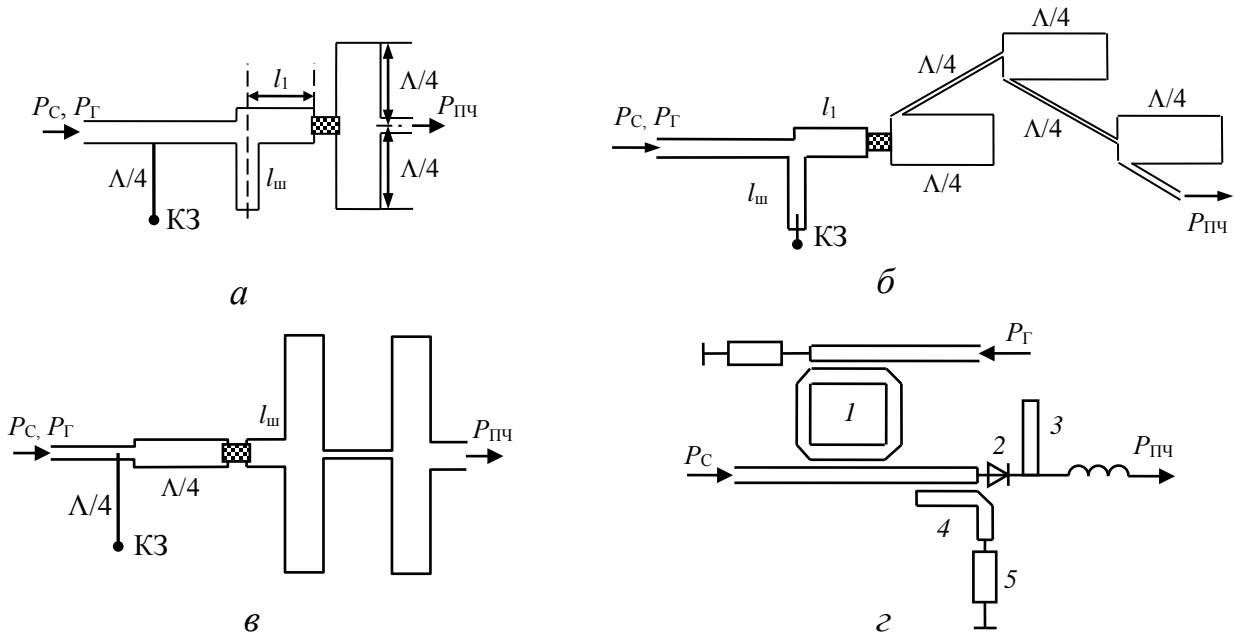


Рис.17.7. Микрополосковые НБС: *а* – с разомкнутым параллельным шлейфом перед диодом; *б* – с короткозамкнутым шлейфом перед диодом; *в* – с последовательным шлейфом l_2 после диода; *г* – с подавлением зеркальной частоты

ка цепей входного сигнала ω_C и гетеродина ω_G осуществляется с помощью направленного ответвителя. На выходе смесителя включают ФНЧ, или режекторный фильтр, которые предотвращают прохождение колебаний СВЧ в цепи ПЧ. Согласование диода осуществляется, как правило, с помощью простейших двухшлейфных трансформаторов сопротивлений, состоящих из короткозамкнутого $\lambda/4$ высокоомного (70-100 Ом) шлейфа, который одновременно выполняет и функции заземления для токов ПЧ, и низкоомного (20-30 Ом) разомкнутого $\lambda/4$ отрезка линии передачи, который обеспечивает короткое замыкание токов СВЧ с заземленной стороной подкладки МПЛ.

На рис.17.7 показаны некоторые типовые схемы НБС с двухшлейфными согласующими трансформаторами и ФНЧ на выходе ПЧ (направленные ответвители на рисунке не показаны). На рис.17.7,*а,б* согласование осуществляется с помощью разомкнутого и короткозамкнутого параллельных шлейфов длиной $l_{ш}$, на рис.17.7,*в* – с помощью четвертьволнового трансформатора и последовательного шлейфа, включенного после диода.

При выборе схемы согласования необходимо учитывать, что разомкнутый шлейф предпочтительней чем короткозамкнутый, потому что, во-первых, он проще конструктивно и, во-вторых, его удобнее использовать как подстроечный элемент для оптимизации согласования при наличии отклонения параметров диодов.

При разработке микроволновых устройств важными становятся вопросы оптимального использования рабочей площади и размещения элементов СВЧ тракта на подложке ГИС, пример топологической схемы НБС с экономным использованием поверхности показан на рис.17.7,*б*.

Характеристики смесителей заметно улучшаются при подавлении сигналов зеркального канала. К таким сигналам относятся: внешние сигналы с частотой ω_3 и комбинационные составляющие, образующиеся в процессе преобразования частот. Подавление внешних сигналов частоты $\omega_{3ч}$ позволяет улучшить селективность приемников, подавление комбинационных составляющих уменьшает потери преобразования и снижает уровень паразитного излучения гетеродина. Существует два принципиально разных способа подавления ЗЧ: первый способ – использование узкополосного преселектора; второй – использование схем с фазовым подавлением сигнала ЗЧ. На рис.17.7,*г* показана схема микрополоскового НБС с подавлением сигнала ЗЧ с помощью селективной цепи. На схеме обозначены: 1 – фильтр связи с гетеродином, 2 – смесительный диод, 3 – четвертьволновый шлейф, настроенный на частоту сигнала, 4 – фильтр зеркального канала, 5 – согласованная нагрузка для зеркальной частоты. Недостаток схемы – ее узкополосность. Кроме того, при небольшой разнице между ω_c и ω_3 (при низкой ПЧ) необходимо использовать высокодобротные фильтры с малыми потерями, трудно реализуемые в интегральном исполнении.

17.5. Балансные смесители

Главным недостатком НБС является перенос амплитудных шумов гетеродина на сигнал промежуточной частоты. Это приводит к значительному возрастанию $k_{ш}$, особенно при низких значениях ПЧ, или в высокочастотной части диапазона СВЧ, когда шумы гетеродинов существенно увеличиваются. Из-за этого в НБС коэффициент шума может достигать $k_{ш} \sim 10-15$ дБ. Этого недостатка лишены *балансные смесители* (БС).

Балансный смеситель, электрическая схема которого показана на рис.17.8,*а*, содержит два диода, включенных таким образом, чтобы их токи i_1 и i_2 протекали в первичной обмотке выходного трансформатора WT_2 во встречных направлениях. При этом синфазные составляющие магнитного потока вза-

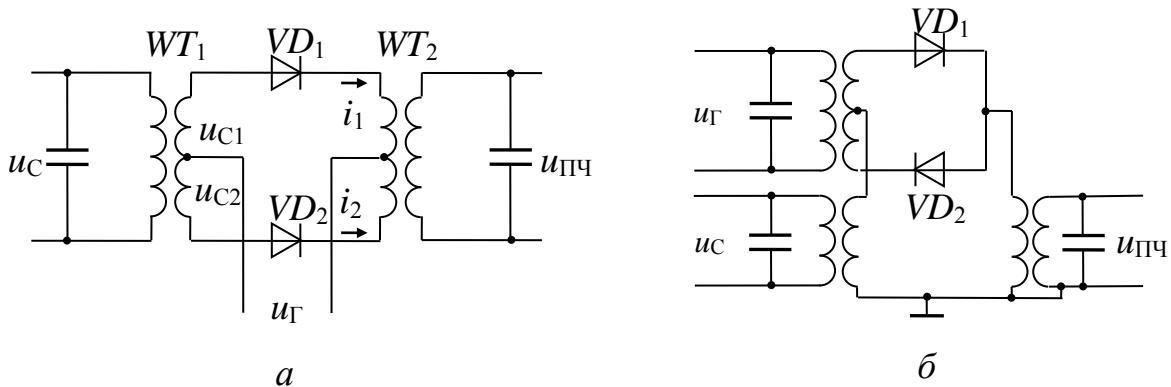


Рис.17.8. Эквивалентные схемы балансных смесителей: *а* – с синфазной подачей напряжения гетеродина; *б* – с противофазной подачей напряжения гетеродина

имно компенсируются, а противофазные – суммируются. Напряжение гетеродина подается на диоды синфазно, а напряжение сигнала – в противофазе. Токи преобразованного колебания ПЧ в обоих диодах также противофазные, возбужденные магнитные потоки суммируются и наводят во вторичной обмотке трансформатора WT_2 напряжение ПЧ. БС позволяет уменьшить мощность гетеродина, которая просачивается в антенну приемника, что является важным для обеспечения требований электромагнитной совместимости.

Рассмотренную схему БС (рис.17.8,*а*) в СВЧ диапазоне практически не используют из-за сложности реализации симметричного выходного трансформатора. Более распространенная схема (рис.17.8,*б*), в которой напряжение гетеродина подается на диоды в противофазе, а напряжение сигнала в фазе. Однако, благодаря тому, что диоды включены навстречу друг другу, в этой схеме сохраняются те же самые фазовые соотношения и свойства, как и в предыдущем случае.

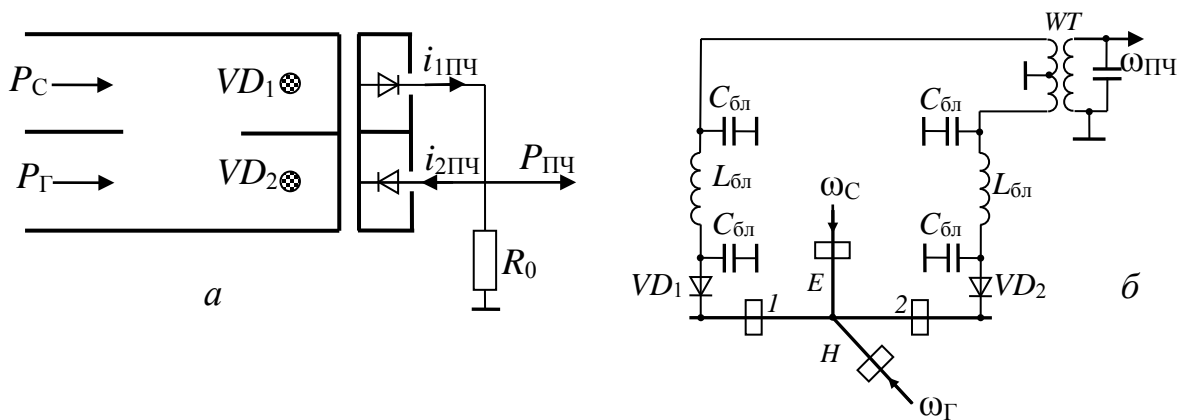


Рис.17.9. Волноводные балансные смесители: *а* – на щелевом мосте; *б* – на Т-мосте

Одним из главных узлов БС диапазона СВЧ является гибридное соединение (СВЧ-мост), которое обеспечивает равномерное деление мощностей вход-

ного сигнала и гетеродина между диодами с заданными фазовыми соотношениями, а также обеспечивает максимальную развязку между входами сигнала и гетеродина. На рис.17.9,*а* показана упрощенная конструкция и эквивалентная схема БС на щелевом волноводном мосте (ЩМ). Он состоит из двух смесительных секций с диодами VD_1 и VD_2 , к которым через щелевой мост подводят колебания сигнала P_C и гетеродина P_Γ . Если начальные фазы этих колебаний на входе ЩМ равны нулю, то благодаря квадратурным свойствам ЩМ на диод VD_1 поступает напряжение

$$u_{1C} = U_C \cos(\omega_C t) \text{ и } u_{1\Gamma} = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t - \pi/2),$$

а на диод VD_2 –

$$u_{2C} = U_C \cos(\omega_C t - \pi/2) \text{ и } u_{2\Gamma} = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t).$$

Диоды включены в противоположных направлениях, потому через нагрузку R_0 течет разностный ток $i_{ПЧ}$ с частотой $\omega_{ПЧ} = \omega_C - \omega_\Gamma$. При выполнении условий симметрии схемы $i_{ПЧ} = 2I_{ПЧ} \sin(\omega_C - \omega_\Gamma)t$, то есть токи полезных сигналов суммируются в нагрузке синфазно.

Шумы гетеродина, которые существуют в полосе частот сигнала ω_C и зеркального канала $\omega_{ЗК}$ имеют вид

$$u_{шC} = U_{ш} \cos[(\omega_C - \omega_{ПЧ})t - \varphi_{ш}] \text{ и } u_{ш\Gamma} = U_{ш} \cos[(\omega_\Gamma - \omega_{ПЧ})t + \varphi_{ш}].$$

Прием шумов гетеродина в полосе сигнала создает шумовой ток

$$i_{шC} = i_{1ш} - i_{2ш} = I_{шC} [\cos(\omega_{ПЧ}t - \varphi_{ш}) - \cos(\omega_{ПЧ}t - \varphi_{ш})] = 0.$$

Таким образом, компоненты шума гетеродина в полосе сигнала взаимно компенсируются. Аналогичным образом компенсируются и шумы гетеродина в полосе зеркального канала. В реальном БС из-за разбаланса схемы шумы гетеродина подавляются на 15 – 30 дБ. Для эффективной работы балансных смесителей необходимо, чтобы подобранные в пары диоды были максимально одинаковыми по своим электрическим параметрам.

На рис.17.9,*б* показана электрическая схема БС на двойном T -мосте (ТМ), который в отличие от ЩМ обеспечивает значительно большую развязку сигнального и гетеродинного входов (до 40 – 50 дБ). При однополярном включении диодов радиосигнал, подводимый в E -плечо, разделяется между боковыми плечами 1 и 2 в противофазе, поэтому, если после детектора VD_1 фаза сигнала ПЧ равняется $\varphi_{ПЧ} = \omega t$, то после детектора VD_2 – $\varphi_{2ПЧ} = \omega t - \pi$. Эти сигналы в выходном трансформаторе WT будут складываться друг с другом в фазе. Шумы гетеродина, который подключен к H -плечу, разделяется в плечи 1 и 2 синфазно, созданные сигналы помехи на ПЧ после детекторов VD_1 и VD_2 также будут синфазны и в трансформаторе будут вычитаться друг из друга. Если диоды имеют малые относительные отклонения параметров, то составляющая шума на выходе смесителя, обусловленная шумами гетеродина, будет практически равна ну-

лю. При разнополярном включении диодов необходимость использования трансформатора для сложения сигналов отсутствует.

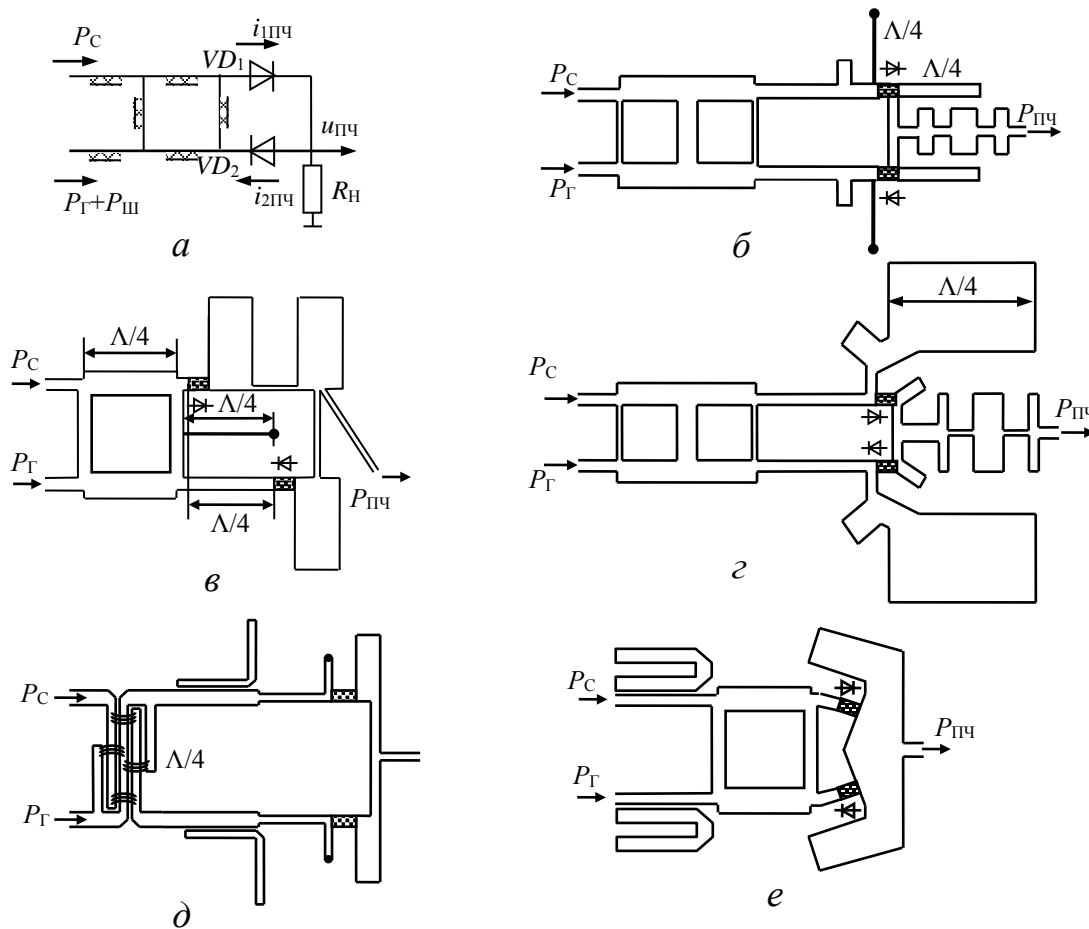


Рис.17.10. Балансные смесители на микрополосковых линиях:

a – принципиальная схема; *б* – топологическая схема; *в* – с повышенной развязкой; *г* – с ПЧ в СВЧ диапазоне; *д* – с режимом холостого хода на ЗЧ; *е* – с режимом короткого замыкания на ЗЧ

Примеры типичных конструкций микрополосковых БС показаны на рис.17.10. На рис.17.10,*a* изображена упрощенная электрическая схема БС на квадратурном двухшлейфном мосте, конструкция и принципы ее работы такие же самые как у БС на ЦМ (рис.17.9,*a*). Двухшлейфные НО обеспечивают развязку каналов сигнала и гетеродина не меньше чем 20 дБ при КСВ < 1,5 в полосе ~10%. На рис.17.10,*б* показана топологическая схема балансного смесителя на базе трехшлейфного моста. Применение трехшлейфных гибридных ответвителей позволяет расширить рабочий диапазон смесителя до 20% и больше. Потери преобразования этих схем $L_{пр} \sim 6 - 8$ дБ. Приблизительно такую же самую полосу обеспечивает гибридное кольцо, но при большем КСВ. Если ПЧ находится в диапазоне СВЧ, применяют смесители с разомкнутыми четвертьволновыми шлейфами для закорачивания сигналов ПЧ, как это показано на рис.17.10,*г*. Смесители такого типа имеют ПЧ 1–2 ГГц, полосу пропускания 1 ГГц на уровне 1 дБ, коэффициент шума 5–6 дБ.

