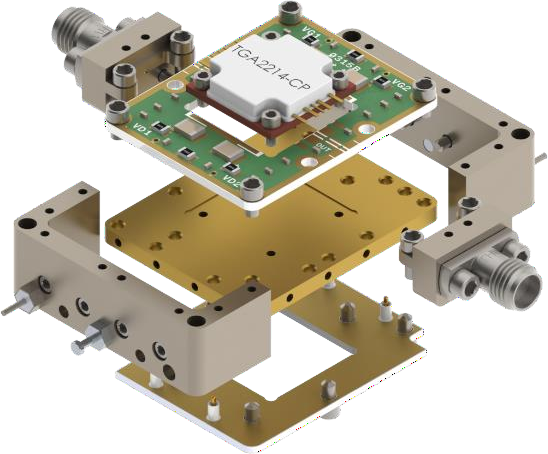
МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

МИРЭА – РОССИЙСКИЙ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

**М.С. КОСТИН, А.Д. ЯРЛЫКОВ, Д.С. ВОРУНИЧЕВ, Ю.А. ПОЛЕВОДА, Е.А. ЧИСТЯКОВ**

**МОДУЛИ И ТЕХНИКА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ**

**УЧЕБНОЕ ПОСОБИЕ**



Москва 2021

УДК 621.371

ББК 32.841+22.336 К72

**М.С. Костин, А.Д. Ярлыков, Д.С. Воруничев, Ю.А. Полевода, Е.А. Чистяков. Модули и техника сверхвысоких частот** [Электронный ресурс]: учебное пособие / М.С. Костин, А.Д. Ярлыков, Д.С. Воруничев, Ю.А. Полевода, Е.А. Чистяков. — М.: МИРЭА – Российский технологический университет, 2021. — 1 электрон. опт. диск (CD-ROM).

Представлены основные положения и научно-практические задачи теории устройств сверхвысоких частот. Рассмотрены теории сверхвысокочастотных линий передачи. Рассмотрены четырехполюсные, щестиполюсные, восьмиполюсные и ферритовые устройства СВЧ, резонаторы и фильтры СВЧ, микрополосковые линейные элементы СВЧ, твердотельные элементы СВЧ, твердотельные микросборки и модули СВЧ, а также электронные приборы СВЧ.

Для студентов и аспирантов радиотехнических направлений подготовки. Может быть использовано студентами других направлений подготовки в рамках изучения курсов устройств сверхвысоких частот.

Авторский коллектив: Костин Михаил Сергеевич, Ярлыков Алексей Дмитриевич, Воруничев Дмитрий Сергеевич, Полевода Юрий Александрович, Чистяков Егор Алексеевич.

Рецензенты:

Гусейн-заде Намик Гусейнович, д.ф.-м.н., профессор, зав. теоретическим отделом ИОФ им. А.М. Прохорова РАН

Егоров Александр Николаевич, к.т.н. с.н.с., старший научный сотрудник отдела 6010 АО «Российские космические системы»

Минимальные системные требования:

Наличие операционной системы Windows, поддерживаемой производителем. Наличие свободного места в оперативной памяти не менее 128 Мб.

Наличие свободного места в памяти хранения (на жестком диске) не менее 30 Мб. Наличие интерфейса ввода информации.

Дополнительные программные средства: программа для чтения pdf-файлов (Adobe Reader). Подписано к использованию по решению Редакционно-издательского совета

МИРЭА – Российского технологического университета от 2021 г.

Объем Мб Тираж 10

© Костин М.С., Ярлыков А.Д., Воруничев Д.С., Полевода Ю.А., Чистяков Е.А, 2021

© МИРЭА – Российский технологический университет, 2021

# Содержание

[ВВЕДЕНИЕ 8](#_bookmark0)