Более широкую полосу обеспечивают НО на связанных линиях. В дециметровом и длинноволновой части сантиметрового диапазона используют тандемные ответвители и ответвители Ланге. БС с такими НО (рис.17.10,д) обеспечивают развязку более 15 дБ при КСВ не хуже 1,5 в полосе несколько октав. Большой уровень развязки в широкой полосе частот в ГИС БС обеспечивают гибридные соединения на основе соединения линий передачи разных типов. В дециметровом диапазоне для уменьшения габаритов БС используют микроминиатюрные пассивные элементы с сосредоточенными параметрами. Балансные смесители, в отличие от небалансных, как правило, работают при нулевом смещении на диодах.

Для практического использования смесителей часто необходима более высокая развязка сигнального и гетеродинного входов. В БС с квадратурными мостами развязка достаточно мала и не превышает 10 дБ. Это обусловлено не только разбалансом схемы, но и также тем, что при неполном согласовании диодов с волноводом отраженные от них колебания гетеродина направляются в сигнальный вход. Во избежание этого недостатка смесительные диоды подключают ко входам квадратурного моста со сдвигом на $\Lambda/4$. На рис.17.10,е показана топологическая схема такого БС.

На рис.17.10,д показана схема БС на мосте Ланге с дополнительным подавлением зеркального канала с помощью селективных цепей, которые реализуют режим холостого хода, на рис.17.10,е – схема с реализацией короткого замыкания на ЗЧ. Коэффициент шума подобных смесителей удается уменьшить до 3,5–2,5 дБ. Применение смесителей с селективными цепями ограничено в виду их узкополосности.

Обобщая вышесказанное, можно выделить следующие достоинства БС перед НБС: 1) благодаря фазовому подавлению шумов гетеродина коэффициент шума $k_{ш}$ снижается на 2 – 5 дБ; 2) вся мощность сигнала гетеродина поступает на диод, поэтому можно использовать гетеродин меньшей мощности; 3) благодаря подавлению в балансной схеме четных гармоник гетеродина уровень побочных сигналов значительно меньший, как следствие – повышается помехоустойчивость и динамический диапазон; 4) повышается электрическая прочность смесителя, так как мощность поступает на 2 диода; 5) при выходе одного диода из строя схема остается работоспособной, однако уровень выходного сигнала при этом падает на ~3дБ, а $k_{ш}$ возрастает на ~5–6дБ; 6) потери принятого сигнала за счет просачивания энергии в цепь гетеродина незначительные благодаря высокой развязке мостовых схем.

17.6. Двойные балансные смесители

Двойные балансные смесители (ДБС) позволяют обеспечить фазовое подавление на частоте $\omega_{зк}$ зеркального канала и восстановление энергии колебаний ЗЧ в ПЧ без использования входного фильтра, что позволяет уменьшить потери и обеспечивает более широкую полосу рабочих частот.

Функциональная схема ДБС показана на рис.17.11. Балансные смесители BC_1 и BC_2 содержат по две смесительные секции и одному квадратурному мосту. Сигнал через тройник T подводится на смесители синфазно, а колебания гетеродина через квадратурный мост M_1 – с взаимным сдвигом на $\pi/2$. Плечи 1-2 и 3-4 взаимно развязаны, передача между диагональными плечами 1-3 и 2-4 осуществляется без сдвига фазы, а в направлениях 1-4 и 2-3 – с задержкой $\pi/2$.

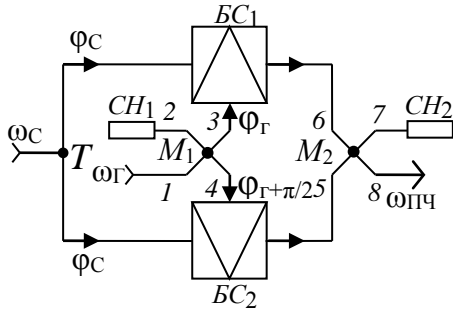


Рис.17.11. Балансный смеситель

На выходах БС выделяются ортогональные по фазе колебания ПЧ $\varphi_{1ПЧ} = \varphi_C - \varphi_G - \pi/2$ и $\varphi_{2ПЧ} = \varphi_C - (\varphi_G + \pi/2) - \pi/2 = \varphi_C - \varphi_G - \pi$. Они поступают на входы 5-6 моста M_2 и складываются синфазно на его выходе 8. Шумы гетеродина заглушаются в каждом БС.

Фазовое подавление приема по зеркальному каналу осуществляется следующим образом: принятая помеха $\omega_{ЗК}$ после преобразования $\omega_{ПЧ} = \omega_G - \omega_{ЗК}$ на выходе BC_1 имеет фазовый сдвиг $\varphi_G - \varphi_{ЗК} + \pi/2$, а на выходе BC_2 – $\varphi_G - \varphi_{ЗК} + \pi$. Эти колебания ПЧ суммируются мостом M_2 на выходе 7, к которому подключена согласованная нагрузка CH_2 .

Повышение эффективности ДБС за счет восстановления энергии колебаний ЗЧ на ПЧ можно объяснить следующим образом. В результате взаимодействия второй гармоники гетеродина с сигналом $2\omega_G - \omega_C = \omega_{ЗЧ}$ в BC_1 и BC_2 возникают противофазные колебания ЗЧ с фазами

$$\varphi_{1ЗЧ} = 2\varphi_G - \varphi_C + \pi, \quad \varphi_{2ЗЧ} = 2(\varphi_G + \pi/2) - \varphi_C + \pi = 2\varphi_G - \varphi_C.$$

Эти колебания распространяются в сторону входа ДБС на встречу друг другу и возбуждают стоячую волну с узлом поля в сигнальном входе синфазного делителя T , который равноудален от обоих БС. Поэтому колебания ЗЧ не проходят в антенну, а подводятся далее на вход смежного смесителя, например от BC_1 к BC_2 , где выполняется преобразование $\omega_G - \omega_{1ЗЧ} = \omega_{2ПЧ}$, которое должно дать колебания синфазные с продуктом основного преобразования. Для этого расстояние между входами BC_1 и BC_2 должно равняться нечетному числу полуволн на ЗЧ (задержка на π). Таким образом, колебания, преобразованные из ЗЧ складываются с основными, в результате чего мощность ПЧ на выходе ДБС возрастает, а $K_{ш}$ уменьшается на 1–1,5 дБ.

Относительная полоса рабочих частот ДБС на квадратурных мостах составляет 20-30%, при применении мостов Ланге может достигать октавы.

17.7. Кольцевые балансные смесители

Наилучшие электрические параметры обеспечиваются в *кольцевых балансных смесителях* (КБС), благодаря использованию *диодного моста* (ДМ) из четырех диодов и широкополосных дифференциальных трансформаторов. КБС

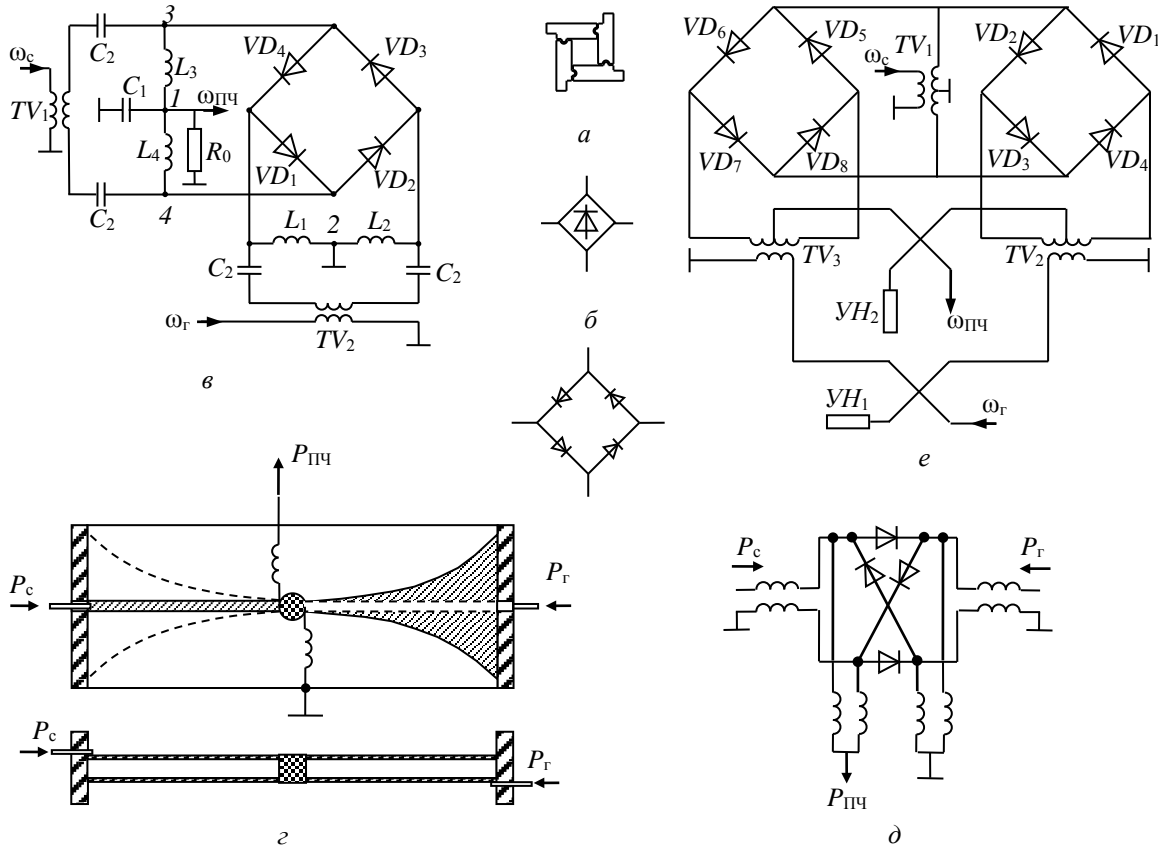


Рис.17.12. Кольцевые смесители:

a – диодный мост; *б* – обозначение на схемах; *в* – электрическая схема КБС; *г* – КБС с согласующими трансформаторами; *д* – эквивалентная схема КБС с согласующими трансформаторами; *е* – электрическая схема ДКС

более широкополосные, чем ДБС, поскольку в них между парами диодов нет соединительных линий. Колебания сигнала $u_c(t)$ и гетеродина $u_\Gamma(t)$ подводят к ортогональным диагоналям сбалансированного диодного моста, который имеет вид кольца из изготовленных на одном кристалле четверки диодов с практически одинаковыми параметрами (рис.17.12,*а*), поэтому развязка цепей сигнала и гетеродина достигает 25–30 дБ. Благодаря симметрии схемы компенсируются четные гармоники гетеродина и сигнала, в результате чего осуществляется дополнительное подавление нежелательных комбинационных продуктов преобразования и возрастает динамический диапазон смесителя. На рис.17.12,*б* показано условное обозначение ДМ на электрических схемах.

На рис.17.12,*в* показана электрическая схема КБС. Принятый сигнал подводится к одной из диагоналей ДМ через согласующий симметрирующий трансформатор TV_1 , напряжение гетеродина подводится к другой диагонали че-

рез TV_2 . Выход ПЧ, нагруженный сопротивлением R_0 , шунтируется на СВЧ конденсатором C_1 и подключается к средним точкам 1 и 2 с помощью одинаковых дросселей L_1-L_4 , сопротивление которых большое на высоких частотах и малое на ПЧ. Развязывающие конденсаторы C_2 должны пропускать сигналы СВЧ и препятствовать замыканию токов ПЧ через трансформаторы в случае асимметричности схемы. Напряжение гетеродина со вторичной обмотки TV_2 в положительные полупериоды открывает диоды VD_1 и VD_2 , а в отрицательные – VD_3 и VD_4 , подключая поочередно вывод 4 или 3 вторичной обмотки сигнального трансформатора TV_1 к корпусу 2 через открытые пары диодов и дроссели L_1 и L_2 .

Разность между частотами колебаний сигнала и гетеродина равна ПЧ, причем $\omega_{ПЧ} \ll \omega_C \approx \omega_G$, таким образом, мгновенные фазовые сдвиги между напряжениями u_C и u_G изменяются медленно в сравнении с периодом их колебаний. Если напряжения u_C и u_G синфазны, тогда в положительный полупериод u_G под действием напряжения $u_C/2$ с L_4 в цепях ПЧ течет ток от точки 1 через нагрузку R_0 , точку 2, дроссели L_1 и L_2 и открытые диоды VD_1 и VD_2 до точки 4, а в отрицательный полупериод – от точки 1 в том же направлении через R_0 , точку 2 к дросселям L_1 , L_2 и далее через открытые диоды VD_3 , VD_4 до точки 3. Низкочастотная составляющая такого пульсирующего тока и есть ток ПЧ, НВЧ-составляющие шунтируются конденсатором C_1 . Ток ПЧ максимальный при синфазных u_C и u_G , потом при возрастании разности фаз между ними уменьшается, в случае ортогональных u_C и u_G ток ПЧ равен нулю, поскольку теперь ток, проходящий через R_0 и C_1 , изменяет направление каждую четверть периода сигнала. Далее ток ПЧ изменяет знак, достигает максимума при противофазных u_C и u_G и т.д.

Эффективное применение КБС в технике СВЧ диапазона возможно лишь при высокой степени симметрии дифференциальных трансформаторов и диодов. При конструировании интегральных схем смесителей дециметрового и более низкочастотных диапазонов применяют так называемые трансформаторы типа «длинной линии» (ТДЛ), в которых используют одну или несколько линий передачи, изготовленных в виде скрученных проводников, или отрезков коаксиальных кабелей. Такие трансформаторы имеют широкую рабочую полосу в высокочастотных диапазонах по сравнению с многовитковыми проводниковыми трансформаторами обычного типа.

Для уменьшения неравномерности АЧХ в области верхних частот длина линии выбирается из соотношения $l = \Lambda_B/8$, де Λ_B – длина волны в линии передачи на верхней частоте в заданном диапазоне. Нижнюю граничную частоту ТДЛ, которая определяется индуктивностью первичной обмотки трансформатора, можно значительно снизить, используя сердечник с высокой магнитной проницаемостью на низких частотах. Трудности реализации ТДЛ на ферритовых сердечниках с витыми проводниковыми линиями передачи возрастают с повышением рабочих частот из-за увеличения активных потерь в сердечниках и возрастания влияния нерегулярности линий передачи. Поэтому при конструи-

ровании КБС дециметрового и сантиметрового диапазонов широкое применение нашли трансформаторы микрополосковой конструкции.

КБС с симметрирующими трансформаторами, показан на рис.17.12,з. Обе «обмотки» трансформатора изготовлены в виде печатных полосковых проводников, размещенных один над другим на противоположных сторонах подложки, симметрично подвешенной в металлическом корпусе. Для более качественного согласования у заземленного конца одной из «обмоток» полосковый проводник медленно или ступенчато расширяется, обеспечивая трансформацию несимметричной двухпроводной линии в симметричную. Данный трансформатор эквивалентный открытой двухпроводной линии, оба проводника которой имеют в любом сечении противоположные по знаку и одинаковые по амплитуде потенциалы относительно корпуса. Такой трансформатор можно рассматривать как микрополосковый вариант ТДЛ. Рабочая полоса частот трансформатора ограничена лишь качеством согласования перехода с МПЛ к симметричной линии и может достигать полосы от 1 до 20 ГГц, то есть больше 4 октав. Для создания КБС необходимо два таких согласующих трансформатора, к четырем плечам которых подключают диодный мост, расположенный в отверстии подложки. На рис.17.12,д показана электрическая схема данного устройства.

Уменьшить потери преобразования за счет восстановления энергии колебаний ЗЧ позволяет *двойной кольцевой смеситель* (ДКБС). Он состоит из двух КБС (рис.17.12,е) на которые сигнал подается синфазно, а колебания гетеродина – в квадратуре. Поэтому колебания ПЧ этих КБС также квадратурные и суммируются на выходе смесителя. Колебания ЗЧ благодаря удвоению фазы колебаний гетеродина противофазны и создают эффект короткого замыкания (узел напряжения) на сигнальном входе, а продукты вторичного преобразования синфазны с основными продуктами преобразования и увеличивают уровень мощности ПЧ на выходе. Колебания помехи ЗЧ вследствие инверсии (сдвига на π) фазы колебаний гетеродина противофазны продуктам преобразования суммируются в согласованной нагрузке. То есть принципы работы ДКБС подобны принципам работы ДБС, однако, ДКБС более широкополосный и имеет больший динамический диапазон.

17.8. Транзисторные смесители

Транзисторные смесители могут быть созданы как на биполярных, так и на полевых транзисторах. В СВЧ диапазоне больше распространены полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТШ), они малошумящие и могут работать на частотах выше 10 ГГц.

По шумовым характеристикам транзисторные смесители несколько проигрывают преобразователям на диодах, но при этом транзисторные смесители преобразуют сигнал с некоторым усилением (3–10 дБ), что позволяет снизить требования к коэффициенту шума УПЧ. Выходная мощность у них приблизительно на порядок больше, и поэтому они имеют на 10-20 дБ более широкий динамический диапазон.

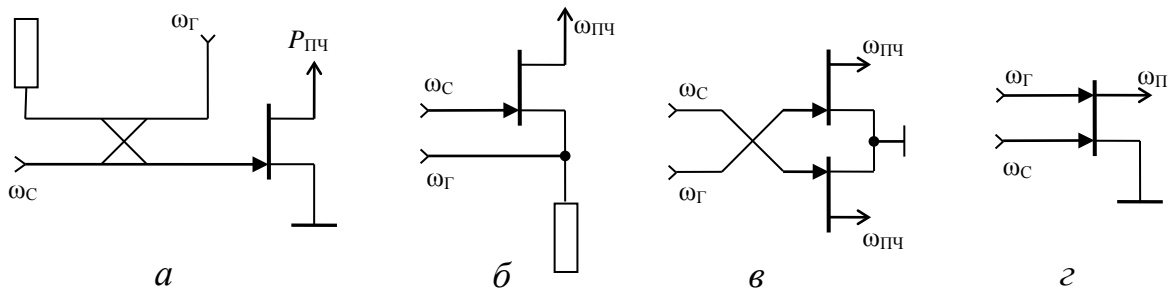


Рис.17.13. Транзисторные смесители:

a – с направленным ответвителем; *б* – с гетеродином в цепи истока;
в – балансная схема; *г* – на полевом тетроде

Упрощенные схемы наиболее распространенных на практике транзисторных смесителей показаны на рис.17.13. Недостатком схемы на рис.17.13,*a* является необходимость гетеродина с большим уровнем мощности из-за ослабления в направленном ответвителе, включенном для развязки цепей сигнала и гетеродина. В схеме, изображенной на рис.17.13,*б*, включение гетеродина в цепь общего истока приводит к образованию отрицательной обратной связи и ухудшению $k_{ш}$ смесителя.

В балансной схеме (рис.17.13,*в*) обеспечивается высокий уровень развязки цепей сигнала и гетеродина, однако выходные колебания ПЧ противофазны, их необходимо суммировать на ПЧ с помощью противофазного моста или синфазного кольцевого сумматора с фазовращателем на 180° , что приводит к сужению рабочей полосы смесителя.

Простейшим и наиболее широкополосным является смеситель на *полевом двухзатворном тетроде* (ДЗПТШ), в котором нет мостов и схем суммирования, что является важным фактором при создании интегральных микросхем. В основе работы смесителя на ДЗПТШ лежит нелинейная зависимость крутизны ВАХ тетрода по первому затвору от напряжения на втором. К первому затвору подводят принятый сигнал, ко второму – мощность гетеродина. Гетеродинный вход настраивают на максимальное согласование по уровню мощности, сигнальный – на минимум коэффициента шума. Коэффициент шума таких преобразователей на частотах 1–2 ГГц составляет 3–6 дБ [26].

Контрольные вопросы

1. Каково функциональное назначение смесителя?
2. В чем заключается процесс преобразования частоты?
3. Что такое гетеродин, и каково его функциональное назначение?
4. По каким основным признакам классифицируют смесители СВЧ?
5. Какой вид имеет эквивалентная схема смесительного диода?
6. Как образуется сигнал промежуточной частоты?
7. В чем заключается процесс обратного преобразования частоты?
8. Как возникает сигнал зеркальной частоты?
9. Какие смесители называют широкополосными, какие – узкополосными?

10. Что показывает и как определяют коэффициент преобразования смесителя?
11. Чем обусловлены и как определяются потери преобразования?
12. Какой физический смысл имеет коэффициент шума смесителя?
13. Как определяется нормированный коэффициент шума?
14. Что характеризует и как определяется относительная шумовая температура преобразователя?
15. Какой физический смысл имеет коэффициент подавления сигнала зеркальной частоты?
16. Как определяется динамический диапазон смесителя?
17. Какие смесители называются одноктактными или небалансными?
18. Каким образом можно усовершенствовать характеристики небалансных смесителей?
19. Что такое смесительная секция?
20. Какие технические требования необходимо выполнить при проектировании смесительной секции?
21. Как реализуются смесительные секции на основе волноводов?
22. Как реализуются микрополосковые смесительные секции?
23. Какими способами согласовывают смесительные диоды с микрополосковыми линиями?
24. Какие смесители называют балансными?
25. Каковы принципы работы балансных смесителей?
26. Какие преимущества имеют балансные смесители в сравнении с небалансными?
27. Каким образом уменьшается влияние шумов гетеродина на характеристики балансных смесителей?
28. Как реализуются балансные смесители в волноводном исполнении?
29. Как реализуются балансные смесители на микрополосковых линиях?
30. Какие смесители называются двойными балансными?
31. Каким образом осуществляется подавление сигнала зеркальной частоты в двойном балансном смесителе?
32. Какие смесители называются кольцевыми?
33. Как работает кольцевой смеситель?
34. Какую конструкцию имеют симметрирующие трансформаторы в СВЧ диапазоне?
35. Каковы принципы работы двойных кольцевых смесителей?
36. Какие особенности имеют транзисторные схемы смесителей СВЧ диапазона?

Тесты для самопроверки

1. Сопротивление нагрузки равно 20 Ом, волновое сопротивление линии передачи – 50 Ом. Укажите, какому значению равно нормированное сопротивление.

А	Б	В	Г
1/2	2,5	0,5	0,4

2. Проводимость нагрузки равна 0,2 См, волновое сопротивление линии передачи – 50 Ом. Определите, какому значению равно нормированное сопротивление.

А	Б	В	Г
0,004	10	0,1	250

3. Нормированная проводимость нагрузки равна $j0,5$, волновое сопротивление линии передачи – 50 Ом. Рассчитайте, чему равно сопротивление нагрузки.

А	Б	В	Г
100	50	10	0

4. Нормированное сопротивление нагрузки составляет $1 + j0,5$. Укажите, какому значению равна нормированная проводимость нагрузки.

А	Б	В	Г
$1 + j0,5$	$0,8 - j0,4$	$1 - j0,5$	$0,8 + j0,4$

5. Нормированная проводимость нагрузки равна $1 + j0,5$, волновое сопротивление линии передачи – 50 Ом. Рассчитайте, чему равно сопротивление нагрузки.

А	Б	В	Г
$40 - j20$	$0,8 - j0,4$	$20 - j40$	$40 + j20$

6. Нормированная проводимость нагрузки равна $1 - j0,5$, волновое сопротивление линии передачи – 50 Ом. Определите, чему равно реактивное сопротивление нагрузки.

А	Б	В	Г
25	-20	20	-25

7. Нормированное напряжение равно 0,5, волновое сопротивление линии передачи – 100 Ом. Выясните, чему равно физическое напряжение.

А	Б	В	Г
2,5	5	10	0,2

8. Нормированный ток равен 1, волновое сопротивление линии передачи – 100 Ом. Укажите чему равен физический ток.

А	Б	В	Г
10	0,2	0,1	1

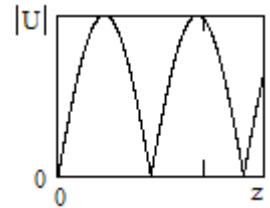
9. Зависимость для напряжения в линии $U = 2 \cos \beta z$. Используя телеграфные уравнения, найдите зависимость для тока, если $Z_1 = 2 \text{ Ом/м}$, $Y_1 = 0,1 \text{ См/м}$.

А	Б	В	Г
$-2\beta \sin \beta z$	$\beta \sin \beta z$	$-\beta \cos \beta z$	$-20\beta \cos \beta z$

10. Зависимость для тока в линии $I = 2 \sin \beta z$. Используя телеграфные уравнения, найдите зависимость для напряжения, если $Z_1 = 2 \text{ Ом/м}$, $Y_1 = 0,1 \text{ См/м}$.

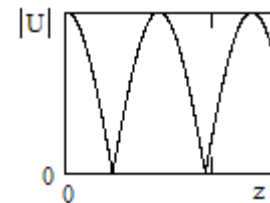
А	Б	В	Г
$20\beta \cos \beta z$	$-2\beta \sin \beta z$	$-20\beta \sin \beta z$	$-20\beta \cos \beta z$

11. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, в которой координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передач.



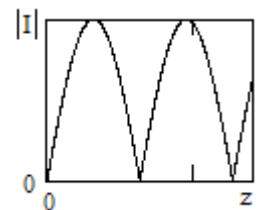
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

12. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



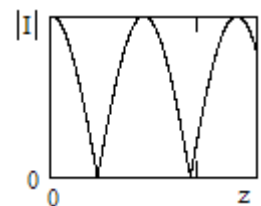
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

13. На рисунке изображен график стоячей волны тока в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



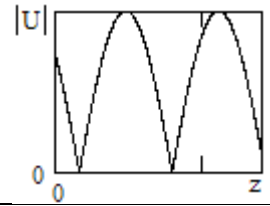
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

14. На рисунке изображен график стоячей волны тока в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



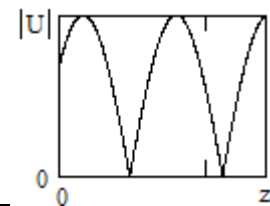
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

15. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



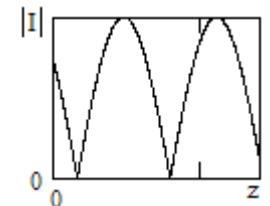
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

16. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



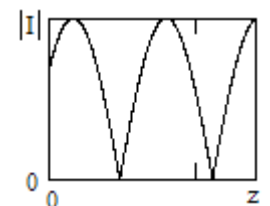
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

17. На рисунке изображен график стоячей волны тока в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



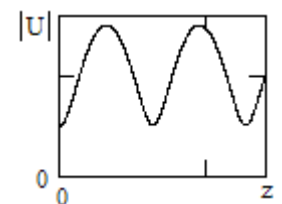
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

18. На рисунке изображен график стоячей волны тока в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



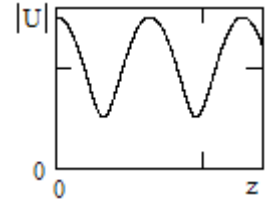
А	Б	В	Г
Короткое замыкание	Холостой ход	Работа на индуктивность	Работа на емкость

19. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующий режим работы линии передачи.



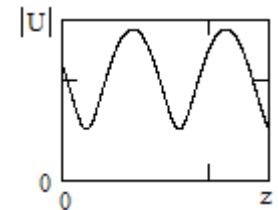
А	Б	В	Г
Активная нагрузка больше волнового сопротивления	Активная нагрузка меньше волнового сопротивления	Комплексная нагрузка емкостного характера	Комплексная нагрузка индуктивного характера

20. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующую нагрузку линии передачи.



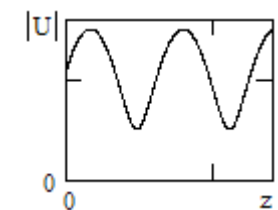
А	Б	В	Г
Активная нагрузка больше волнового сопротивления	Активная нагрузка меньше волнового сопротивления	Комплексная нагрузка емкостного характера	Комплексная нагрузка индуктивного характера

21. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положению нагрузки. Укажите соответствующую нагрузку линии передачи.



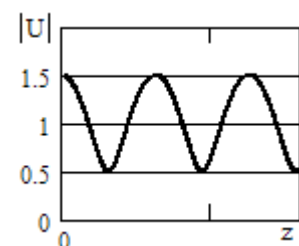
А	Б	В	Г
Активная нагрузка больше волнового сопротивления	Активная нагрузка меньше волнового сопротивления	Комплексная нагрузка емкостного характера	Комплексная нагрузка индуктивного характера

22. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Укажите соответствующую нагрузку линии передачи.



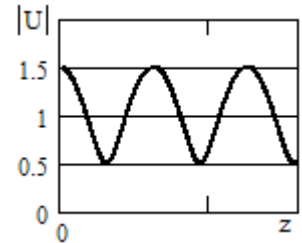
А	Б	В	Г
Активная нагрузка больше волнового сопротивления	Активная нагрузка меньше волнового сопротивления	Комплексная нагрузка емкостного характера	Комплексная нагрузка индуктивного характера

23. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите КСВ в линии.



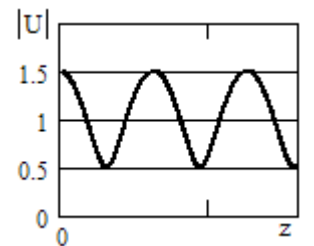
А	Б	В	Г
1	0,5	∞	3

24. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите КБВ в линии.



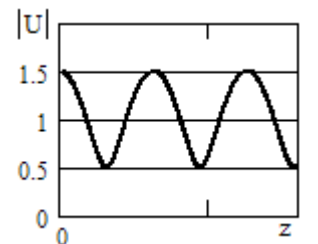
А	Б	В	Г
1	0	3	1/3

25. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите коэффициент отражения нагрузки.



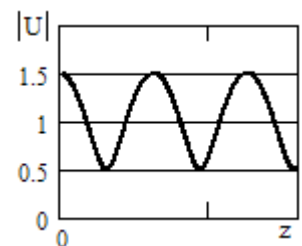
А	Б	В	Г
1	0,5	∞	3

26. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите нормированное сопротивление нагрузки.



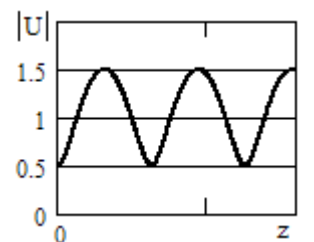
А	Б	В	Г
1	0,5	1/3	3

27. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи с волновым сопротивлением 75 Ом, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите сопротивление нагрузки.



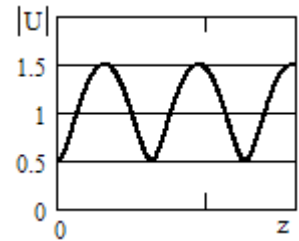
А	Б	В	Г
225 Ом	25 Ом	75 Ом	37,5 Ом

28. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите нормированное сопротивление нагрузки.



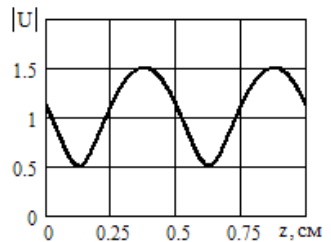
А	Б	В	Г
1	0,5	1/3	3

29. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи с волновым сопротивлением 75 Ом, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите сопротивление нагрузки.



А	Б	В	Г
225 Ом	25 Ом	75 Ом	37,5 Ом

30. На рисунке изображен график стоячей волны напряжения в линии передачи, где координате $z = 0$ соответствует положение нагрузки. Определите длину волны в линии.



А	Б	В	Г
0,25 см	0,5 см	1 см	2 см

31. КСВ в линии равен 3. Определите модуль коэффициента отражения.

А	Б	В	Г
1/3	2	-0,5	0,5

32. КБВ в линии равен 1/3. Определите модуль коэффициента отражения.

А	Б	В	Г
1/3	2	-0,5	0,5

33. Модуль коэффициента отражения равен 0,2. Определите КСВ в линии.

А	Б	В	Г
3/2	2/3	5	0,5

34. Модуль коэффициента отражения равен 0,2. Определите КБВ в линии.

А	Б	В	Г
3/2	2/3	5	0,5

35. Две линии с волновыми сопротивлениями 30 Ом и 40 Ом согласованы с помощью четвертьволнового трансформатора. Определите волновое сопротивление трансформатора.

А	Б	В	Г
70 Ом	35 Ом	$20\sqrt{3}$ Ом	1200 Ом

36. Линия с волновыми сопротивлениями 50 Ом согласована с активной нагрузкой 40 Ом с помощью четвертьволнового трансформатора. Определите волновое сопротивление трансформатора.

А	Б	В	Г
$20\sqrt{5}$ Ом	2000 Ом	45 Ом	90 Ом

37. Комплексная амплитуда колебаний на входе полуволнового отрезка линии передачи равна $20 - j10$. Определите комплексную амплитуду колебаний на выходе.

А	Б	В	Г
$1/(20 - j10)$	$-20 + j10$	$20 + j10$	$10 + j20$

38. Выходное сопротивление генератора 50 Ом согласовано с волновым сопротивлением линии передачи, нагрузка согласована с линией. Определите ток через нагрузку, если ЭДС генератора равна 50 В.

А	Б	В	Г
$1/3$ А	0,5 А	1 А	2 А

39. Выходное сопротивление генератора 50 Ом согласовано с волновым сопротивлением линии передачи, нагрузка согласована с линией. Определите напряжение на нагрузке, если ЭДС генератора равна 50 В.

А	Б	В	Г
$50/3$ В	50 В	25 В	100 В

40. Выходное сопротивление генератора 50 Ом согласовано с волновым сопротивлением четвертьволнового отрезка линии передачи, нагруженного на сопротивление 25 Ом. Определите ток на входе линии, если ЭДС генератора равна 50 В.

А	Б	В	Г
$1/3$ А	$2/5$ А	$2/3$ А	3 А

41. Выходное сопротивление генератора 50 Ом согласовано с волновым сопротивлением четвертьволнового отрезка линии передачи, нагруженного на сопротивление 25 Ом. Определите напряжение на нагрузке, если ЭДС генератора равна 50 В.

А	Б	В	Г
$25/3$ В	10 В	50 В	100 В

42. Выходное сопротивление генератора 50 Ом согласовано с волновым сопротивлением полуволнового отрезка линии передачи, нагруженного на сопротивление 25 Ом. Определите ток на входе линии, если ЭДС генератора равна 50 В.