1. [НАПРАВЛЯЮЩИЕ ЛИНИИ СВЧ, ИХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ](#_bookmark1) [ХАРАКТЕРИСТИКИ И СПОСОБЫ ВОЛНОВОГО СОГЛАСОВАНИЯ 11](#_bookmark1)
   1. [Классификация направляющих линий СВЧ и их параметры 11](#_bookmark2)
   2. [Коаксиальные линии и их характеристики 13](#_bookmark3)
   3. [Двухпроводные линии и их характеристики 14](#_bookmark4)
   4. [Линии типа «витая пара» и их характеристики 15](#_bookmark5)
   5. [Прямоугольные волноводы и их характеристики 15](#_bookmark6)
   6. [Круглые волноводы и их характеристики 20](#_bookmark7)
   7. [Полосковые линии и их характеристики 21](#_bookmark8)
   8. [Методы и средства волнового согласования в направляющих линиях 24](#_bookmark9)
      1. [Согласование четвертьволновым трансформатором 27](#_bookmark10)
      2. [Согласование сосредоточенной реактивностью 28](#_bookmark11)
      3. [Согласование диэлектрическим трансформатором 31](#_bookmark12)
      4. [Согласование короткозамкнутым шлейфом 32](#_bookmark13)
      5. [Согласование тремя реактивными шлейфами 33](#_bookmark14)
   9. [Контрольные вопросы 35](#_bookmark15)
2. [МАТРИЧНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ N-](#_bookmark16) [ПОЛЮСНИКОВ СВЧ 36](#_bookmark16)
   1. [Матрицы рассеяния многополюсников 36](#_bookmark17)
   2. [Передаточные волновые матрицы многополюсников 41](#_bookmark18)
   3. [Контрольные вопросы 43](#_bookmark19)
3. [N-ПОЛЮСНИКИ И ИХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ 44](#_bookmark20)
   1. [Двухполюсные устройства СВЧ 44](#_bookmark21)
      1. [Согласование нагрузки 44](#_bookmark22)
      2. [Реактивные нагрузки 45](#_bookmark23)
      3. [Преобразователи мощности СВЧ сигналов 47](#_bookmark24)
   2. [Четырехпоюсные устройства СВЧ 50](#_bookmark25)
      1. [СВЧ разъемы и соединения 50](#_bookmark26)
      2. [СВЧ переходы (адаптеры) 52](#_bookmark27)
      3. [Реактивные нерегулярности в волноводах 55](#_bookmark28)
      4. [Волноводные изгибы 57](#_bookmark29)
      5. [Аттенюаторы 58](#_bookmark30)
      6. [Фазовращатели 61](#_bookmark31)
      7. [Согласующие трансформаторы сопротивления 66](#_bookmark32)
   3. [Шестиполюсные устройства СВЧ 69](#_bookmark33)
      1. [Тройники Y-типа 69](#_bookmark34)
      2. [Тройники Е- и Н-типа 70](#_bookmark35)
      3. [Делители мощности 71](#_bookmark36)
   4. [Восьмиполюсные устройства СВЧ 72](#_bookmark37)
      1. [Направленные ответвители 73](#_bookmark38)
      2. [Мостовые устройства 79](#_bookmark39)
      3. [Делители и соединения X-типа 86](#_bookmark40)
      4. [Кольцевой резонатор бегущей волны 87](#_bookmark41)
   5. [Десяти- и двенадцатиполюсные устройства СВЧ 89](#_bookmark42)
   6. [Контрольные вопросы 93](#_bookmark43)
4. [ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ 95](#_bookmark44)
   1. [Ферромагнитические свойства и явлени 95](#_bookmark45)
   2. [Ферритовые устройства СВЧ на эффекте Фарадея 99](#_bookmark46)
      1. [Ферритовые вентили с поперечным подмагничиванием 103](#_bookmark47)
      2. [Фазовые циркуляторы на ферритовых пластинах 104](#_bookmark48)
   3. [Контрольные вопросы 107](#_bookmark49)
5. [РЕЗОНАТОРЫ И ФИЛЬТРЫ СВЧ 108](#_bookmark50)
   1. [Резонаторы СВЧ 108](#_bookmark51)
      1. [Объемные резонаторы СВЧ и их характеристики 108](#_bookmark52)
      2. [Эквивалентные схемы резонаторов разных типов и способы](#_bookmark53) [возбуждения объемных резонаторов 113](#_bookmark53)
      3. [Резонаторы открытого типа и их характеристики 117](#_bookmark54)
      4. [Диэлектрические резонаторы и их характеристики 120](#_bookmark55)
      5. [Проходные резонаторы и их характеристики 122](#_bookmark56)
      6. [Микрополосковые резонаторы и их характеристики 123](#_bookmark57)
   2. [Фильтры СВЧ 130](#_bookmark58)
      1. [Низкочастотные прототипированные и синтез фильтров СВЧ 131](#_bookmark59)
   3. [Общие принципы построения фильтров СВЧ на неоднородных](#_bookmark60) [линиях 134](#_bookmark60)
      1. [Построение фильтров СВЧ на микрополосковых линиях 136](#_bookmark61)
      2. [Построение фильтров СВЧ на микрополосковых резонаторах 141](#_bookmark62)
   4. [Волноводные фильтры СВЧ 142](#_bookmark63)
   5. [Контрольные вопросы 143](#_bookmark64)
6. [МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ 144](#_bookmark65)
   1. [Разомкнутый отрезок микрополосковой линии 144](#_bookmark66)
   2. [Прямоугольное симметричное расширение микрополосковой линии . 145](#_bookmark67) [6.3. Разрыв микрополосковой линии 145](#_bookmark68)
   3. [Прямоугольный изгиб микрополосковой линии 146](#_bookmark69)
   4. [Сосредоточенные элементы модулей СВЧ 147](#_bookmark70)
      1. [Сосредоточенные резисторы и индуктивности 148](#_bookmark71)
      2. [Сосредоточенные емкостные элементы 152](#_bookmark72)
   5. [Квазисосредоточенные микрополосковые элементы 154](#_bookmark73)
      1. [Микрополосковые отрезки с высоким и низким импедансами 154](#_bookmark74)
   6. [Контрольные вопросы 157](#_bookmark75)
7. [ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ 158](#_bookmark76)
   1. [Лавинно – пролетные диоды СВЧ 159](#_bookmark77)
      1. [Лавинные умножители 161](#_bookmark78)
      2. [Режимы работы лавинно-пролетного диода 162](#_bookmark79)
   2. [СВЧ диод Ганна 166](#_bookmark80)
      1. [Эффект Ганна и механизм работы диода с объемной](#_bookmark81) [неустойчивостью заряда 167](#_bookmark81)
      2. [Режимы работы генератора на диоде Ганна 171](#_bookmark82)
   3. [СВЧ диод с барьером Шоттки 173](#_bookmark83)
   4. [Диод СВЧ с управлением импедансом (p-i-n диод) 176](#_bookmark84)
   5. [Транзисторы СВЧ 178](#_bookmark85)
      1. [Биполярные транзисторы СВЧ 178](#_bookmark86)
         1. [Эквивалентная схема биполярного транзистора СВЧ 190](#_bookmark87)
      2. [Униполярные (полевые) транзисторы СВЧ 191](#_bookmark88)
         1. [Полевые транзисторы СВЧ с барьером Шоттки 194](#_bookmark89)
         2. [Эквивалентная схема полевого транзистора СВЧ 199](#_bookmark90)
   6. [Контрольные вопросы 202](#_bookmark91)
8. [ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ МИКРОСБОРКИ И МОДУЛИ СВЧ 203](#_bookmark92)
   1. [Гибридные сборки и модули СВЧ 203](#_bookmark93)
   2. [Микросхемы и микромодули СВЧ 208](#_bookmark94)
   3. [Функциональные модули СВЧ 212](#_bookmark95)
      1. [Модульные генераторы СВЧ 212](#_bookmark96)
         1. [Частотная перестройка в модульных генераторах СВЧ 215](#_bookmark97)
      2. [Модульные усилители мощности СВЧ 217](#_bookmark98)
      3. [Модульные однокаскадные усилители мощности СВЧ 223](#_bookmark99)
      4. [Частотно – преобразовательные модули СВЧ 228](#_bookmark100)
         1. [Преобразование частоты в смесителях СВЧ 230](#_bookmark101)
         2. [Характеристики модульных смесителей СВЧ 232](#_bookmark102)
         3. [Небалансные модульные смесители СВЧ 234](#_bookmark103)
         4. [Балансные модульные смесители СВЧ 240](#_bookmark104)
   4. [Контрольные вопросы 244](#_bookmark105)
9. [ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ 245](#_bookmark106)
   1. [Классификация электронных приборов СВЧ 247](#_bookmark107)
   2. [Характеристики электронных приборов СВЧ 247](#_bookmark108)
   3. [Триоды и тетроды СВЧ 249](#_bookmark109)
      1. [Электронный механизм работы триода СВЧ 251](#_bookmark110)
   4. [Клистроны и их характеристики 254](#_bookmark111)
      1. [Двухрезонаторный усилитель 254](#_bookmark112)
      2. [Многорезонаторный усилительный клистрон 259](#_bookmark113)
      3. [Отражательные клистрон 261](#_bookmark114)
   5. [СВЧ лампы бегущей и обратной волны О-типа 265](#_bookmark115)
      1. [Лампа бегущей волны О-типа 265](#_bookmark116)
         1. [Параметры и характеристики ЛБВО 268](#_bookmark117)
      2. [Лампа обратной волны О-типа 272](#_bookmark118)
      3. [Гибридные электронные СВЧ-приборы О-типа 276](#_bookmark119)
   6. [Электронные СВЧ-приборы М-типа 277](#_bookmark120)
      1. [Лампа бегущей волны М-типа 282](#_bookmark121)
      2. [Лампа обратной волны М-типа 285](#_bookmark122)
      3. [Многорезонаторный магнетрон 289](#_bookmark123)
      4. [Генераторы магнетронного типа 292](#_bookmark124)
   7. [Контрольные вопросы 293](#_bookmark125)

[БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК 294](#_bookmark126)

### ВВЕДЕНИЕ

Развитие сверхвысокочастотной (СВЧ) индустрии в области разработки и производства радиоэлектронных средств в настоящий момент является одним из ключевых векторов изменений, происходящих в модернизации и создании современных радиоэлектронных изделий. Тренд на переход к сверхвысоким частотам охватывает практически все возможные области радиотехники, начиная с изучения и создания технологий производства материалов, приборных структур и электронных компонентов и заканчивая радиоинжинирингом конечных функциональных изделий, а также систем и комплексов радиолокации, навигации, связи и телеметрии на их основе. Кроме того, СВЧ- техника активно проникает в целый ряд смежных направлений гражданского производства, находит широкое применение в следующих отраслях: контрольно- измерительное и аналитическое оборудование; телекоммуникационная индустрия; транспортная промышленность (авиация, железнодорожный, автомобильный и водный транспорт); медицинская техника; машиностроительное оборудование; химическая промышленность и др.

С учетом экспоненциального развития технологий и материалов в последние десятилетия на данный момент СВЧ-электроника исполняет ту же роль, которая ранее выполняла традиционная радиоэлектроника, базирующаяся на планарной технологии сверхбольших интегральных схем (СБИС). На современном этапе развития новые материалы и микроэлектронные СВЧ- технологии в значительной мере определяют требуемые характеристики радиоэлектронной аппаратуры. Именно микроэлектронные СВЧ-технологии определяют темп развития и требуемые технические характеристики конечных изделий, поскольку основные технические характеристики радиоэлектронной аппаратуры различного функционального предназначения (требуемые дальность, точность и др. параметры) легко пересчитываются по известным соотношениям в электрические параметры СВЧ приборов и устройств (выходная мощность, коэффициент шума, полоса частот, поляризация и т.д.). Кроме того, СВЧ-технологии в значительной мере определяют тактико-технические характеристики современных систем вооружений, военной и специальной техники. Именно поэтому технологии создания изделий СВЧ относятся к критически значимым технологиям.