А	Б	В	Г
$1/3 A$	$2/5 A$	$2/3 A$	$3 A$

43. Выходное сопротивление генератора 50 Ом согласовано с волновым сопротивлением полуволнового отрезка линии передачи, нагруженного на сопротивление 25 Ом. Определите напряжение на нагрузке, если ЭДС генератора равна 50 В.

А	Б	В	Г
$25/3 B$	10 В	$50/3 B$	100 В

44. Четвертьволновый отрезок линии передачи с волновым сопротивлением 100 Ом нагружен на сопротивление 200 Ом. Определите входное сопротивление отрезка с нагрузкой.

А	Б	В	Г
300 Ом	200 Ом	100 Ом	50 Ом

45. Нагруженный четвертьволновый отрезок линии передачи с волновым сопротивлением 100 Ом имеет входное сопротивление 50 Ом. Определите сопротивление нагрузки.

А	Б	В	Г
300 Ом	200 Ом	100 Ом	50 Ом

46. Четвертьволновый отрезок линии передачи, который нагружен на сопротивление 200 Ом, имеет входное сопротивление 50 Ом. Определите волновое сопротивление отрезка линии.

А	Б	В	Г
300 Ом	200 Ом	100 Ом	50 Ом

47. Четвертьволновый отрезок линии передачи нагружен на емкость. Укажите характер входного сопротивления отрезка с нагрузкой.

А	Б	В	Г
Активный	Емкостной	Индуктивный	Комплексный

48. Четвертьволновый отрезок линии передачи нагружен на индуктивность. Укажите характер входного сопротивления отрезка с нагрузкой.

А	Б	В	Г
Активный	Емкостной	Индуктивный	Комплексный

49. Четвертьволновый отрезок линии передачи нагружен на активное сопротивление. Укажите характер входного сопротивления отрезка с нагрузкой.

А	Б	В	Г
Активный	Емкостной	Индуктивный	Комплексный

50. Четвертьволновый отрезок линии передачи нагружен на комплексное сопротивление. Укажите характер входного сопротивления отрезка с нагрузкой.

А	Б	В	Г
Активный	Емкостной	Индуктивный	Комплексный

51. Четвертьволновый отрезок линии передачи с волновым сопротивлением 100 Ом нагружен на емкость 100 нФ. Какой величине индуктивности соответствует входное сопротивление отрезка.

А	Б	В	Г
100 нГн	1 мГн	10 мкГн	10^7 Гн

52. Четвертьволновый отрезок линии передачи с волновым сопротивлением 100 Ом нагружен на индуктивность 1 мГн. Какой величине емкости соответствует входное сопротивление отрезка.

А	Б	В	Г
100 нФ	1 мФ	10 мкФ	10^7 Ф

53. Коэффициент отражения по напряжению равен $0,3 - 0,4j$. Определите коэффициент отражения по току.

А	Б	В	Г
$0,3 - 0,4j$	$-0,3 + 0,4j$	$0,3 + 0,4j$	$-0,3 - 0,4j$

54. Коэффициент отражения равен $0,3 - 0,4j$. Определите коэффициент отражения по мощности.

А	Б	В	Г
0,25	0,5	$-0,07 - 0,24j$	$-0,3 + 0,4j$

55. Коэффициент отражения нагрузки равен $0,3 - 0,4j$. Определите коэффициент отражения на расстоянии от нагрузки, соответствующем половине длины волны в линии передачи.

А	Б	В	Г
$0,4 + 0,3j$	$-0,4 - 0,3j$	$-0,3 + 0,4j$	$0,3 - 0,4j$

56. Коэффициент отражения нагрузки равен $0,3 - 0,4j$. Определите коэффициент отражения на расстоянии от нагрузки, соответствующем четверти длины волны в линии передачи.

А	Б	В	Г
$0,4 + 0,3j$	$-0,4 - 0,3j$	$-0,3 + 0,4j$	$0,3 - 0,4j$

57. Коэффициент отражения нагрузки равен $0,3 - 0,4j$. Определите коэффициент отражения на расстоянии от нагрузки, соответствующем $1/8$ длины волны в линии передачи.

А	Б	В	Г
$0,4 + 0,3j$	$-0,4 - 0,3j$	$-0,3 + 0,4j$	$0,3 - 0,4j$

58. Нормированная амплитуда напряжения падающей волны в линии передачи равна $1 + j$, а отраженной волны $1 - j$. Определите коэффициент отражения по напряжению.

А	Б	В	Г
j	$-j$	1	-1

59. Нормированная амплитуда напряжения падающей волны в линии передачи равна $1 + j$, а отраженной волны $1 - j$. Определите фазу коэффициента отражения по напряжению.

А	Б	В	Г
π	$-\pi$	$-\pi/2$	$\pi/2$

60. Нормированная амплитуда напряжения падающей волны в линии передачи равна $1 + j$, а отраженной волны $1 - j$. Определите коэффициент отражения по току.

А	Б	В	Г
j	$-j$	1	-1

61. Нормированная амплитуда напряжения падающей волны в линии передачи равна $1 + j$, а отраженной волны $1 - j$. Определите коэффициент отражения по мощности.

А	Б	В	Г
j	$-j$	1	-1

62. Нормированное сопротивление нагрузки равно $(1 + 2j)$, определите коэффициент отражения нагрузки.

А	Б	В	Г
$1 - j$	$0,5 + 0,5j$	1	0,5

63. Нормированное сопротивление нагрузки равно $1 - j2$. Определите фазу коэффициента отражения нагрузки.

А	Б	В	Г
$\arctg(-2/1)$	$\arctg(-1/2)$	$-\pi/4$	$\pi/4$

64. Нормированное сопротивление нагрузки равно $(1 + 2j)$, определите коэффициент отражения по мощности.

А	Б	В	Г
$1 - j$	$0,5 + 0,5j$	1	0,5

65. Коэффициент отражения нагрузки равен $(0,5 + 0,5j)$, определите нормированное сопротивление нагрузки.

А	Б	В	Г
$1 + 2j$	$-1 - 2j$	1	$-0,2 + 0,4j$

66. Определите коэффициент отражения от стыка двух коаксиальных линий 50 Ом и 75 Ом.

А	Б	В	Г
1,5	2/3	0,2	0,04

67. Определите КСВ от стыка двух коаксиальных линий 50 Ом и 75 Ом.

А	Б	В	Г
1,5	2/3	0,2	2

68. Определите коэффициент отражения по мощности от стыка двух коаксиальных линий 50 Ом и 75 Ом.

А	Б	В	Г
1,5	2/3	0,2	0,04

69. Определите, какая часть мощности отражается от стыка двух коаксиальных линий 50 Ом и 75 Ом.

А	Б	В	Г
100 %	96 %	50%	4 %

70. Определите КПД фидера в виде стыка двух коаксиальных линий 50 Ом и 75 Ом.

А	Б	В	Г
100 %	96 %	50%	4 %

71. Линия с волновым сопротивлением 50 Ом согласована с помощью четвертьволнового трансформатора с активным сопротивлением 10 Ом. Определите волновое сопротивление трансформатора.

А	Б	В	Г
60 Ом	30 Ом	$10\sqrt{5}$ Ом	500 Ом

72. Для согласования линии с нагрузкой используют параллельную компенсирующую реактивность. Укажите, что характерно для сечения линии, где включена эта реактивность.

А	Б	В	Г
Активная часть нормированного входного сопротивления равна 0	Активная часть нормированной входной проводимости равна 0	Активная часть нормированного входного сопротивления равна 1	Активная часть нормированной входной проводимости равна 1

73. Для согласования линии с нагрузкой используют последовательную компенсирующую реактивность. Укажите, что характерно для сечения линии, где включена эта реактивность.

А	Б	В	Г
Активная часть нормированного входного сопротивления равна 0	Активная часть нормированной входной проводимости равна 0	Активная часть нормированного входного сопротивления равна 1	Активная часть нормированной входной проводимости равна 1

74. Для согласования линии с нагрузкой используют четвертьволновой трансформатор. Укажите, что характерно для сечения линии, где включается трансформатор.

А	Б	В	Г
Активная часть нормированного входного сопротивления равна 0	Реактивная часть нормированного входного сопротивления равна 0	Активная часть нормированного входного сопротивления равна 1	Реактивная часть нормированного входного сопротивления равна 1

75. В линии передачи распространяются две волны $8 \exp[j(\omega t - \beta x)]$ и $4 \exp[j(\omega t + \beta x)]$. Вычислите значение КСВ.

А	Б	В	Г
3	∞	1	12

76. В линии передачи распространяются две волны $8 \exp[j(\omega t + \beta x)]$ и $12 \exp[j(\omega t + \beta x)]$. Вычислите значение КСВ.

А	Б	В	Г
3	∞	1	12

77. Элемент матрицы рассеяния четырехполюсника \dot{s}_{21} равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвига плоскости отсчета фазы в плече 1 от соединения на четверть длины волны в линии.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

78. Элемент матрицы рассеяния четырехполюсника \dot{s}_{21} равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвига плоскости отсчета фазы в плече 2 до соединения на четверть длины волны в линии.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

79. Элемент матрицы рассеяния четырехполюсника \dot{s}_{21} равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвигов плоскостей отсчета фаз в плечах 1 и 2 до соединения на четверть длины волны в линии.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

80. Элемент матрицы рассеяния четырехполюсника \dot{s}_{21} равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвигов плоскостей отсчета фаз в плечах 1 и 2 от соединения на четверть длины волны в линии.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

81. Элемент матрицы рассеяния четырехполюсника \dot{s}_{21} равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвига плоскости отсчета фаз на четверть длины волны в линии в плече 1 до соединения, а в плече 2 – от соединения.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

82. Диагональный элемент матрицы рассеяния равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвига плоскости отсчета фазы в соответствующем плече до соединения на четверть длины волны в линии.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

83. Диагональный элемент матрицы рассеяния равен $0,5 + 0,5j$. Определите, чему он будет равен в случае сдвига плоскости отсчета фазы в соответствующем плече от соединения на четверть длины волны в линии.

А	Б	В	Г
$-0,5 + 0,5j$	$0,5 - 0,5j$	$-0,5 - 0,5j$	$0,5 + 0,5j$

84. Недиагональный элемент матрицы рассеивания равен $0,5j$. Определите, на какое расстояние в длинах волн в линии следует сместить плоскость отсчета фаз в соответствующем плече устройства, чтобы этот элемент имел активный характер.

А	Б	В	Г
1	0,5	0,25	0,125

85. Модуль элемента \dot{s}_{11} матрицы рассеяния недиссипативного четырехполюсника равен 0,3. Определите модуль элемента \dot{s}_{21} .

А	Б	В	Г
0,9	0,81	0,7	0,1

86. Матрица рассеяния восьмиполюсника имеет вид

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

Определите КБВ в плече 2.

А	Б	В	Г
1	0,707	0	∞

87. Матрица рассеяния восьмиполюсника имеет вид

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

В плечо 2 подают волну единичной амплитуды, остальные плечи нагружены на согласованные нагрузки. Определите амплитуду волны в плече 4.

А	Б	В	Г
-1	1	-0,707	0,707

88. Матрица рассеяния восьмиполюсника имеет вид

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

В плечи 1 и 2 от одного источника подают волны единичных амплитуд, остальные плечи нагружены на согласованные нагрузки. Определите амплитуду волны в плече 4.

А	Б	В	Г
0	0,707	0,5	1,414

89. Матрица рассеяния восьмиполюсника имеет вид

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

В плечо 2 подают волну мощностью 1 мВт, остальные плечи нагружены на согласованные нагрузки. Определите мощность волны в плече 4.

А	Б	В	Г
0,707 мВт	0	1 мВт	0,5 мВт

90. Укажите, какая из приведенных матриц рассеяния не может соответствовать матрице рассеяния недиссипативного шестиполюсника.

А	Б	В	Г
$\dot{S} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\dot{S} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$

91. Задана волновая матрица передачи четырехполюсника $S = \begin{bmatrix} 0,1 & 0,99 \\ 0,99 & 0,1 \end{bmatrix}$.

Вычислить, чему равен коэффициент отражения в децибелах.

А	Б	В	Г
-10	-20	10	0,1

92. Задана волновая матрица рассеяния четырехполюсника $S = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$.

Найдите затухание в децибелах.

А	Б	В	Г
0	10	6	3

93. Задана волновая матрица передачи четырехполюсника $T = \begin{bmatrix} 1,25 & -0,75 \\ 0,75 & 0,35 \end{bmatrix}$.

Найдите коэффициент отражения.

А	Б	В	Г
0,6	0,25	0,35	0,28

94. Задана волновая матрица рассеяния четырехполюсника $S = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$. Найдите волновую матрицу передачи четырехполюсника.

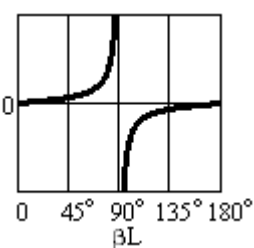
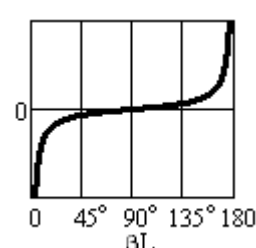
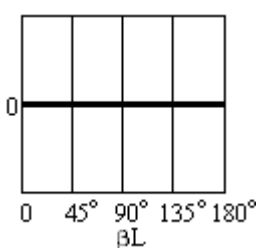
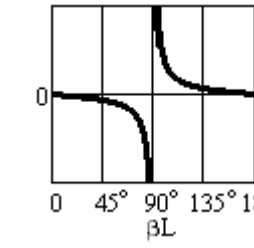
А	Б	В	Г
$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$T = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$T = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$

95. Задана волновая матрица рассеяния четырехполюсника $S = \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$.

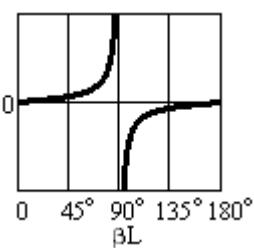
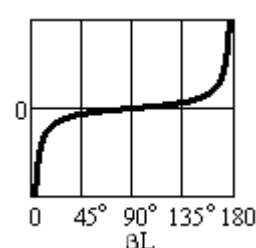
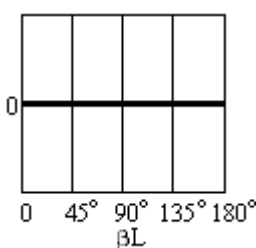
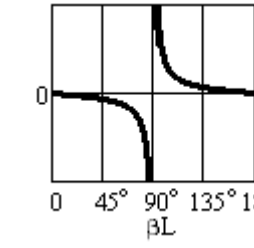
Найдите волновую матрицу передачи четырехполюсника.

А	Б	В	Г
$T = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$	$T = \begin{bmatrix} \sqrt{2} & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$T = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & \sqrt{2} \end{bmatrix}$

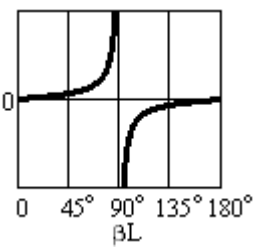
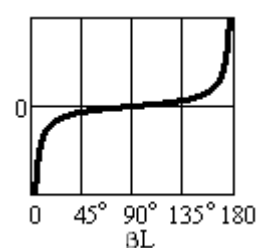
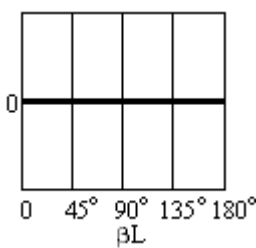
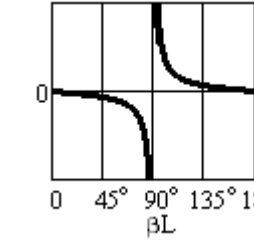
96. Укажите, в соответствии с каким графиком изменяется реактивная составляющая входного сопротивления короткозамкнутого отрезка линии передачи в зависимости от его электрической длины βL .

А	Б	В	Г
			

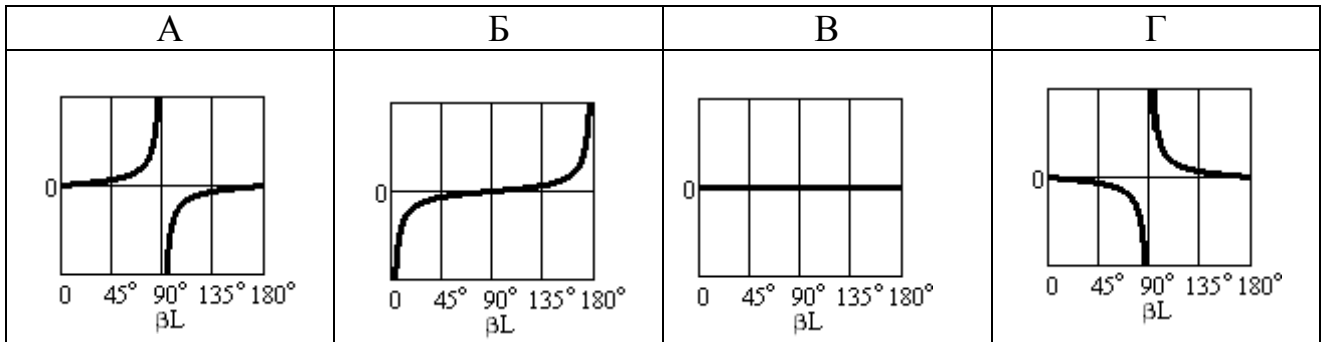
97. Укажите, в соответствии с каким графиком изменяется реактивная составляющая входного сопротивления разомкнутого отрезка линии передачи в зависимости от его электрической длины βL .

А	Б	В	Г
			

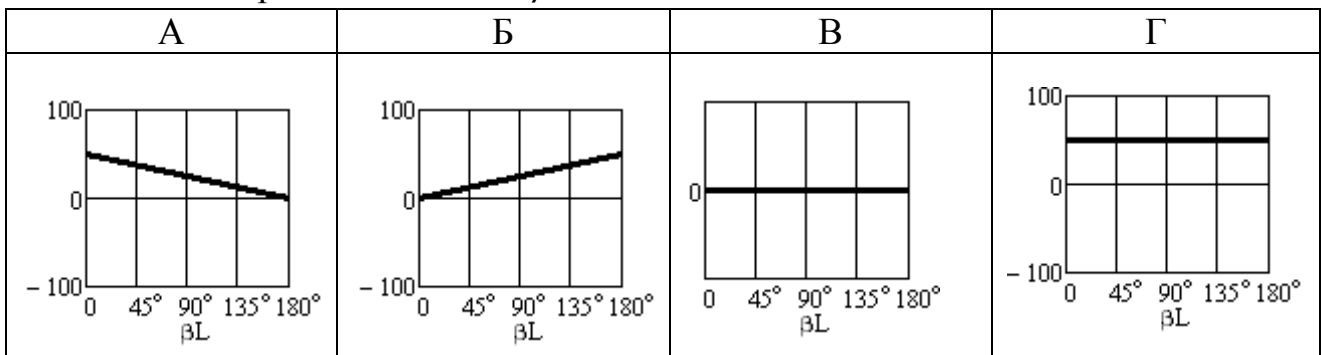
98. Укажите, в соответствии с каким графиком изменяется активная составляющая входного сопротивления короткозамкнутого отрезка линии передачи в зависимости от его электрической длины βL .

А	Б	В	Г
			

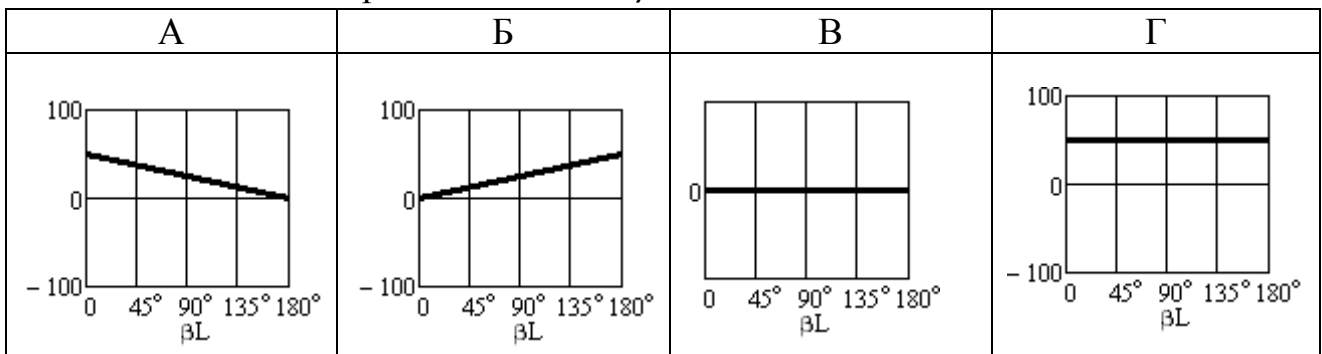
99. Укажите, в соответствии с каким графиком изменяется активная составляющая входного сопротивления разомкнутого отрезка линии передачи в зависимости от его электрической длины βL .



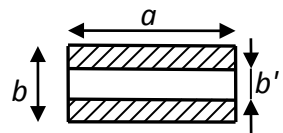
100. Укажите, в соответствии с каким графиком изменяется активная составляющая входного сопротивления отрезка линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, нагруженного на согласованную нагрузку, в зависимости от его электрической длины βL .

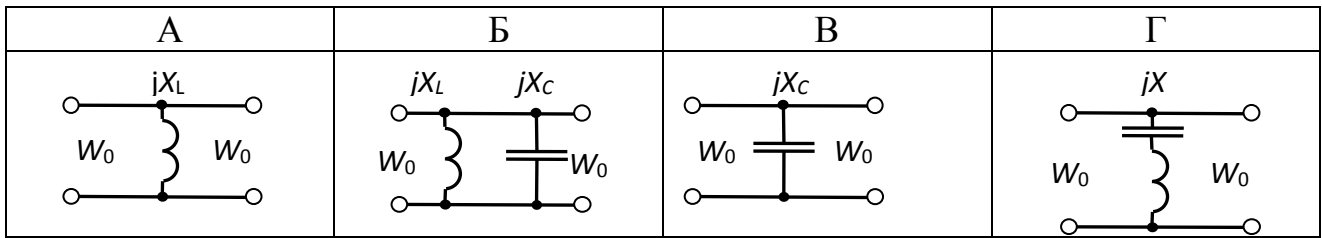


101. Укажите, в соответствии с каким графиком изменяется реактивная составляющая входного сопротивления отрезка линии передачи с волновым сопротивлением 50 Ом, нагруженного на согласованную нагрузку, в зависимости от его электрической длины βL .

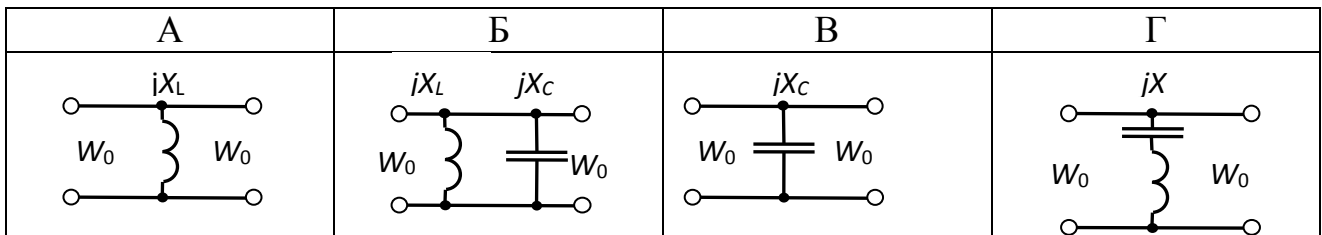
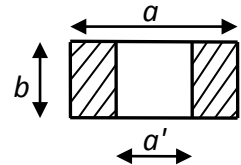


102. На рисунке изображена тонкая диафрагма в прямоугольном волноводе, укажите, какая эквивалентная схема соответствует этой нерегулярности.

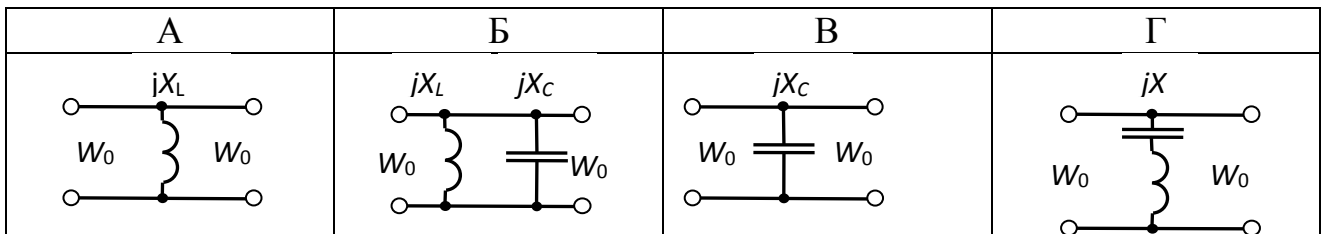
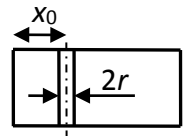




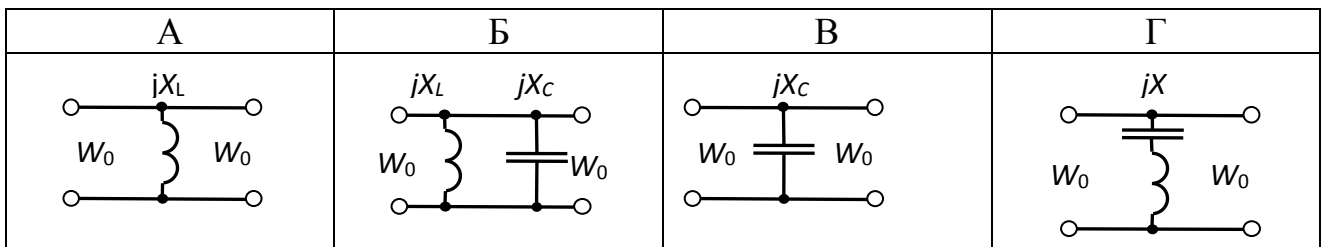
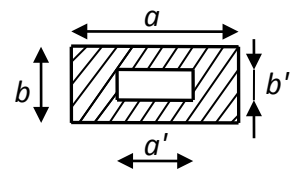
103. На рисунке изображена тонкая диафрагма в прямоугольном волноводе, укажите, какая эквивалентная схема соответствует этой нерегулярности.



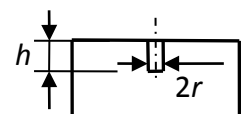
104. На рисунке изображен штырь в прямоугольном волноводе, укажите, какая эквивалентная схема соответствует этой нерегулярности.



105. На рисунке изображена тонкая диафрагма в прямоугольном волноводе, укажите, какая эквивалентная схема соответствует этой нерегулярности.



106. На рисунке изображен штырь в прямоугольном волноводе, укажите, какая эквивалентная схема соответствует этой нерегулярности.



А	Б	В	Г

107. Вносимое затухание аттенюатором равно 6 дБ. Укажите, какая матрица рассеяния наиболее соответствует этому аттенюатору.

А	Б	В	Г
$\begin{bmatrix} 0 & 0,1 \\ 0,1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 6 \\ 6 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0,25 \\ 0,25 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0,5 \\ 0,5 & 0 \end{bmatrix}$

108. Матрица рассеяния аттенюатора имеет вид $\begin{bmatrix} 0 & 0,1 \\ 0,1 & 0 \end{bmatrix}$. Определите вносимое затухание в децибелах.

А	Б	В	Г
10 дБ	20 дБ	-20 дБ	10 дБ

109. Матрица рассеяния аттенюатора имеет вид $\begin{bmatrix} 0 & 0,4 + 0,3j \\ 0,4 + 0,3j & 0 \end{bmatrix}$. Определите вносимое затухание в децибелах.

А	Б	В	Г
6 дБ	-6 дБ	-3 дБ	3 дБ

110. Начальное вносимое затухание поляризационного аттенюатора равно 1 дБ, поглощающая пластина средней секции повернута относительно пластин в крайних секциях на угол 60° . Укажите вносимое затухание в децибелах.

А	Б	В	Г
7 дБ	-7 дБ	-13 дБ	13 дБ

111. Длину раздвижного фазовращателя увеличили на $1/8$ длины волны в линии. Укажите, на сколько измениться фаза распространяющейся волны.

А	Б	В	Г
-90°	-45°	$+45^\circ$	$+90^\circ$

112. Матрица рассеяния фазовращателя имеет вид

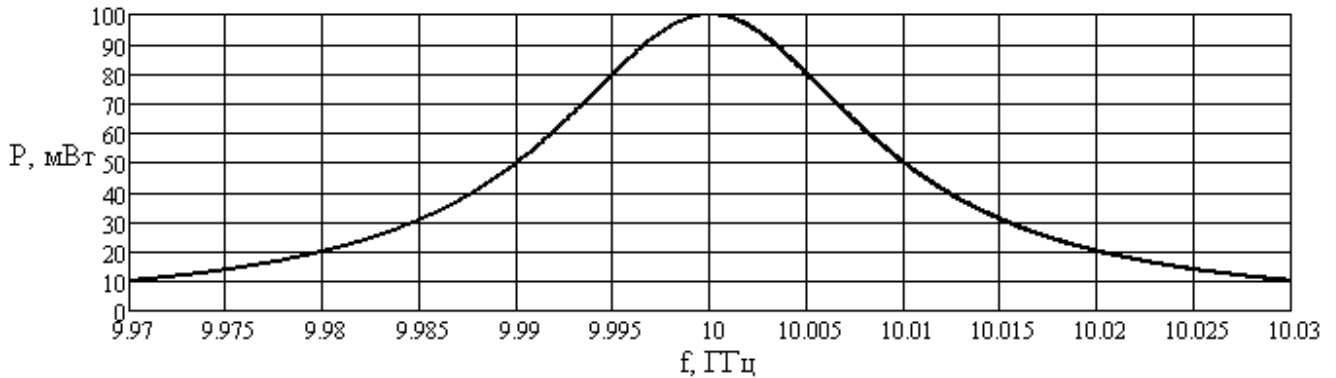
$$\begin{bmatrix} 0 & 0,5\sqrt{3} + 0,5j \\ 0,5\sqrt{3} + 0,5j & 0 \end{bmatrix}. \text{ Определите вносимый фазовый сдвиг.}$$

А	Б	В	Г
180°	60°	30°	90°

113. Начальное вносимое затухание поляризационного аттенюатора равно 1 дБ, поглощающая пластина средней секции повернута относительно пластин в крайних секциях на угол 60° . Укажите вносимое затухание в децибелах.

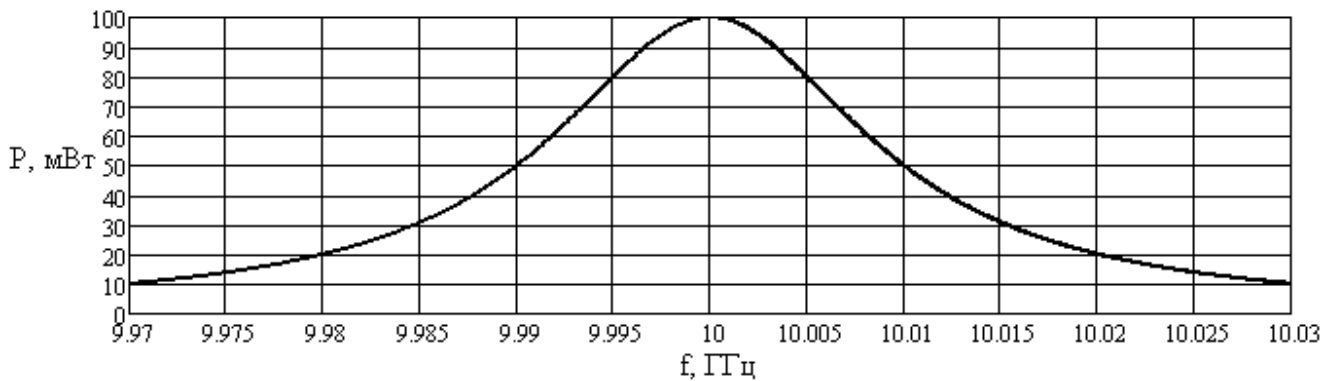
А	Б	В	Г
7 дБ	-7 дБ	-13 дБ	13 дБ

114. На рисунке изображена частотная зависимость проходящей мощности через объемный резонатор. Оцените нагруженную добротность резонатора.



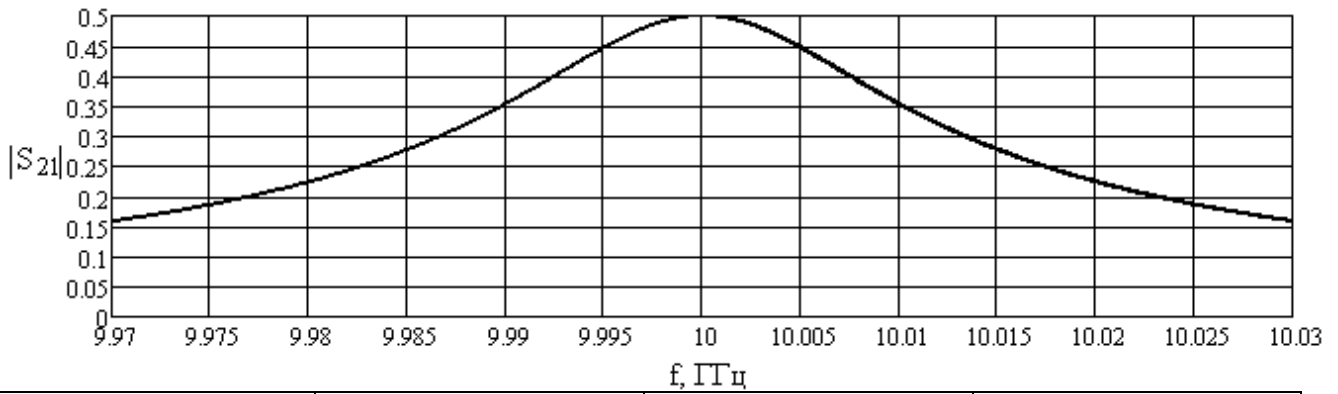
А	Б	В	Г
~500	~250	~820	~410

115. На рисунке изображена частотная зависимость проходящей мощности через объемный резонатор. Оцените собственную добротность резонатора, если известно, что связь с резонатором является критической.



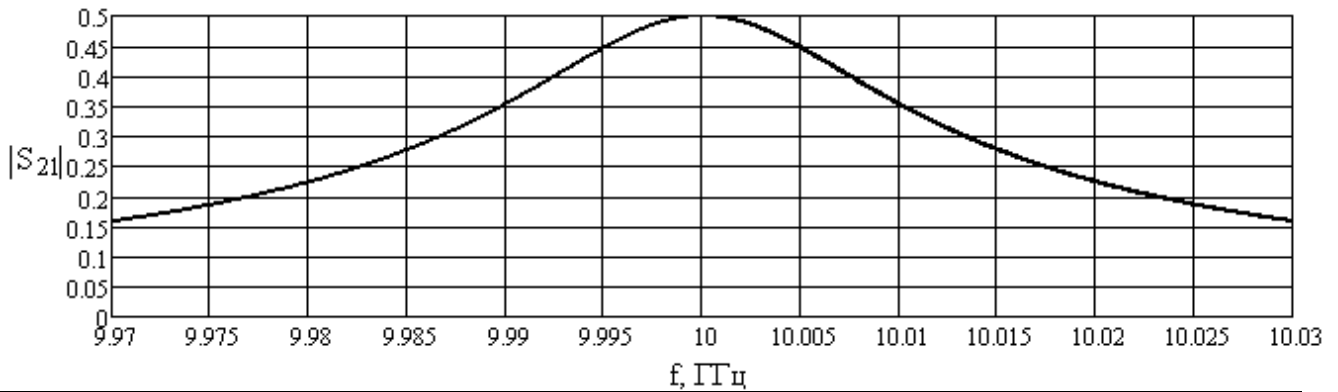
А	Б	В	Г
~500	~1000	~820	~410

116. На рисунке изображена частотная зависимость модуля волнового коэффициента передачи через объемный резонатор. Оцените нагруженную добротность резонатора.