Современные модули и техника СВЧ включает широкий спектр различных направлений, связанных с разработкой, производством и внедрением СВЧ элементной базы, конечных устройств и систем. Существует несколько возможных способов их сегментации:

1. Сегментация по уровню производственного передела: электронно- компонентная база – широкая номенклатура электронных изделий и приборов, определяющих технические и потребительские характеристики конечной продукции; модули – изделия техники СВЧ для диапазона частот от 3 до 30 ГГц, имеющее законченное конструктивное исполнение и состоящие из одного или нескольких функциональных узлов, взаимозаменяемые и неремонтопригодные в

условиях эксплуатации, являющиеся базовыми компонентами РЭС (так, к современным модулям СВЧ предъявляется большое число сложных, часто взаимоисключающих требований: высокий уровень электрических параметров с учетом конструктивно-технологических запасов; прочность и устойчивость к внешним воздействующим факторам (механическим, климатическим, биологическим и специальным); надёжность и длительная сохраняемость; минимальные габариты, установочные и присоединительные размеры и масса; приемлемые способы охлаждения и крепления в аппаратуре; требования стандартизации и унификации и т.д.); конечные изделия радиоэлектроники.

1. Технологическая сегментация. В области элементной базы можно выделить несколько обширных групп приборов, отличающихся по назначению, физическому принципу действия, конструкции и технологии изготовления:
   * Устройства на направляемых линиях СВЧ: фидеры и соединительные элементы, делители мощности, мостовые устройства, развязывающие устройства, аттенюаторы, направленные ответвители;
   * Ферритовые приборы СВЧ: вентили, циркуляторы, переключатели, фильтры, фазовращатели, приборы многофункциональные, модуляторы, ограничители, преобразователи, нагрузки ферритовые;
   * Твердотельные приборы СВЧ в дискретном, монолитном, гибридном и гибридно-монолитном интегральном исполнении: СВЧ транзисторы и диоды, малошумящие усилители, усилители мощности, генераторы, синтезаторы частот, фазовращатели, аттенюаторы, переключатели, модуляторы, преобразователи частот (умножители, делители, смесители);
   * Модули СВЧ: приемные, передающие, приемо-передающие; генераторные, усилительные, преобразовательные, управляющие, многофункциональные, вентили, коаксиально-волноводные;
   * Электровакуумные приборы СВЧ: магнетроны, усилители магнетронного типа, усилители на быстрых волнах, лампы бегущей волны (ЛБВ), лампы обратной волны (ЛОВ), клистроны, клистроны, гироприборы, эндотроны, защитные газоразрядные устройства.
   * Комплексированные изделия СВЧ: электровакуумные, твердотельные и вакуумно-твердотельные, с применением в своём составе ЭВП СВЧ, твердотельных дискретных приборов и модулей СВЧ, ферритовых приборов СВЧ, изделий силовой и микроэлектроники.

В отечественной и зарубежной СВЧ индустрии активно разрабатывается и производится отдельный класс элементной базы СВЧ-электроники – высоко интегрированные изделия СВЧ, включающие в себя законченные функциональные СВЧ-модули с цифровым интерфейсом для работы с полностью сформированным СВЧ-сигналом, компоненты с интегрированными антеннами, в том числе с динамически перестраиваемыми диаграммами направленности, исключающие необходимость работы с аналоговыми СВЧ- трактами.

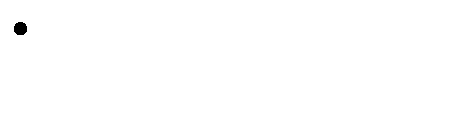
Важно отметить, что в рамках развития отечественной СВЧ индустрии в России с 2012 по 2020 гг. реализуется стратегическая программа «СВЧ технологии». Именно поэтому перспективные направления по созданию изделий СВЧ отнесены к критическим технологиям, которые во многом определяют радиопромышленный облик и тактико-технические характеристики образцов радиоэлектронного вооружения военной техники. Отсюда одним из ключевых направлений развития отечественной техники СВЧ является диверсификация структуры производимых изделий СВЧ двойного назначения на всех уровнях обозначенной сегментации.

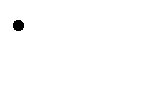
### 1. НАПРАВЛЯЮЩИЕ ЛИНИИ СВЧ, ИХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ И СПОСОБЫ

ВОЛНОВОГО СОГЛАСОВАНИЯ

* 1. Классификация направляющих линий СВЧ и их параметры

*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*)    *j* . Зависимость электромагнитной волны,

бегущей вдоль линии передачи в направлении увеличения координаты *z*, описывают выражением exp( *z*) , если зависимость от времени имеет вид. *Коэффициент затухания* (англ. – *attenuation constant*)  [Нп/м] – величина, обратная расстоянию, которое должна пройти волна вдоль регулярной линии, чтобы её амплитуда уменьшилась в *е* раз. Такому затуханию соответствует 1 Нп (8,686 дБ). *Постоянная распространения*, *фазовая постоянная* или *волновое число* (англ. – *phase constant*, *wavenumber*)  [1/м] численно равна фазовому сдвигу, который приобретает волна при прохождении по регулярной линии расстояние единичной длины

  

*ф*

 2 . (1.1)



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

  2



 *ф* . (1.2)

*f*

*Фазовая скорость* (англ. – *phase velocity*) *ф*

– скорость перемещения

фазового фронта волны (поверхности равных фаз) в направлении продольной оси *z* регулярной линии,

    *f*

*ф* 

. (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 *Т-*волной). Для линий передачи с *ТЕМ*-волной вводят понятие *эффективной*

*диэлектрической проницаемости* (англ. – *effective dielectric constant*)

*эф* ,

которая численно равна отношению квадрата скорости света в вакууме к квадрату фазовой скорости в линии

*эф*

*c*2 . (1.4)

*ф*





2

Если линия заполнена продольно-слоистым диэлектриком, а в ней

распространяется *ТЕМ*-волна, то

*r* min  *эф*  *r* max ( 1) , где

*r* min ,

*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.

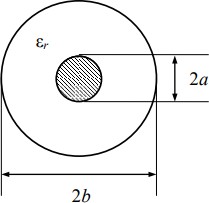
*Критической частоте* или *частоте отсечки* (англ. – *cutoff frequency*) в регулярных полностью экранированных линиях передачи соответствует частота, на которой постоянная распространения β равняется нулю. В регулярных линиях с частичным экранированием, в которых возможно излучение, под критической понимают 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. Коаксиальные линии и их характеристики

Регулярная *коаксиальная линия* (англ. – *coaxial line*) – это система двух коаксиальных проводящих металлических цилиндров, пространство между которыми заполнено твёрдым диэлектриком с относительной проницаемостью

*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 ( *r*  2, 25 ) или фторопласт ( *r*  2, 08 ), имеющие высокие диэлектрические характеристики, то есть малые диэлектрические потери. При передаче больших уровней мощности используют воздушные жёсткие коаксиальные

Рис. 1.1. Коаксиальная линия передачи

линии, в которых внутренний проводник поддерживают диэлектрические шайбы. Параметры коаксиальной линии могут быть

определены по приведенным ниже формулам.

1. *Погонная ёмкость*

*C*  2*r*0 , Ф/м, (1.5)

ln(*b a*)

1

где *a* и *b* – радиусы внутреннего и внешнего проводников;

*r* – относительная диэлектрическая проницаемость заполнения; 0  8,8421012

Ф/м – электрическая постоянная вакуума.

1. *Погонная индуктивность*

*L*  *r*0 ln  *b*  , Гн/м, (1.6)

*a*

 

1 2  

где 0  4 107 Гн/м – магнитная постоянная вакуума, относительная магнитная

проницаемость обычно для диэлектриков *r*

=1.

1. *Погонное сопротивление*

*r*0

2

*R*  1

1 2

1 *a* 1 *b* , Ом/м, (1.7)

где  – круговая частота; *µm* – относительная магнитная проницаемость, а

 – 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.

1. *Погонная проводимость потерь*

*G*1 *C*1*tg* , См/м, (1.8)

где tg – тангенс угла диэлектрических потерь, который для качественных диэлектриков имеет порядок 10−3 −10−4.

1. *Волновое сопротивление*. Коаксиальные линии передачи имеют

малые потери, потому волновое сопротивление можно получить по формуле для линии без потерь:

*W*   60 ln *ba*, Ом. (1.9) Коаксиальные кабели имеют стандартные волновые сопротивления 50, 75,

*L*1 *C*1

*r*

100, 150, 200 Ом.