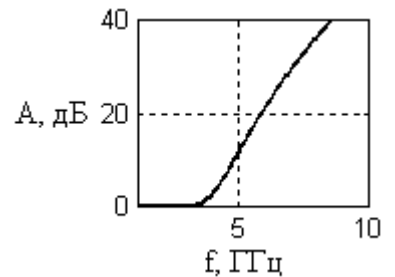
А	Б	В	Г
~500	~250	~820	~410

117. На рисунке изображена частотная зависимость модуля волнового коэффициента передачи через объемный резонатор. Оцените собственную добротность резонатора, если известно, что связь с резонатором является критической.



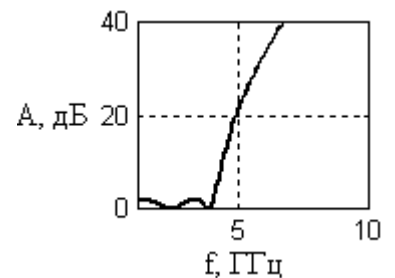
А	Б	В	Г
~500	~1000	~820	~410

118. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



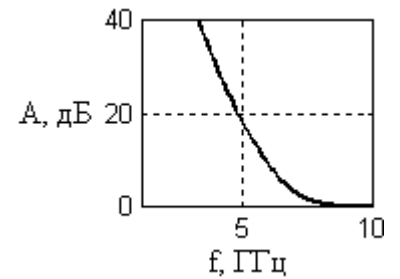
А	Б	В	Г
ФНЧ Баттерворта	ФВЧ Баттерворта	ФНЧ Чебышева	ФВЧ Чебышева

119. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



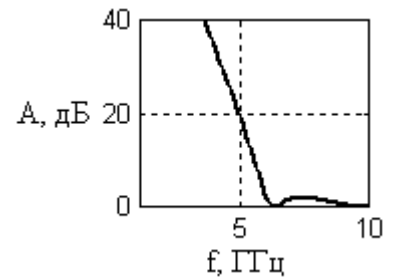
А	Б	В	Г
ФНЧ Баттерворта	ФВЧ Баттерворта	ФНЧ Чебышева	ФВЧ Чебышева

120. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



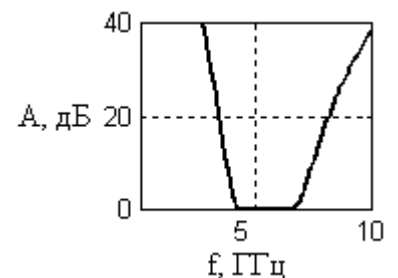
А	Б	В	Г
ФНЧ Баттерворта	ФВЧ Баттерворта	ФНЧ Чебышева	ФВЧ Чебышева

121. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



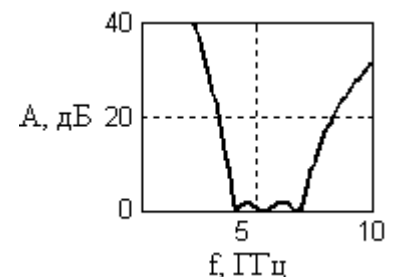
А	Б	В	Г
ФНЧ Баттерворта	ФВЧ Баттерворта	ФНЧ Чебышева	ФВЧ Чебышева

122. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



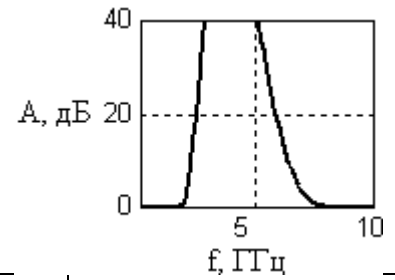
А	Б	В	Г
ППФ Баттерворта	ПЗФ Баттерворта	ППФ Чебышева	ПЗФ Чебышева

123. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



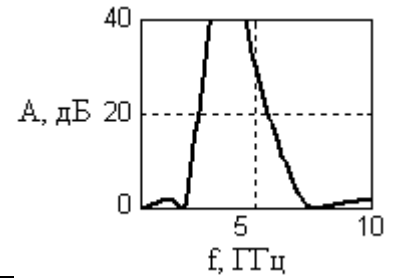
А	Б	В	Г
ППФ Баттерворта	ПЗФ Баттерворта	ППФ Чебышева	ПЗФ Чебышева

124. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



А	Б	В	Г
ППФ Баттерворта	ПЗФ Баттерворта	ППФ Чебышева	ПЗФ Чебышева

125. На рисунке представлена частотная характеристика затухания фильтра. Укажите, какому типу фильтра она соответствует.



А	Б	В	Г
ППФ Баттерворта	ПЗФ Баттерворта	ППФ Чебышева	ПЗФ Чебышева

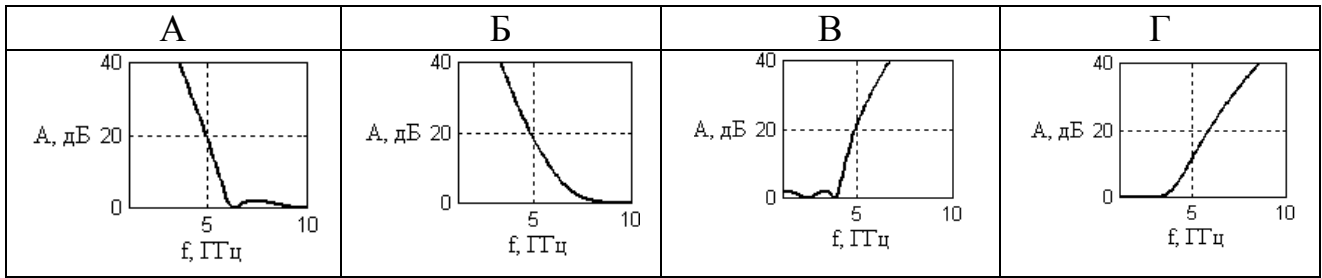
126. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ФНЧ Баттерворта.

А	Б	В	Г

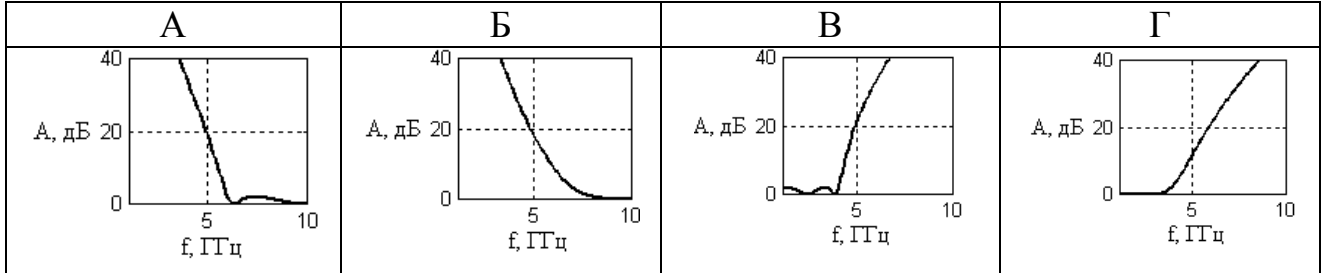
127. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ФВЧ Баттерворта.

А	Б	В	Г

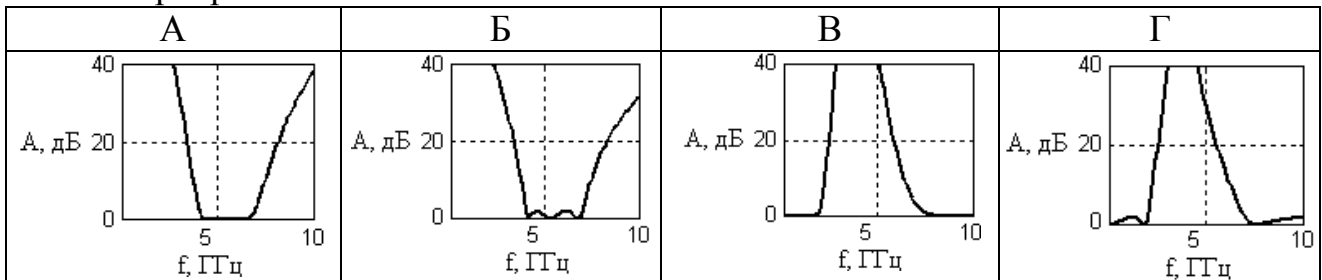
128. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ФНЧ Чебышева.



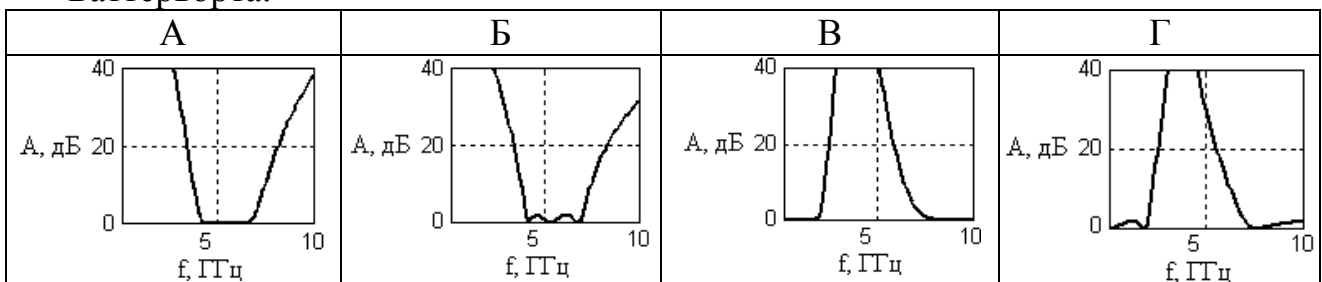
129. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ФВЧ Чебышева.



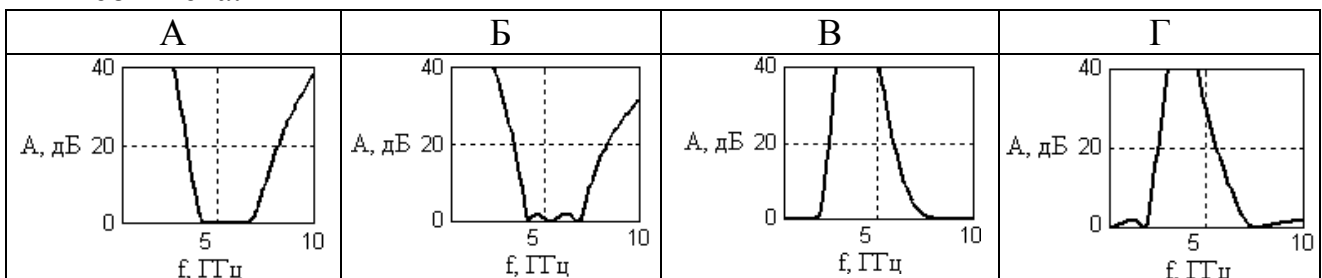
130. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ППФ Баттерворта.



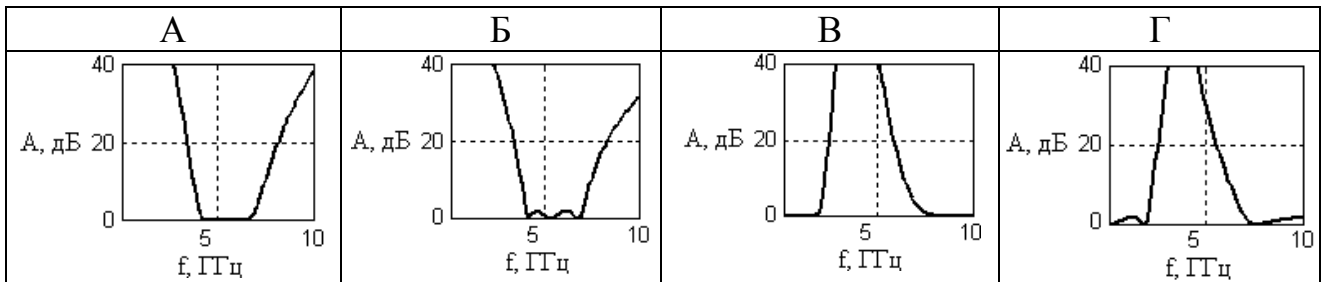
131. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ПЗФ Баттерворта.



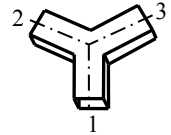
132. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ППФ Чебышева.



133. Укажите, какая частотная характеристика затухания соответствует ПЗФ Чебышева.

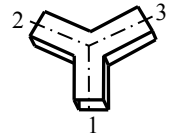


134. Укажите, какая матрица рассеяния соответствует идеальному симметричному в трех плоскостях Y-тройнику.



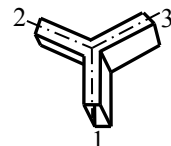
А	Б	В	Г
$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & -2 & 2 \\ -2 & -1 & -2 \\ 2 & -2 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$

135. Укажите, какая матрица рассеяния не может соответствовать идеальному симметричному в трех плоскостях Y-тройнику.



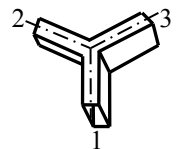
А	Б	В	Г
$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}$	$-\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & -2 \\ -2 & 1 & -2 \\ -2 & -2 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -j & 2j & 2j \\ 2j & -j & 2j \\ 2j & 2j & -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$

136. Укажите, какая матрица рассеяния соответствует идеальному симметричному в трех плоскостях Y-тройнику.



А	Б	В	Г
$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 2 & 2 \\ 2 & -1 & 2 \\ 2 & 2 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & -2 & 2 \\ -2 & 1 & -2 \\ 2 & -2 & 1 \end{bmatrix}$

137. Укажите, какая матрица рассеяния не может соответствовать идеальному симметричному в трех плоскостях Y-тройнику.



А	Б	В	Г
$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & -2 \\ 2 & 1 & 2 \\ -2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & -2 & 2 \\ -2 & -1 & -2 \\ 2 & -2 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} j & 2j & -2j \\ 2j & j & 2j \\ -2j & 2j & j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 \\ 2 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$

138. Укажите, чему равен модуль коэффициент отражения в плече идеального симметричного в трех плоскостях Y-тройника при условии, что остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки.

А	Б	В	Г
-1/3	1/3	2/3	1

139. Укажите, чему равен коэффициент отражения по мощности в плече идеального симметричного в трех плоскостях Y-тройника при условии, что остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки.

А	Б	В	Г
2/3	1/3	1/9	1

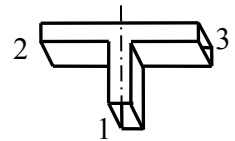
140. Укажите, чему равен КСВ в плече идеального симметричного в трех плоскостях Y-тройника при условии, что остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки.

А	Б	В	Г
1/3	3	1/2	1/9

141. В плечо идеального симметричного в трех плоскостях Y-тройника подана мощность 0,9 мВт, остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна отраженная мощность.

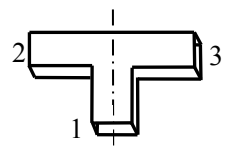
А	Б	В	Г
0,1 Вт	0,5 Вт	0,3 Вт	0,6 Вт

142. Укажите, какая матрица рассеяния соответствует идеальному симметричному тройнику, внутренне согласованному со стороны плеча 1.



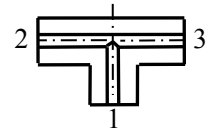
А	Б	В	Г
$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} & \sqrt{2} \\ -\sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$

143. Укажите, какая матрица рассеяния соответствует идеальному симметричному тройнику, внутренне согласованному со стороны плеча 1.



А	Б	В	Г
$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} & \sqrt{2} \\ -\sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$

144. Укажите, какая матрица рассеяния соответствует идеальному симметричному тройнику, внутренне согласованному со стороны плеча 1.



А	Б	В	Г
$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & \sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{2} & 1 & 1 \\ -\sqrt{2} & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\sqrt{2} & \sqrt{2} \\ -\sqrt{2} & -1 & 1 \\ \sqrt{2} & 1 & -1 \end{bmatrix}$

145. В плечо 1 идеального тройника $2-\frac{1}{2}3$, внутренне согласованного со стороны этого плеча, подана мощность 1 мВт, остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна мощность, поступающая в плечо 2.

А	Б	В	Г
0,707 мВт	0,5 мВт	0,25 мВт	1 мВт

146. В плечо 2 идеального тройника $2-\frac{1}{2}3$, внутренне согласованного со стороны плеча 1, подана мощность 1 мВт, остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна мощность, поступающая в плечо 1.

А	Б	В	Г
0,707 мВт	0,5 мВт	0,25 мВт	1 мВт

147. В плечо 2 идеального тройника $2-\frac{1}{2}3$, внутренне согласованного со стороны плеча 1, подана мощность 1 мВт, остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна отраженная мощность.

А	Б	В	Г
0,707 Вт	0,5 Вт	0,25 Вт	1 Вт

148. В плечо 2 идеального тройника $2-\frac{1}{2}3$, внутренне согласованного со стороны плеча 1, подана мощность 1 мВт, остальные два плеча нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна мощность, поступающая в плечо 3.

А	Б	В	Г
0,707 мВт	0,5 мВт	0,25 мВт	1 мВт

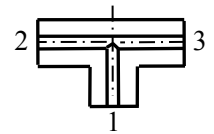
149. В плечи 2 и 3 идеального тройника $\frac{1}{2} \frac{1}{4} \frac{1}{2} \frac{1}{4} \frac{1}{2}$, внутренне согласованного со стороны плеча 1, поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечо 1 нагружено на согласованную нагрузку. Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 1.

А	Б	В	Г
0	1	2	4

150. В плечи 2 и 3 идеального тройника $\frac{1}{2} \frac{1}{4} \frac{1}{2} \frac{1}{4} \frac{1}{2}$, внутренне согласованного со стороны плеча 1, поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечо 1 нагружено на согласованную нагрузку. Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 1.

А	Б	В	Г
0	1	2	4

151. В плечи 2 и 3 идеального тройника, внутренне согласованного со стороны плеча 1, поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечо 1 нагружено на согласованную нагрузку. Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 1.



А	Б	В	Г
0	1	2	4

152. Матрица рассеяния направленного ответвителя $\frac{4}{1} \frac{1}{2} \frac{3}{2}$ имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} 0,2 & j0,8 & \sqrt{0,31} & 0,1 \\ j0,8 & 0,2 & 0,1 & \sqrt{0,31} \\ \sqrt{0,31} & 0,1 & 0,2 & j0,8 \\ 0,1 & \sqrt{0,31} & j0,8 & 0,2 \end{bmatrix}.$$

Определите, чему равен КСВ.

А	Б	В	Г
0,2	1,5	11/9	2

153. Матрица рассеяния направленного ответвителя $\frac{4}{1} \frac{1}{2} \frac{3}{2}$ имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} 0,2 & j0,8 & \sqrt{0,31} & 0,1 \\ j0,8 & 0,2 & 0,1 & \sqrt{0,31} \\ \sqrt{0,31} & 0,1 & 0,2 & j0,8 \\ 0,1 & \sqrt{0,31} & j0,8 & 0,2 \end{bmatrix}.$$

Определите, чему равно переходное ослабление.

А	Б	В	Г
$(20 - 10\lg 0,31)$ дБ	$-20\lg 0,8$ дБ	$-10\lg 0,31$ дБ	20 дБ

154. Матрица рассеяния направленного ответвителя $\begin{matrix} 4 \\ \text{---} \\ 1 \end{matrix} \begin{matrix} 3 \\ \text{---} \\ 2 \end{matrix}$ имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} 0,2 & j0,8 & \sqrt{0,31} & 0,1 \\ j0,8 & 0,2 & 0,1 & \sqrt{0,31} \\ \sqrt{0,31} & 0,1 & 0,2 & j0,8 \\ 0,1 & \sqrt{0,31} & j0,8 & 0,2 \end{bmatrix}$$

Определите, чему равно рабочее затухание.

А	Б	В	Г
$(20 - 10\lg 0,31)$ дБ	$-20\lg 0,8$ дБ	$-10\lg 0,31$ дБ	20 дБ

155. Матрица рассеяния направленного ответвителя $\begin{matrix} 4 \\ \text{---} \\ 1 \end{matrix} \begin{matrix} 3 \\ \text{---} \\ 2 \end{matrix}$ имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} 0,2 & j0,8 & \sqrt{0,31} & 0,1 \\ j0,8 & 0,2 & 0,1 & \sqrt{0,31} \\ \sqrt{0,31} & 0,1 & 0,2 & j0,8 \\ 0,1 & \sqrt{0,31} & j0,8 & 0,2 \end{bmatrix}$$

Определите, чему равна направленность.

А	Б	В	Г
$(20 - 10\lg 0,31)$ дБ	$-20\lg 0,8$ дБ	$-10\lg 0,31$ дБ	20 дБ

156. Укажите, какая матрица не может быть матрицей рассеяния идеального сонаправленного ответвителя $\begin{matrix} 4 \\ \text{---} \\ 1 \end{matrix} \begin{matrix} 3 \\ \text{---} \\ 2 \end{matrix}$.

А	Б
$\begin{bmatrix} 0 & ja & \sqrt{1-a^2} & 0 \\ ja & 0 & 0 & \sqrt{1-a^2} \\ \sqrt{1-a^2} & 0 & 0 & ja \\ 0 & \sqrt{1-a^2} & ja & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -ja & \sqrt{1-a^2} & 0 \\ -ja & 0 & 0 & \sqrt{1-a^2} \\ \sqrt{1-a^2} & 0 & 0 & -ja \\ 0 & \sqrt{1-a^2} & -ja & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\begin{bmatrix} 0 & a & j\sqrt{1-a^2} & 0 \\ a & 0 & 0 & j\sqrt{1-a^2} \\ j\sqrt{1-a^2} & 0 & 0 & a \\ 0 & j\sqrt{1-a^2} & a & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & ja & 0 & \sqrt{1-a^2} \\ ja & 0 & \sqrt{1-a^2} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-a^2} & 0 & ja \\ \sqrt{1-a^2} & 0 & ja & 0 \end{bmatrix}$

157. Укажите, какая матрица не может быть матрицей рассеяния идеального противонаправленного ответвителя $\begin{matrix} 4 \\ \text{---} \\ 1 \end{matrix} \begin{matrix} 3 \\ \text{---} \\ 2 \end{matrix}$.

А	Б
$\begin{bmatrix} 0 & ja & \sqrt{1-a^2} & 0 \\ ja & 0 & 0 & \sqrt{1-a^2} \\ \sqrt{1-a^2} & 0 & 0 & ja \\ 0 & \sqrt{1-a^2} & ja & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -ja & 0 & \sqrt{1-a^2} \\ -ja & 0 & \sqrt{1-a^2} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-a^2} & 0 & -ja \\ \sqrt{1-a^2} & 0 & -ja & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\begin{bmatrix} 0 & ja & 0 & \sqrt{1-a^2} \\ ja & 0 & \sqrt{1-a^2} & 0 \\ 0 & \sqrt{1-a^2} & 0 & ja \\ \sqrt{1-a^2} & 0 & ja & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & a & 0 & j\sqrt{1-a^2} \\ a & 0 & j\sqrt{1-a^2} & 0 \\ 0 & j\sqrt{1-a^2} & 0 & a \\ j\sqrt{1-a^2} & 0 & a & 0 \end{bmatrix}$

158. Укажите, какая матрица не может быть матрицей рассеяния идеального щелевого моста $\begin{matrix} 4 \\ 1 \times 13 \\ 2 \end{matrix}$.

А	Б
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & -j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -j & 1 & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -j & 1 & 0 \\ -j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & -j \\ 0 & 1 & -j & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & j/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 0 \\ j/\sqrt{2} & 0 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ 1/\sqrt{2} & 0 & 0 & j/\sqrt{2} \\ 0 & 1/\sqrt{2} & j/\sqrt{2} & 0 \end{bmatrix}$

159. Укажите, какая матрица является идеальной матрицей рассеяния щелевого моста $\begin{matrix} 4 \\ 1 \times 13 \\ 2 \end{matrix}$.

А	Б
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & -j & 0 \\ j & 0 & 0 & -j \\ -j & 0 & 0 & j \\ 0 & -j & j & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & j & 0 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 0 & j & 1 & 0 \end{bmatrix}$

160. Укажите, какая матрица является идеальной матрицей рассеяния Т-моста

$\begin{matrix} 4-E \\ 1-1-2 \\ 3-H \end{matrix}$.

А	Б
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

161. Укажите, какая матрица не может быть матрицей рассеяния идеального

Т-моста $\begin{matrix} 4-E \\ 1-1-2 \\ 3-H \end{matrix}$.

А	Б
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

162. В плечи 1 и 2 идеального Т-моста $\begin{matrix} 4-E \\ 1-1-2 \\ 3-H \end{matrix}$ поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечи 3 и 4 нагружены на согласованные нагрузки.


Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 3.

А	Б	В	Г
0	1	2	4


163. В плечи 1 и 2 идеального Т-моста $\begin{matrix} 4-E \\ 1-1-2 \\ 3-H \end{matrix}$ поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечи 3 и 4 нагружены на согласованные нагрузки.

Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 4.

А	Б	В	Г
0	1	2	4

164. Укажите, какая матрица является идеальной матрицей рассеяния гибридного кольца .

А	Б
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

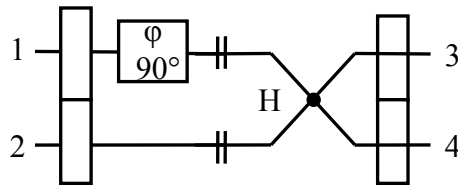
165. Укажите, какая матрица не может быть матрицей рассеяния идеального гибридного кольца .

А	Б
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$
В	Г
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & j & 0 & -j \\ j & 0 & j & 0 \\ 0 & j & 0 & j \\ -j & 0 & j & 0 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$

166. Укажите матрицу рассеяния идеального вентиля

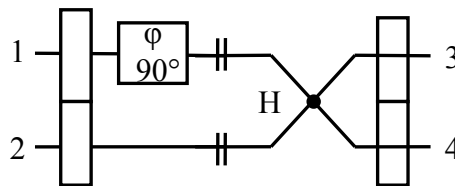
А	Б	В	Г
$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$

167. В плечи 1 и 2 схемы поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечи 3 и 4 нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 4, при условии идеальности элементов схемы.



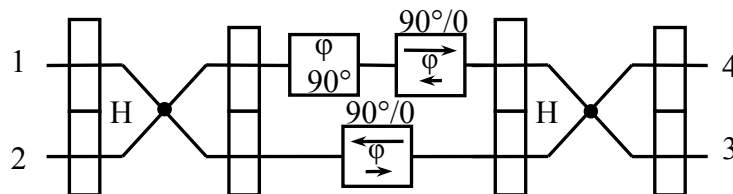
А	Б	В	Г
0	1	2	4

168. В плечи 1 и 2 схемы поданы когерентные волны единичной амплитуды, плечи 3 и 4 нагружены на согласованные нагрузки. Укажите, чему равна амплитуда волны, поступающей в плечо 3, при условии идеальности элементов схемы.



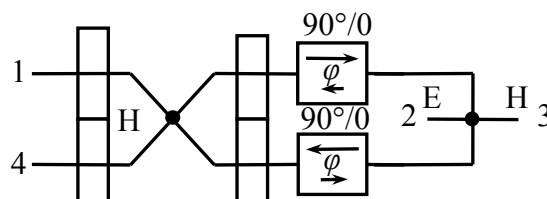
А	Б	В	Г
0	1	2	4

169. На рисунке изображена схема фазового циркулятора. Укажите, какая идеальная матрица рассеяния ей соответствует.



А	Б	В	Г
$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

170. На рисунке изображена схема фазового циркулятора. Укажите, какая идеальная матрица рассеяния ей соответствует.



А	Б	В	Г
$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

Ответы на тесты

1	Г	37	Б	69	Г	103	В	137	Г
2	В	38	Б	70	Б	104	А	138	Б
3	А	39	В	71	В	105	Б	139	В
4	Б	40	А	72	Г	106	Г	140	Б
5	А	41	А	73	В	107	Г	141	А
6	В	42	В	74	Б	108	Б	142	В
7	Б	43	В	75	А	109	А	143	А
8	В	44	Г	76	В	110	Г	144	А
9	Б	45	Б	77	Б	111	Б	145	Б
10	Г	46	В	78	А	112	В	146	Б
11	А	47	В	79	В	113	Г	147	В
12	Б	48	Б	80	В	114	А	148	В
13	Б	49	А	81	Г	115	Б	149	А
14	А	50	Г	82	В	116	А	150	В
15	Г	51	Б	83	В	117	Б	151	В
16	В	52	А	84	В	118	А	152	Б
17	В	53	Б	85	А	119	В	153	В
18	Г	54	А	86	А	120	Б	154	Б
19	Б	55	Г	87	Г	121	Г	155	А
20	А	56	В	88	А	122	А	156	Г
21	В	57	Б	89	Г	123	В	157	А
22	Г	58	Б	90	Б	124	Б	158	В
23	Г	59	Б	91	Б	125	Г	159	В
24	Г	60	А	92	Г	126	Г	160	А
25	Б	61	В	93	А	127	Б	161	Г
26	Г	62	Б	94	Г	128	В	162	В
27	А	63	В	95	Б	129	А	163	А
28	В	64	Г	96	А	130	А	164	Г
29	Б	65	А	97	Б	131	В	165	А
30	В	66	В	98	В	132	Б	166	А
31	Г	67	А	99	В	133	Г	167	В
32	Г	68	Г	100	Г	134	В	168	А
33	А	37	Б	101	В	135	Г	169	Г
34	Б	38	Б	102	А	136	А	170	Г

Библиографические ссылки

1. Kirilenko, A. A. Compact 90° twist formed by a double-corner-cut square waveguide section [Text] / A. A. Kirilenko, D. Yu. Kulik, L. A. Rud // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. – 2008. – Vol. 56, No. 7. – P.1633-1637.
2. Литвинов, В. Р. Компактные 90-градусные скрутки в прямоугольных волноводах [Текст] / В. Р. Литвинов, Л. А. Рудь, Е. А. Свердленко // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2010.– Т. 53, № 3. – С. 50-57.
3. Лозяной, В. И. Расчет фазовращателя на основе щелевого моста / В. И. Лозяной, И. Г. Прохода, В. П. Прудкий, В. Д. Рябчий // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1983. – Т. 26, №2. – С. 95-97.
4. Дробахин, О. О. Резонансные свойства микроволновых резонаторов в виде сферического сектора [Текст] / О. О. Дробахин, П. И. Заболотный, Е. Н. Привалов // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2009. – № 2(21). – С. 11-16.
5. Дробахин, О. О. Датчики на основе биконических СВЧ-резонаторов для контроля параметров диэлектриков [Текст] / Дробахин О. О., Заболотный П. И., Горев Н. Б., Салтыков Д. Ю. // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии «КрыМиКо-2009»: 19-я Международная Крымская конференция, сентябрь, 2009 г., Севастополь: материалы конференции. – Севастополь: Вебер, 2009. – С. 775-776.
6. Drobakhin, O. O. Influence of the Dimensional and Form Precision of the Constructional Elements of Biconical Coaxial Microwave Resonator of the Parameter of Sensor of Movement [Text] / O. O. Drobakhin, P. I. Zabolotny, E. N. Privalov // Telecommunications and Radio Engineering. – 2009. – 68(9) – P. 827-833.
7. Салтыков, Д. Ю. Перестройка частоты биконического резонатора с помощью аксиальных металлических и диэлектрических стержней [Текст] / Д. Ю. Салтыков // Электродинамика и устройства СВЧ. – Днепропетровск: ДГУ, 1991. – С.70-74.
8. Дробахин, О. О. Учет влияния элементов связи на резонансные явления в биконических резонаторах [Текст] / О. О. Дробахин, П. И. Заболотный, Е. Н. Привалов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2010, Т. 53, № 7, С. 56-63.
9. Drobakhin, O.O. Open-ended Waveguide Cutoff Resonators for Monitoring Dielectrics Parameters of Gases [Text] / O.O. Drobakhin, Ye.N. Privalov, D.Yu. Saltykov // Telecommunications and Radio Engineering. – 2013. – Vol.72, No7. – P. 627-640.
10. Лозяной, В. И. Расчет многощелевых направленных ответвителей с учетом толщины общей стенки между волноводами различной ширины [Текст] / В. И. Лозяной, В. П. Прудкий, В. Д. Рябчий // Радиотехника и электроника. – 1983. – Т. XXVIII, №1. – С. 44-51.
11. Лозяной, В. И. Программа вычисления многоволновой матрицы рассеяния Е-плоскостного многощелевого направленного ответвителя

- [Текст] / В. И. Лозяной, В. П. Прудкий, В. Д. Рябчий // Электроника СВЧ. Серия 1. – 1982. – вып.5 (341) – С. 65-67.
12. Лозяной, В. И. Расчет Н-плоскостного щелевого направленного ответвителя с учетом толщины общей стенки между волноводами различной ширины [Текст] / В. И. Лозяной, И. Г. Прохода, В. П. Прудкий, В. Д. Рябчий // Изв. вузов. Радиофизика. – 1982. – Т. XXV, №4. – С. 436-439.
 13. Барташевский, Е. Л. Векторный СВЧ-рефлектометр на основе четырехплечего делителя мощности [Текст] / Е. Л. Барташевский, В. А. Карлов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1988. – Вып. 1(415). – С. 38-44.
 14. Карлов, В. А. Электродинамический анализ крестообразного соединения прямоугольных волноводов [Текст] / В. А. Карлов // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. – 1986. – Вып. 6(390). – С. 47-49.
 15. Каталог продукции фирмы «Хитачи». – режим доступа: <http://hitachi.com/products/business/device/index.html>
 16. Плаксин, С.В. Физические основы построения быстродействующих информационно-управляющих систем на базе полупроводниковых элементов с горячими электронами [Текст] / С. В. Плаксин, И. И. Соколовский. – Севастополь: «Вебер», 2006. – 320 с.
 17. Каталог продукции НПО НИИ полупроводниковых приборов (Томск, Российская Федерация). – режим доступа: <http://niipp.ru/Russian/products/index.html>
 18. Болтовец, Н. С. Развитие полупроводниковой электроники сверхвысоких частот в НИИ «Орион» [Текст] / Н.С. Болтовец, Л.В. Касаткин, С.Б. Мальцев, В.П. Рукин // Техника и приборы СВЧ. – 2008. - №1. – С. 7-9.
 19. Плаксин, С.В. Определение времени релаксации энергии горячих электронов в *n-GaAs* резонаторным методом с обработкой результатов на ЭВМ [Текст] / С.В. Плаксин // Изв. ВУЗов СССР - "Радиофизика". – 1988. – № 3. – С. 353 - 360.
 20. Каталог продукции НПО «САТУРН». – режим доступа: <http://www.jssaturn.com/ru-catalog.html>
 21. Макмиллан, Р. У. Источники излучения ближнего миллиметрового диапазона [Текст] / Р.У. Макмиллан // ТИИЭР: Пер. с англ. – 1985. – Т.73, № 1. – С. 96 - 119.