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

 1 *a* 1 *b*  8

*r**r*0

2

  0,0115

ln *b a*

  1, 44810

 

 

 *r tg* , дБ/м. (1.10)

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

* 1. Двухпроводные линии и их характеристики

*Двухпроводная линия* (англ. – *pair*) образована двумя параллельными

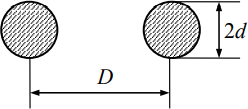
круглыми проводниками диаметром 2*d*, расстояние между центрами, которых – *D* (рис.1.2). Чаще всего такую линию выполняют с воздушным заполнением (ε*r* =1), для сохранения расстояния между проводниками используют изолирующие распорки

Рис. 1.2. Поперечное сечение двухпроводной

из высококачественного диэлектрика.

Для расчета первичных параметров

двухпроводной линии при *D*  *d*

использовать следующие приближенные формулы:

1. *Погонная емкость*

можно

*C*1 

*r*0

, Ф/м. (1.11)

1. *Погонная индуктивность*

ln *D d* 

*L*  0 ln *D d*  , Гн/м. (1.12)



1

1. *Погонное активное сопротивление*

0

2

*R*  1

1 *d*

, Ом/м. (1.13)

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

1. *Волновое сопротивление двухпроводной линии*

*W*  120 ln *D d* , Ом. (1.14)

*r*



1. *Погонное затухание двухпроводной линии*

  8,13103

*r*0

2

*d* ln *D d*  . (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. Линии типа «витая пара» и их характеристики

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.3. Поперечное сечение «витой | 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 εэф, которая зависит от числа витков на единицу длины линии. |

*W*  120

*эф*



ln *D d*  , Ом. (1.16)

где *эф* 1 *q*(*r* 1) ; длины.

*q*  0, 25  0,0004*arctg* 2( *DN* ) ; *N* – число витков на единицу

* 1. Прямоугольные волноводы и их характеристики

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

   / sin ,

измеренная вдоль оси волновода, больше длины волны  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*×*b*.

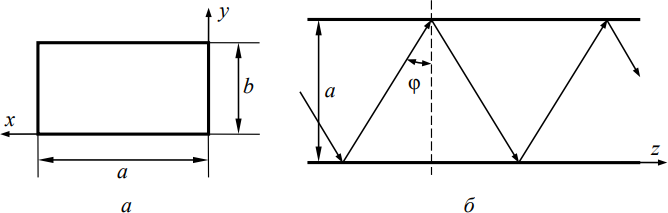


Рис. 1.4. Прямоугольный волновод:

а – поперечное сечение; б – 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   *a* угол падения    / 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 существует такая частота, при которой 𝜑 = 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 (λкр). 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*ф = *c/*sin𝜑 больше скорости света *с* 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*sin𝜑, которая, в отличие от фазовой, всегда меньше скорости 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

*Ez* = 0, *Hz* ≠ 0, называют *поперечными электрическими* (*ТЕ*), или *магнитными* (*Н*). Волны, у которых *Hz* = 0, *Ez* ≠ 0, называют *поперечными магнитными* (*ТМ*), или *электрическими* (*Е*).

В волноводах может возбуждаться бесконечное множество *Hmn* (*TEmn*) или *Emn* (*TMmn*) 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 *λ*10*кр* = 2*a*. Первый высший тип волны *H*20, его критическая длина волны *λ*20*кр* = *a*, таким образом, теоретическое условие одномодовости для прямоугольного волновода имеет длину волны *a* < *λ* < 2*a*. Чаще всего на практике рабочий диапазон изменения длины волны выбирают, исходя из условия 1,1*a* < *λ* < 1,6*a* , с целью избежать возбуждения нежелательных типов волн и потерь при работе на частотах, близких к критической.

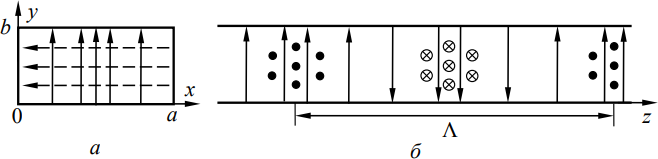


Рис. 1.5. Структура поля волны H10 прямоугольного волновода: а – поперечное сечение; б – продольное сечение

В отличие от *ТЕМ*-волн для *Н-* и *Е-* 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*

*ф*

   *c* . (1.17)



1  

2

  



*кр* 

1. *Групповая скорость*

  *d*  *c*

1  

2

  



*кр* 

*гр d*

1. *Длина волны в волноводе*

. (1.18)

  . (1.19)

1  

2

  



*кр* 

1. *Критическая длина волны*

*кр*  2

*m a*2 *n b*2 . (1.20)

1. *Критическая частота прямоугольного волновода*

*f*  *c*

*m a*2 *n b*2

. (1.21)

*кр* 2

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 *Н*- и *Е*- волн имеем следующие выражения:

1   

2

*WH*  *W*0 1

*r**r* *кр*

  , (1.22)

 

 

1

   

1

  

2

*r*

*r* 

 

*кр* 



*WE*  *W*0

, (1.23)

где

*W*0  120

– волновое сопротивление свободного пространства;

*εr* , *µr* – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды, заполняющей волновод; *λкр* – критическая длина волны; *λ* – длина волны в свободном пространстве на заданной частоте.

0*r*

0*r*

*r*

*r*

Для типа волны *H*10, чаще всего применяемого при использовании прямоугольного волновода, соответствующее сопротивление задаётся выражением

1   2

*WH*  *W*0

1  

 2*a* 

, (1.24)

*W*  *b W*

*Э a* 0

*r r*  

. (1.25)

1    2*a* 

1   2

*r r*  

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 по размерам узкой стенки, 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* 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 *εr* при условии, что *µr* =1 и длина волны далека от критической (типовым значением *(λ/2a*)2 является 0,42), можно приближенно

считать, что сопротивление пропорционально 1

*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 *Н*10 максимальна, эквивалентно увеличению емкости и приводит к увеличению критической длины волны *Н*10. Электрическое поле волны *Н*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  поперечными |

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. Круглые волноводы и их характеристики

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 *TEmn* (*Hmn*) или *TMmn* (*Emn*) 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*).

Как и для прямоугольных волноводов, для волноводов круглого сечения справедливы выражения (1.17) – (1.19) для определения *v*ф, *v*гр и Λ, а также (1.22)

– (1.23) для определения характеристических сопротивлений *WE* и *WH*. Критические длины волн собственных мод круглого волновода равны

*кр*

 2

*x*

 2*а* , (1.26)

*mn*

где *а* – радиус волновода, *x* – поперечное волновое число, ν*mn* – корень уравнения *Jm*(*pa*)= 0 для *Е*-волн, или уравнения *Jm*′ (*pa*) = 0 для *Н*-волн, *m* – порядок функции Бесселя *Jm* (*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 *Н*10 (рис.1.7). Критическая длина

основной волны

*H*11

*кр*



 2*a*

/ 1,841

 3,413*a .* Первый высший тип волны

круглого волновода *E*01, его критическая частота

*E*01

*кр*



 2*a*

/ 2,405

 2,613*a* ,

таким образом, теоретическое условие одномодовости для круглого волновода имеет вид 2,613*a < λ* < 3,413*a*.

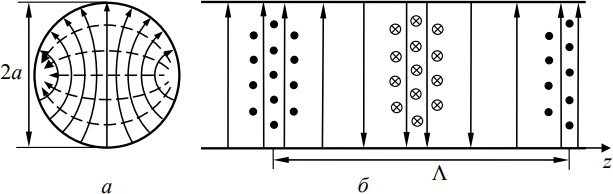


Рис. 1.7. Структура поля волны H11 круглого волновода: а – поперечное сечение; б – продольное сечение

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

Кроме основной волны практический интерес представляют азимутально симметричные магнитные типы волн, в частности *Н*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 *Н*01 равна

*H*11

*кр*



 2*a*

/ 3,832

 1,640*a*.

Главным недостатком, ограничивающим применение *Н*01, является совпадение критических частот данной моды и волны *Е*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 *Е*11, обладающим существенно более высокими потерями, чем *Н*01.