Список рекомендованной литературы

1. Альтман, Дж. Устройства СВЧ [Текст] / Дж. Альтман; пер. с англ.; под ред. И. В. Лебедева. - М.: Мир, 1968. – 488 с.
2. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи с распределенными параметрами [Текст]: учеб. пособие для вузов / С. И. Баскаков. - М.: Высш. шк., 1980. – 152 с.

3. Бова, Н. Т. Антенны и устройства СВЧ [Текст] / Н. Т. Бова, Г. Б. Резников. – 2-е изд., перераб. и дополн. – К.: Вища шк., 1982. – 278 с.
4. Воскресенский, Д. И. Устройства СВЧ и антенны. 2-е изд., доп. и перераб. / Д. И. Воскресенский, В. Л. Гостюхин, В. М. Максимов, Л. И. Пономарев. – М.: Радиотехника, 2006. – 376 с.
5. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н. Т. Бова, Ю. Г. Ефремов, В. В. Конин и др. – К.: Техніка, 1984. – 184 с.
6. Будурис, Ж. Цепи сверхвысоких частот [Текст] / Ж. Будурис, П. Шеневье; пер. с фр.; под ред. А. Л. Зиновьева. – М.: Сов. радио, 1979. – 288 с.
7. Григорьев, А. Д. Электродинамика и техника СВЧ [Текст]: учеб. для вузов по спец. «Электронные приборы и устройства» / А. Д. Григорьев. – М.: Высш. шк., 1990. – 335 с.
8. Григорьев, А. Д. Электродинамика и микроволновая техника [Текст]: учебник / А. Д. Григорьев. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб: Лань, 2007. – 704 с.
9. Интегральные устройства СВЧ телекоммуникационных систем [Текст] / М.Е.Ильченко, А.А.Липатов, Н.А.Могильченко, Т.Н.Нарытник, А.В.Савельев, Ю.И.Якименко. – К.:Техника, 1998. – 110 с.
10. Конструирование экранов и СВЧ-устройств [Текст]: Учебник для вузов / Под ред. А. М. Чернушенко. – М.: Радио и связь, 1990. – 352 с.
11. Кукарин, С.В. Электронные СВЧ приборы [Текст] / С.В. Кукарин. – М.: Радио и связь, 1981. – 272 с.
12. Лебедев, И. В. Техника и приборы СВЧ [Текст]: в 2 т. / И. В. Лебедев. – М.: Высш. шк., 1970. Т.1. – 440 с.
13. Левинштейн, М.Е. Эффект Ганна [Текст] / М.Е. Левинштейн, Ю.К. Пожела, М.С. Шур. – М.: Сов. радио, 1975. – 288 с.
14. Левитский, С.М. Вакуумная и твердотельная электроника СВЧ [Текст] / С.М. Левитский, С.В. Кошева. – К.: Вища шк., 1986. – 272 с.
15. Микроэлектроника: учеб. пособие для втузов. В 9 кн. / Под ред. Л.А. Коледова. Кн. 7. Микроэлектроника СВЧ устройств [Текст] / И.Н. Филатов, О.А.Бакрунов, П.В.Панасенко. – М.: Высш. шк., 1988. – 158 с.
16. Микроэлектронные устройства СВЧ: Учеб. Пособие для радиотехн. спец. вузов [Текст] / Г. И. Веселов, Е. Н. Егоров, Ю. Н. Алехин и др.; Под. ред. Г. И. Веселова. – М.: Высш. шк., 1984. – 280 с.
17. Неганов, В. А. Теория и применение устройств СВЧ [Текст]: Учебн. пособие для вузов / В. А. Неганов, Г. П. Яровой; Под ред. В. А. Неганова – М.: Радио и связь, 2006. – 720с.
18. Нефедов, Е.И. Устройства СВЧ и антенны [Текст]: учебное пособие / Е. И. Нефёдов – М.: Академия, 2009. – 384 с.
19. Пасынков, В.В. Полупроводниковые приборы [Текст]: Учеб. для вузов / В. В. Пасынков, Л. К. Чиркин. – М.: Высш. шк., 1987. – 479 с.

20. Проектирование радиолокационных приемных устройств [Текст]: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / А. П. Голубков, А. Д. Далматов, А. П. Лукошкин и др.; Под ред. М.А. Соколова. – М.: Высш. шк., 1984. – 335 с.
21. Проектирование радиоприемных устройств [Текст]: Уч. пособие для вузов / Клич С. М., Кривенко А. С., Носикова Г. Н. и др.; Под ред. А. П. Сиверса. – М.: Сов. Радио, 1976. – 488 с.
22. Прохоров, Э. Д. Полупроводниковые материалы для приборов с междолинным переносом электронов [Текст] / Э. Д. Прохоров, Н. И. Белецкий. – Харьков: Высш. шк., Изд-во при Харьк. ун-те, 1982. – 144 с.
23. Прохоров, Э. Д. Квантово-размерные эффекты в твердотельных сверхвысокочастотных приборах [Текст] / Э. Д. Прохоров. – Х.: Харьковский нац. ун-т им. В. Н. Каразина. – 2005. – 220 с.
24. Сазонов, Д. М. Устройства СВЧ [Текст]: учеб. пособие / Д. М. Сазонов, А. Н. Гридин, Б. А. Мишустин. - М.: Высш. шк., 1981. - 295 с.
25. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л. Г. Гассанов, А. А. Липатов, В. В. Марков, Н. А. Могильченко. – М.: Радио и связь, 1988. – 288 с.
26. Фуско, В. СВЧ цепи. Анализ и автоматизированное проектирование [Текст] / В. Фуско; пер. с англ.; под ред. В. И. Вольмана. – М.: Радио и связь, 1990. – 288 с.
27. Царапкин, Д. П. Генераторы СВЧ на диодах Ганна [Текст] / Д. П. Царапкин. – М.: Радио и связь, 1982. – 112 с.
28. Хелзайн, Дж. Пассивные и активные цепи СВЧ [Текст] / Дж. Хелзайн; пер. с англ.; под ред. А. С. Галина. - М.: Радио и связь, 1981. - 200 с.
29. Pozar, D. M., Microwave Engineering [Text] / D. M. Pozar. – 3-rd edition. – N.Y.: Wiley, 2005. – 700 p.
30. Colin, R. E. Foundations for Microwave Engineering [Text] / R. E. Colin. – 2-nd edition. – N.Y.: Wiley-Interscience, 2001. – 924 p.

Предметный указатель

- Аттенюатор 106-110
 - поглощающий 108
 - предельный 107
 - поляризационный 109
- Вентиль 175-176, 178-180
 - на смещении поля 175, 180
 - резонансный 179
 - фарадеевский 175-176
- Витая пара 10
- Волна
 - бегущая 42, 64
 - стоячая 36
- Волновод 10-16
 - коаксиальный 8-9
 - круглый 15-16
 - Н-образный 15
 - прямоугольный 10-14
 - П-образный 14
- Волноводный тройник 142-145
- Волновое сопротивление 7, 9-10, 13, 18, 27
 - число 6
 - поперечное 16
- Входное сопротивление 39-40
- Генератор 200, 205, 209, 212-219, 222-237
 - на диодах Ганна 212-219
 - на ЛПД, 197-204
- Гетероструктуры 236-237
- Гибридные соединения 154-161
- Гибридное кольцо 158
- Групповая скорость 13
- Делитель мощности 145-146, 162
- Детектор 93-94
- Детекторный преобразователь 93-94
- Диафрагма 102-103
 - емкостная 103
 - индуктивная 102
 - резонансная 103
- Динамический диапазон
 - смесителя 260-261, 272, 274
 - усилителя 242
- Диод
 - Ганна 205-212, 235
 - коммутационный 113
 - лавинно-пролетный, ЛПД 196-204, 235-236
 - смесительный 257
 - туннельный 185, 189
 - Шоттки 234
 - *p-i-n* 113-114
- Дисперсия 13
- Диэлектрическая проницаемость
 - комплексная 132
 - относительная 7-8, 18, 132
 - эффективная 7, 19
- Длина волны
 - в линии 6
 - в волноводе 13, 16, 120
 - критическая 13, 16
- Добротность 121-126, 129-130
 - внешняя 122
 - нагруженная 122
 - радиационная 130
 - собственная 122-123, 126
- Изгиб волноводный 104-105
- Колебания
 - вынужденные 119
 - собственные 119
- Колебательный контур 122
 - параллельный 122, 125
 - последовательный 125
- Короткое замыкание 42
- Короткозамыкатель 91-92
- Коэффициент
 - бегущей волны, КБВ 37, 40, 52
 - затухания 6, 89, 107
 - отражения 30-34, 59-60, 67
 - передачи 81-82, 259
 - полезного действия 120
 - преобразования 259
 - связи 122
 - стоячей волны, КСВ 37, 40, 52, 58-59
 - усиления 204, 240-242, 246-247
 - устойчивости 251
 - фазы 27
- Критическая
 - длина волны 13, 16
 - связь 122
 - частота 13, 16
- Линия передачи
 - витая пара 10
 - двухпроводная 9-10

- копланарная 17
- микрополосковая 18-19
- однородная 6
- полосковая 17-18
- регулярная 6
- щелевая 17, 20

- Матрица многополюсника 75-87
 - передачи 83-85
 - рассеяния 76-80
- Многополюсник 75
 - взаимный 78
 - недиссипативный 78-79
 - реактивный 78
 - симметричный 78
- Мост СВЧ 154-161
 - двойной Т-мост 155-157
 - квадратный 160
 - кольцевой 158
 - щелевой 154-155
- Мощность
 - допустимая 15, 260

- Направленность 149
- Направленный ответвитель 147-153
 - Бете 150
 - кольцевой 158-159
 - многодырочный 152
 - на связанных линиях 153
 - противонаправленный 148
 - сонаправленный 148
 - Ланге 153
 - шлейфный 161
- Нагрузка
 - активная 46
 - волноводная 90
 - емкостная 46
 - индуктивная 46
 - коаксиальная 90
 - комплексная 47
 - микрополосковая 90
 - реактивная 44-46, 90-91
 - согласованная 89-90
- Нерегулярности в волноводе 102-104
- Нормированные амплитуды 75
- Нормированное напряжение 28-30

- Основной тип волны 12, 15-16, 18

- Переход
 - волноводный 100

- коаксиально-волноводный, КВП 99
- плавный 117
- ступенчатый 117
- Переходное ослабление 149
- Поляризация 101, 112, 167-169, 171-173
- Постоянная распространения 6, 27
 - фазовая 6
- Проводимость
 - нормированная 33-34
- Пучность стоячей волны 36

- Резонанс 119-121, 163
 - ферромагнитный 172
- Резонансная частота 103, 119-124, 163
 - комплексная 121
- Резонатор 119-135
 - бегущей волны 163-165
 - волноводный 125-126
 - диэлектрический 132
 - коаксиальный 127
 - металлодиэлектрический 133
 - открытый 129-131
 - полосковый 127

- Согласование 42, 57-61, 89-90
- Сопротивление
 - волновое 7, 9-10, 13, 18
 - входное 39-40
 - нормированное 33-34
 - характеристическое 13-14
 - эквивалентное 14
- Связанные линии 20, 152
- Скрутка волноводная 105
- Смеситель 256-275
 - балансный 266-270
 - двойной балансный 270-271
 - кольцевой 272-274
 - однотоктный 261-266
- Структура поля 12, 15-16
- Телеграфные уравнения 26
- Транзистор 192, 195
 - биполярный 248-249
 - полевой 234-235, 248-249
 - с затвором Шоттки 248
- Трансформатор сопротивлений 53-54, 58
 - полуволновый 53
 - согласующий 115-117
 - четвертьволновый 53-54, 59-61, 117

- Узел стоячей волны 36
- Усилитель СВЧ 240-254

- балансный 253-254
- малошумящий 246
- однокаскадный 249-253

Фазовая скорость 6, 13, 28

Фазовый сдвиг 120

Фазовращатель 110-112, 165

- механический 111
- поляризационный 111-112

Феррит 171-172

Фильтр 135-140

- Баттерворта 138
- верхних частот, ФВЧ 136
- волноводный 139-140
- коаксиальный 140
- нижних частот, ФНЧ 136
- полосковый 140
- полосопропускающий, ППФ 136
- полоснозаграждающий, ПЗФ 136

- режекторный 137
- типов волн 101-102
- Чебышева 138

Холостой ход 43

Циркулятор

- фазовый 180-182
- Y-циркулятор 183-184

Частота

- критическая 13, 16
- резонансная 126
- собственная 119, 121

Штырь

- емкостной 104
- индуктивный 104

Шумовая температура 57, 248, 260

Оглавление

Введение	3
Список сокращений	5
1. Линии передачи СВЧ	6
1.1. Основные положения	6
1.2. Коаксиальная линия передачи.	8
1.3. Двухпроводная линия передачи	9
1.4. «Витая пара»	10
1.5. Прямоугольный волновод	10
1.6. Круглый волновод	15
1.7. Планарные линии передачи	17
2. Теория длинных линий	25
2.1. Основы теории длинных линий	25
2.2. Нормированные значения напряжения	28
2.3. Коэффициент отражения	30
2.4. Нормированные сопротивление и проводимость	33
2.5. Интерференция падающей и отраженной волн в нагруженной линии	35
2.6. Входное сопротивление линии передачи с нагрузкой	39
2.7. Основные режимы работы линии передачи	41
2.8. Круговая диаграмма сопротивлений	49
2.9. Полуволновые и четвертьволновые трансформаторы	53
3. Согласование линий передачи	57
3.1. Общие положения теории согласования линий передачи с нагрузкой	57
3.2. Согласование с помощью четвертьволнового трансформатора	59
3.3. Согласование с помощью сосредоточенной реактивности	63
3.4. Пластинчатый диэлектрический трансформатор	66
3.5. Согласование с помощью параллельного реактивного шлейфа.	67
3.6. Трансформаторы с тремя реактивными элементами.	70
4. Матричные методы описания устройств СВЧ	75
4.1. Матрицы рассеяния многополюсников	75
4.2. Волновые матрицы передачи многополюсников	83
5. Двухполюсники	89
5.1. Согласованные нагрузки	89
5.2. Реактивные нагрузки	90
5.3. Преобразователи СВЧ мощности	93
6. Четырехполюсники	97
6.1. Разъемы и соединения	97
6.2. Переходы между линиями разных типов	99
6.3. Нерегулярности в волноводе	102
6.4. Изгибы и скрутки волноводов	104
6.5. Аттеньюаторы	106

6.6. Фазовращатели	110
6.7. Согласующие трансформаторы	115
7. Резонаторы и фильтры СВЧ	119
7.1. Объемные резонаторы	119
7.2. Основные типы резонаторов	124
7.3. Открытые резонаторы	129
7.4. Диэлектрические резонаторы	132
7.5. Резонатор, включенный на проход	134
7.6. Частотные фильтры	135
8. Шестиполюсники	142
8.1. Y-тройники	142
8.2. E- и H-тройники	144
8.3. Шестиполюсные делители мощности	145
9. Восьмиполюсники и двенадцатиполюсники	147
9.1. Направленные ответвители	147
9.2. Мостовые устройства	154
9.3. Крестообразные соединения	162
9.4. Резонатор бегущей волны	163
9.5. Двенадцатиполюсники	166
10. Ферритовые устройства СВЧ	171
10.1. Основные свойства ферритов на СВЧ	171
10.2. Ферритовые устройства на эффекте Фарадея	175
10.3. Вентили с поперечно подмагниченным ферритом	178
10.4. Фазовые циркуляторы	180
11. Физические основы работы полупроводниковых приборов СВЧ диапазона	185
11.1. Энергетические зоны полупроводников	185
11.2. Процессы переноса заряда в полупроводниках	186
11.3. Полупроводники в сильных электрических полях	188
11.4. Контактные явления	191
12. Лавинно-пролетные диоды	196
12.1. Полупроводниковые аналоги вакуумных приборов СВЧ	196
12.2. Динамическая отрицательная проводимость	197
12.3. Лавинное умножение носителей заряда	199
12.4. Основные режимы работы ЛПД	200
12.5. Технический уровень промышленно выпускаемых ЛПД	202
13. Полупроводниковые приборы с объемной неустойчивостью (диоды Ганна)	205
13.1. Механизм междолинного перехода	205
13.2. Эффект Ганна и критерий Кремера	207
13.3. Динамика ганновских доменов	210
13.4. Классификация режимов работы генераторов Ганна	212
13.5. Предельные параметры генераторов Ганна	215

13.6. Способы повышения эффективности и верхнего частотного предела генераторов <i>Ганна</i>	217
14. Конструкции диодных СВЧ-генераторов	222
14.1. Основы полупроводниковой технологии	222
14.2. Конструкции диодных СВЧ генераторов	223
14.3. Способы перестройки частоты	227
15. Повышение мощности полупроводниковых генераторов и освоение миллиметрового диапазона волн	230
15.1. Основные принципы построения СВЧ-сумматоров	230
15.2. Конструкции сумматоров мощности	231
15.3. Освоение миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов	233
16. Усилители СВЧ	240
16.1. Основные параметры усилителей	240
16.2. Классификация усилителей СВЧ	246
16.3. Однокаскадный транзисторный усилитель	249
16.4. Принцип действия балансного усилителя	253
17. Преобразователи частоты	256
17.1. Смесители	256
17.2. Преобразование частот в смесителе	257
17.3. Основные параметры смесителей	259
17.4. Небалансные смесители	261
17.5. Балансные смесители	266
17.6. Двойные балансные смесители	270
17.7. Кольцевые балансные смесители	272
17.8. Транзисторные смесители	274
Тесты для самопроверки	277
Ответы на тесты	310
Библиографические ссылки	311
Список рекомендованной литературы	312
Предметный указатель	315