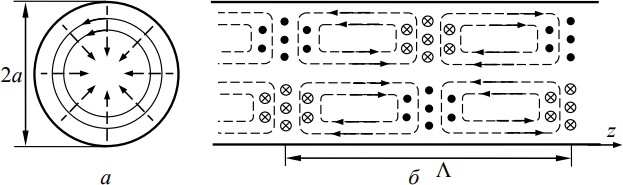


Рис. 1.8. Структура поля волны H01 круглого волновода: а – поперечное сечение; б – продольное сечение

* 1. Полосковые линии и их характеристики

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.

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-T волна* (англ. – *quasi-TEM*), которая не имеет частоты отсечки. Она отличается от *TEM*-волны тем, что имеет продольные составляющие электромагнитного поля, однако их амплитуда

значительно меньше, чем амплитуда поперечных составляющих. Линии c *ТEM*- волной не имеют дисперсии, и их критическая частота *f*кр равна нулю.

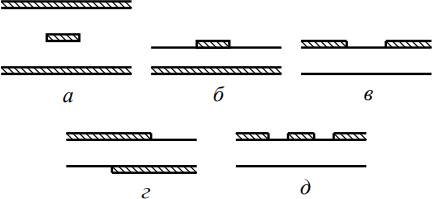


Рис. 1.9. Планарные линии передачи: а – симметричная полосковая линия (СПЛ), б – несимметричная полосковая линия (НПЛ), в – щелевая линия (ЩЛ),

г - несимметричная щелевая линия, д - копланарная линия (КПЛ)

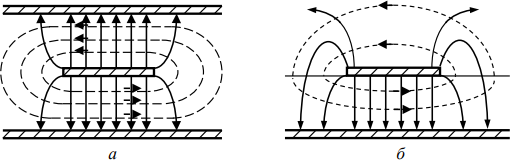
На рис.1.10 изображена конфигурация силовых линий электрического (сплошные линии) и магнитного (пунктирные линии) полей квази-*Т* волны в поперечном сечении симметричной (рис.1.10, *а*) и несимметричной (рис.1.10, *б*) полосковых линий.

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

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.11. Микрополосковая линия передачи | *Микрополосковая линия* (МПЛ, англ. – *microstrip-line*) – это несимметричная полосковая линия, материал подложки которой имеет высокое значение диэлектрической проницаемости (*εr* ≥ 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-*Т* 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.

Большая часть энергии основной волны МПЛ сосредоточена на участке поперечного сечения линии, имеющей ширину *d* + 2*h*. Для того, чтобы соседние проводники не взаимодействовали друг с другом, расстояние между ними в горизонтальной плоскости должно превышать значение 4*h*. Толщина

токонесущей полоски t должна превышать значение (3−5)δ, где δ – толщина скин-слоя. Ширина заземленной поверхности экрана *а* должна превышать 4*d*, в этом случае считается, что он является бесконечным. Такие размеры позволяют сконцентрировать поле основной волны в зазоре между проводниками.

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

 100 1 *t* ,

  *d*   *h*  *d*

 1

*r*

 

*W*  

  



*h*

*h*  2;

(1.27)

 100 ,

 1  *d*



 1 *d* 1 *t*  

*r*

*h*  2.

  *h* 

*h*  

    

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

*d*  100

*r*

*h W*

1.

(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*.

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

*fкр*  75 . (1.29)

*r* 1

*h*

Если рабочая частота задана, максимальная толщина подложки рассчитывается как

*h*max  75 . (1.30)

*r* 1

*f*

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, *а*).

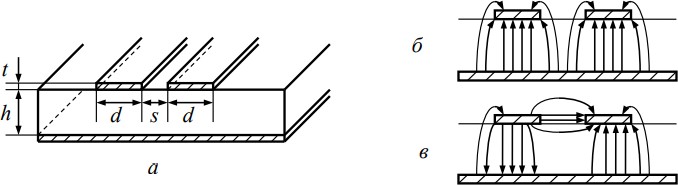


Рис. 1.12. Связанные полосковые линии (а) и силовые линии четной (б) и нечетной (в) волн

В этой линии могут существовать две квази-*Т* 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 *We* и нечетного *Wo* типов в общем случае не равны друг другу.

В *щелевой линии* (ЩЛ, англ. – *slot-line*) распространяется замедленная *Н-*волна, электромагнитное поле которой концентрируется вблизи щели. Критическая частота fкр 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 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.

* 1. Методы и средства волнового согласования в направляющих

**линиях**

Максимальное значение мощности, поступающей в нагрузку, согласно режиму, бегущей волны возможно 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:

*Lотр* 10lg

1 10lg 1

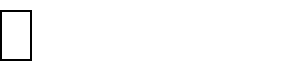
10lg

*KстU*

12

. (1.31)

2





1 *ГН*

1 *K*

*стU* 1 *KстU*

12

4*KстU*

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

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

относительно заданного в

*KстU*

раз.

Существенное отличие значений КСВ от 1 на входе приемных цепей приводит к уменьшению чувствительности и дальнодействия, поэтому на практике добиваются, чтобы входные цепи СВЧ приемников в режиме приема

имели

*K*c*тU*

 1,5

 2,0

в пределах рабочего диапазона частот. При условии

*K*c*тU*

 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*c*тU*

 1,2

 1,5 (при

*K*c*тU*

1,2 ошибка не превышает 1%).

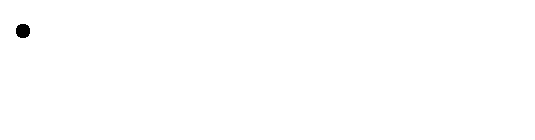
Согласование далеко не всегда необходимо при решении практических задач СВЧ техники. В частности, в случае измерения на СВЧ с применением принципа голографической записи информации наоборот необходимо наличие эталонного отражения, которое используется в качестве опорного для определения, например, малых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

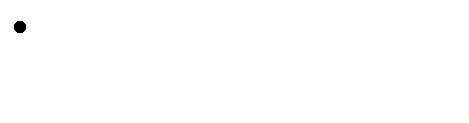
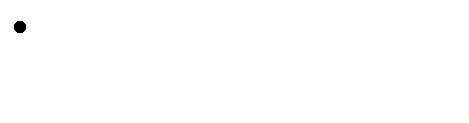
В принципе, о степени согласования можно говорить при наличии максимума напряжения, поступающей в нагрузку. Однако контроль согласования по величине мощности имеет недостаточную чувствительность, например, ошибка при определении максимума мощности, равная 1%, соответствует КСВ примерно 1,22. Непосредственный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



*Zн* / *W*  *zн*  *rн*  *jxн*

нормированное сопротивление

*zвх*

 1

*j*0 . 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 аттенюатором. 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 ∆*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.

* + 1. Согласование четвертьволновым трансформатором

Если нагрузкой линии передачи является активное сопротивление *Rн*, неравное волновому сопротивлению *W* самой линии, то включение между линией передачи и нагрузкой четырехполюсника в виде четвертьволнового

*WRн*

трансформатора с волновым сопротивлением

*Wтр*

 в соответствии с

заданным 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. Коэффициент отражения в установленных точках включения нагрузки (рис.1.13) может быть выражен

1  (*Rн* *Wтр* ) / (*Rн* *Wтр* ) , а там, где соединяются линии передачи и

трансформатор, коэффициент отражения определен соотношением

2  (*Wтр* *W* ) / (*Wтр* *W* ) . Прямое сравнение выражений для Γ1 та Γ2

свидетельствует, что Γ1 равно Γ2. Отсюда следует, что коэффициент отражения Γ1 при трансформации из плоскости 1 в плоскость 2 принимает

значение 1 exp *j*2  4  1 exp *j*2 2  4  1 exp *j*   1 , то есть

является противоположным по знаку к Γ2, 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*1*W*2

*Wтр*

 . (1.32)

Для прямоугольного волновода при работе на основной волне *H*10 целесообразно использовать понятие эквивалентного сопротивления (1.25). Это означает, что при постоянном значении ширины волноводов *а* высоту волновода-трансформатора необходимо выбирать исходя из соотношения *bтр*  . Подбор варианта с одинаковым значением ширины широкой

*b*1*b*2

стенки, *а* 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):

  2

  2

   1    1  , (1.33)

 *кр*   2*а* 

 

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.1.13, *б*), то есть в точках, где наблюдается узел или пучность стоячей волны.

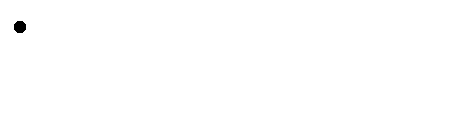
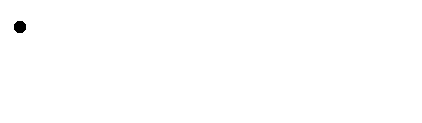
|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.13. Схема согласования линии с помощью четвертьволнового трансформатора с нагрузкой:  а – активной; б – комплексной Λтр/4 | В случае несогласованной нагрузки точки активного входного сопротивления в линии передачи расположены в пучностях и узлах стоячей волны (реактивная часть в пучностях и узлах равна нулю). В случае согласования в пучности необходимо увеличенное значение волнового сопротивления трансформатора *Wтр*  *W*1 ,  а в узле – уменьшенное *Wтр*  *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». 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 целесообразно вместо одного включать последовательно несколько четвертьволновых трансформаторов.

* + 1. Согласование сосредоточенной реактивностью

Принцип узкополосного согласования с помощью сосредоточенной

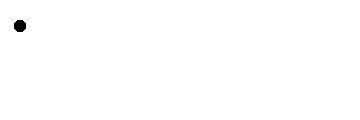
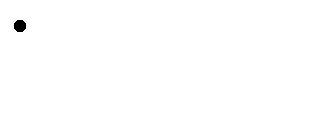
реактивности заключается в том, чтобы реактивность с проводимостью *YP*  *jBP*

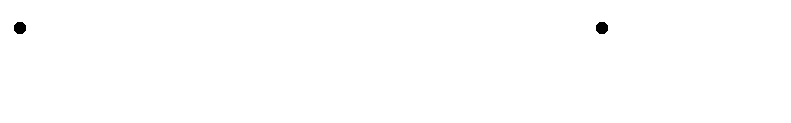
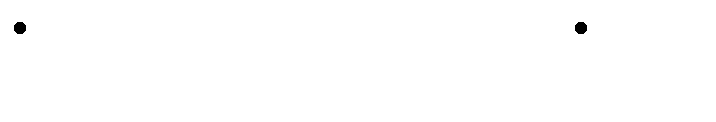
(сопротивлением

*ZP* 

*jXP* ) включают параллельно (последовательно) по

отношению к нагрузке как можно ближе к нагрузке в сечении *l*1, где активная

часть нормированной проводимости Re *yвх*  1 (сопротивления Re*zвх*  1),

причем *YP*  *j*Im*Yвх* , *ZP*  *j*Im*Zвх* . 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

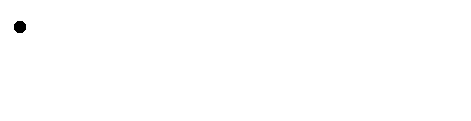
противоположные фазы. Таким образом, отраженные волны погасят друг друга, и в линии от генератора до точки подключения согласующего элемента будет распространяться только бегущая волна, то есть установится режим бегущей волны. Понятно, что на участке между местами подключения нагрузки и неоднородности существуют обе волны, которые формируют стоячую волну: в таком случае имеет место диссипация энергии.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.14. Зависимость нормированных проводимостей от продольной координаты | Из приведенного графика (рис.1.14) можно увидеть, что на расстоянии длиной полволны есть две точки, в которых действительная составляющая нормированной проводимости *g*ˆ равна единице, а реактивная составляющая *b*ˆ 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*бв. Полная нормированная проводимость линии в точке, которая находится от узла на расстоянии *l* в сторону генератора, равняется

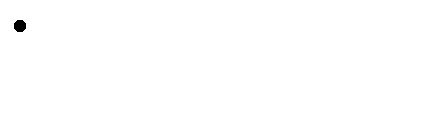
*y*  1 *jKбвtg* *l*  , (1.34)



*Kбв*  *jtg* *l* 

где *K*бв – коэффициент бегущей волны; β= 2π/Λ – 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:



*y* 1 *jb*ˆ.

(1.35)

Приравнивая выражения (1.34) и (1.35) и разделив действительную и мнимую части, получим два уравнения:

*tg* *l*   , (1.36)

*Kбв*

*b*ˆ  . (1.37)

*Kбв* 1

*Kбв*

Из уравнения (1.36) вычисляют расстояние от узла напряжения до точки подключения, из уравнения (1.37) – значения проводимости реактивного согласующего элемента. Если известно расстояние от нагрузки до первого узла напряжения, то можно определить ближайшую до нагрузки точку согласования.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.15. Реактивный штырь в волноводе | 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 **E** (рис.1.15), увеличивает электрическое поле в точке входа и таким  образом вносится преимущественно емкостное сопротивление, |

если его длина не превышает λ/4. Нормированное значение проводимости *b*ˆ

штыря зависит от его длины *h*, радиуса *r* и положения *d* на широкой стенке:

*b*ˆ 

2*d* 2

1cos *kh*2

, (1.38)

где *k = 2π/λ; 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* = 2*r*.

*a*3*b* ln 2*d r* sin 2*kh*  *k*(2*d*  *r*)(2 cos 2*kh*)

При увеличении глубины погружения штыря в волновод начинает проявляться индуктивный характер проводимости штыря и при условии проводимость становится бесконечно большой, что равнозначно параллельному подключению последовательного резонансного контура. Штырь длиной *h*р называют резонансным. В случае увеличения длины штыря *h* > *h*р 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.

* + 1. Согласование диэлектрическим трансформатором

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.16. Пластинчатый диэлектрический трансформатор | Реально метод подвижной реактивной нагрузки реализован в пластинчатом диэлектрическом трансформаторе (рис.1.16). 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*к. Совместное перемещение пластин эквивалентно эффекту перемещения одиночной неоднородности, то есть изменению общей фазы φк коэффициента отражения от неоднородности. Пластины имеют поперечные размеры, совпадающие с размерами волновода, а толщину их выбирают таким образом, чтобы на рабочей частоте она составляла Λ/4.

Работу такого трансформатора достаточно легко можно объяснить на при мере 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 Λ/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 *Wm* (*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

*r* , *w*2 *W* /*W* 1, *w*3 *W*1 /*W* 1

*r* . При условии

согласования нагрузки с учетом свойств четвертьволновых трансформаторов на выходе первого трансформатора будем иметь нормированное сопротивление

*z*1 1/ *r* . Это сопротивление является нагрузкой второго трансформатора, тогда

на его выходе сопротивление будет составлять *z*2  *r* , которое, в свою очередь,

является сопротивлением нагрузки для третьего трансформатора. Входное

*r*

сопротивление последнего трансформатора

– *z*3 

1  2 . Известно, что КБВ

равняется нормированному значению сопротивления в минимуме стоячей волны. Таким образом, максимальный КСВ в линии будет равняться *ε*2*r*. Путем изменения расстояния между пластинами сопротивление трансформатора плавно изменяется в пределах от 1/*ε*2*r* до 1, а коэффициент отражения – от

( 2 1) / ( 2 1) до 0, именно в таких пределах и может быть компенсировано

*r r*

отражение от нагрузки. Указанному диапазону соответствует значения КСВ от

2 до 1. Для промежуточных значений расстояния между пластинами входное

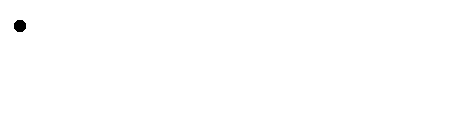


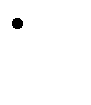
*r*

сопротивление трансформатора имеет не только активную составляющую, но и реактивную, которую можно скомпенсировать путем перемещения согласующей структуры вдоль волновода как целого. В полом волноводе физика процесса остается прежней, и можно считать приближенно, что пределы согласования остаются такими же. Например, для кварца с *εr* = 3,8 максимальное значение КСВ, которое может быть согласовано – 15.

* + 1. Согласование короткозамкнутым шлейфом

Возможность реализации любых значений индуктивности и емкости с помощью короткозамкнутых шлейфов (рис.1.17) и шлейфов в режиме холостого хода (разомкнутых шлейфов) 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.

Расстояние от нагрузки до точки включения шлейфа *l*1 и необходимую его длину *l*2 можно легко найти с помощью диаграммы полных сопротивлений (диаграммы Вольтера-Смита) или специального программного обеспечения. В согласующей схеме (рис.1.17) представлен 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

*yвх* 1

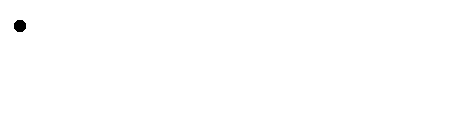
*jb*ˆ.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.17. Схема согласования с помощью параллельного короткозамкнутого шлейфа | Проводимость шлейфа выбирается исходя из условия компенсации реактивной составляющей ± *jB* входит проводимости *Yвх* , 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 ш лейф имеет другое  волновое сопротивление, то необходимо |

денормировать

*yвх* 1

*jb*ˆ, 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.

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.

* + 1. Согласование тремя реактивными шлейфами

Наиболее подходящий для практики вариант – 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. Рассмотрим систему из двух реактивных проводимостей, расположенных вдоль оси волновода на определенном расстоянии *l* друг от друга (рис.1.18, *а*). Произвольной точке *P* на круговой диаграмме полных сопротивлений

соответствуют действительная *g* и мнимая

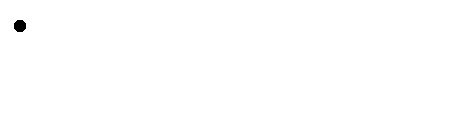
*jb*ˆ

составляющие нормированной

проводимости *y* в соответствующем сечении волновода (рис.1.18, *б*). Пусть

нормированная проводимость в плоскости

*P*1 (то есть проводимость нагрузки,

которая пересчитана в плоскость

*н*

*P*1 , или проводимость нагрузки,

подключенной непосредственно в плоскости

*P*1 ) равна *yн*

 *gн*

* *jb*ˆ .

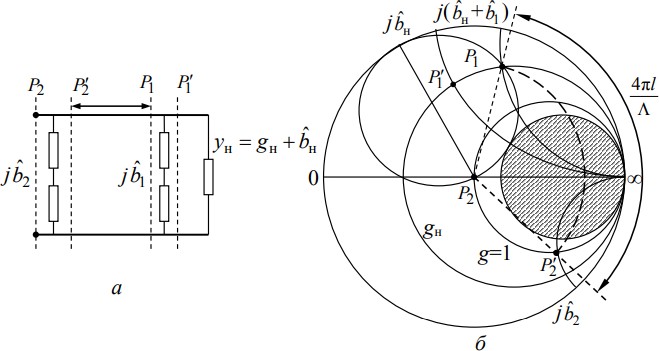


Рис. 1.18. Система двух параллельных реактивных элементов: а – эквивалентная электрическая схема; б – диаграмма полных сопротивлений

Эквивалентная реактивная проводимость первой настроечной реактивности

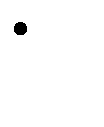
*jb*ˆ

1

прибавляется к проводимости

*yн* и переводит точку

*P*1 в точку

*P* : *y*'  *gн*  *j*(*b*ˆ  *b*ˆ ) , которая также лежит на окружности *g*н на диаграмме.

1 1 *н* 1

Переход от плоскости *P*1 к плоскости

*P*2 сопровождается перемещением

соответствующей точки по часовой стрелке (движение по направлению к

генератору) по окружности радиусом

  const

на угол 4*l* /  (движение от

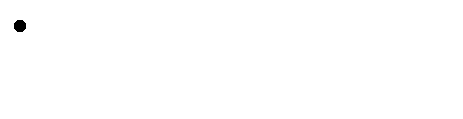
точки

*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



*y* 1 *jb*ˆ .

2

Эквивалентная проводимость настроечной неоднородности должна

компенсировать реактивную составляющую, то есть равна

*jb*ˆ

. 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.1.18) следует: если

2

начальная точка *yн*  *gн*  *jbн* 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 Λ/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 Λ/8. Чтобы обеспечить согласование и для нагрузок, проводимости которых попадают в заштрихованный круг, используют третий настроечный элемент,

*P*

*P*

расположенный между

' и нагрузкой на расстоянии *l* от

' . Он позволяет

перенести приведенное к плоскости ' значение *y* в часть диаграммы, внешнюю

*P*

1

1

1

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.

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 раздельного 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.1.19). Если значения нормированных сопротивлений в точке *A* для

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 1.19. Эпюра стоячей волны для двух близких частот *f*1 и *f*2, которым соответствуют длины волн в волноводе Λ1 и Λ2 | зависимостей *1* (сплошная линия) і *2* (пунктирная линия) отличаются не сильно, то в точке *B* 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 |

*dZвх*  *dZвх*  *d*  *dZвх*  *l*

, (1.40)

*d* *d* *d* *d* *vф*

где

  *l*   *l*

*vф*

– электрическая длина линии. Таким образом, частотная

зависимость 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.

* 1. Контрольные вопросы

1. Дайте определение фазовой скорости?
2. Какие линии передачи являются регулярными?
3. Перечислите основные требования, предъявляемые к линиям передачи.
4. Назовите основные параметры регулярных линий передачи.
5. Как маркируются коаксиальные кабели?
6. Перечислите достоинства и недостатки волноводных линий передачи.
7. От чего зависит волновое сопротивление полосковой линии передачи?

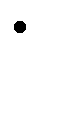
### МАТРИЧНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ N- ПОЛЮСНИКОВ СВЧ

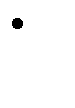
* + 1. Матрицы рассеяния многополюсников

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 2*N*-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 данное 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

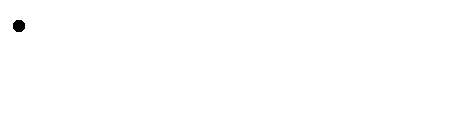
входящей *ai*

(падающей) и выходящей *bi*

(отраженной или рассеянной) волн для

каждого *i*-го входа из *N* входов многополюсника, которые нормируют по правилу

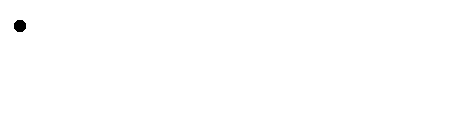
2 *падi* , 2



*a* 2

*i*

 *P*



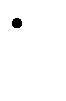
*bi*

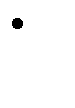
2

 *P*

*отрi*

. (2.1)

Естественно, что комплексные амплитуды *ai* и *bi* имеют тесную связь с нормированными амплитудами *u* и *i*. Считается, что фазу необходимо выбирать

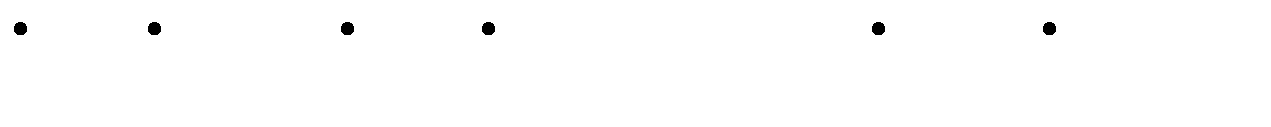
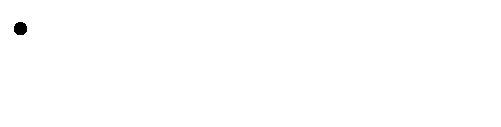
таким же самым образом, что и для *u*. Единица измерения *ai*

и *bi*

– корень

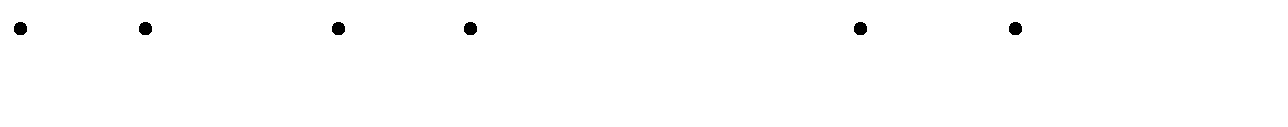
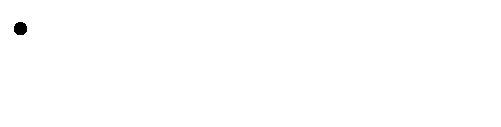
квадратный из Ватт ( *Вт* ). С учетом введенных ограничений можно использовать принцип суперпозиции, справедливый для линейных цепей. Таким

образом, получим систему для определения комплексных амплитуд отраженных (выходящих) волн *b*1,*b*2,*b*3,...,*bN* каждого плеча 2*N*-полюсника СВЧ:



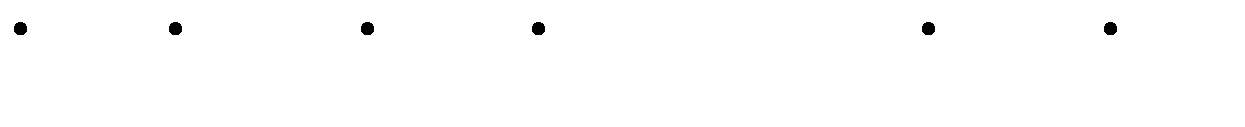
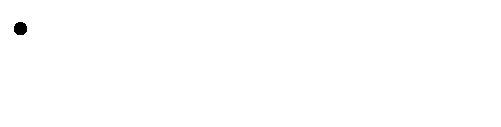
*b*1  *s*11*a*1  *s*12*a*2 ... *s*1*N aN* ,

*b*2  *s*21*a*1  *s*22*a*2 ... *s*2*N aN* ,



............................................

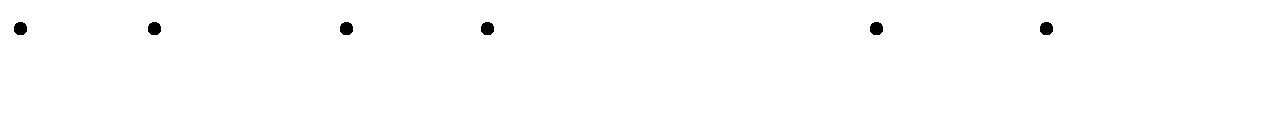
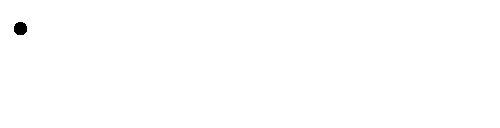
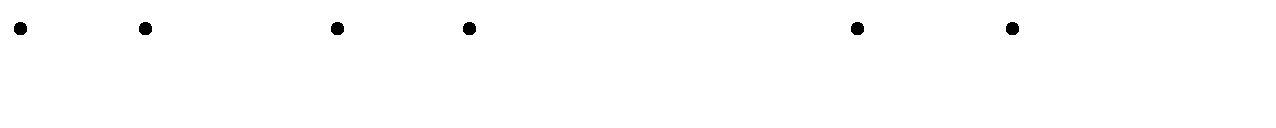
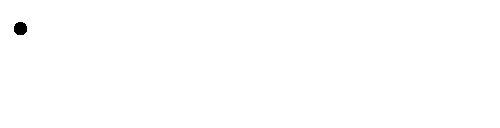
(2.2)



*bN*  *sN*1*a*1  *sN* 2*a*2 ... *sNN aN* .

В матричной форме это выражение можно представить в виде

*b*1  *s*11*a*1  *s*12*a*2 ... *s*1*N aN* 



   

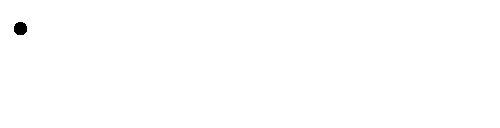
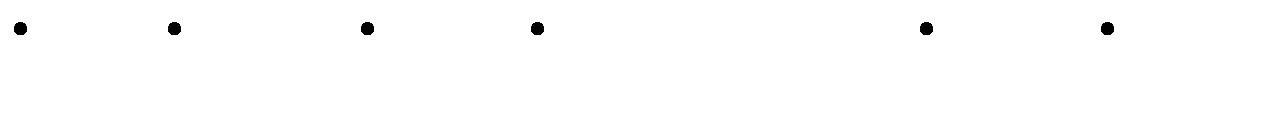
*b*2  *s*21*a*1  *s*22*a*2 ... *s*2*NaN* 

     , (2.3)

...

#####  ..................................... 

  *s a*



 

###### s a

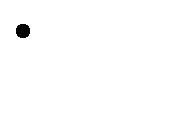
... *s a* 

или **b = Sa**.

*bN*   *N*1 1

*N* 2 2

*NN N* 

Матрицу **S** называют *матрицей рассеяния* (англ. – *scattering matrix*), она устанавливает связь между комплексными нормированными амплитудами выходящих (отраженных) и входящих (падающих) волн в плечах

многополюсника. Очевидно,

*smn*

является комплексной величиной, то есть

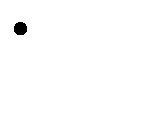
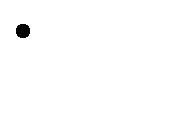
*smn* 

*smn*

exp( *j**mn*) . В обозначении элемента матрицы

*smn*

первый индекс *m*

указывает номер строки матрицы и одновременно номер плеча, на которое передается мощность, второй индекс *n* – номер столбца и одновременно номер плеча, из которого осуществляется возбуждение. Элемент матрицы *smm* – *коэффициент отражения* по напряжению в *m*-плече многополюсника при условии, что ко всем другим плечам подключены согласованные нагрузки.

Элемент

*smn*

в случае, когда *m* ≠ *n*, является *коэффициентом передачи* по

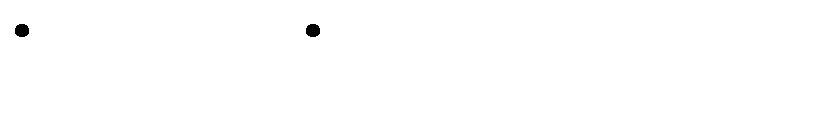
напряжению из плеча *n* в плечо *m* при условии, что ко всем плечам подключены согласованные нагрузки.

Матрица рассеяния (как и любая другая матрица) описывает свойства многополюсника лишь на заданной частоте. В ходе описания свойств многополюсника в полосе частот элементы матриц преобразуются в комплекснозначные функции частоты.

Если в линиях передачи, которые образуют плечи многополюсника, затуханием можно пренебречь, изменение плоскости отсчета влияет только на фазы элементов матрицы рассеяния, оставляя их модули неизменными. Очевидно, можно выбрать положения плоскостей отсчета таким образом, чтобы фаза любого элемента матрицы рассеяния равнялась нулю, то есть этот элемент имел действительное значение. Поскольку в *N*-полюсном устройстве есть *N* плоскостей отсчета фазы, их можно выбрать так, чтобы любые *N* элементов *S* матриц имели действительные значения (на данной частоте).

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

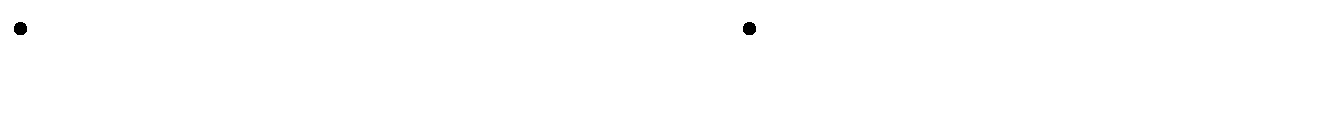


*sm* *n*  *smn* exp(*mlm* *nln*) ,

где *lm*, *ln* – удлинения *m*-й и *n*-й линий; *m* *m*  *j**m*, *n* *n*  *j**n*

постоянные распространения в этих линиях.

(2.4)

– комплексные

*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 недиссипативные устройства. Малость потерь предполагает, что они пренебрежимо 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:

или в матричной форме

*N*

 *am*

*m*1

*N*

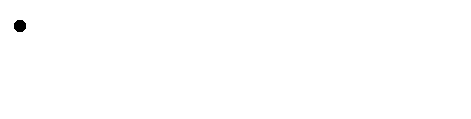
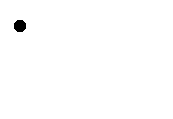
2   *b*

*m*

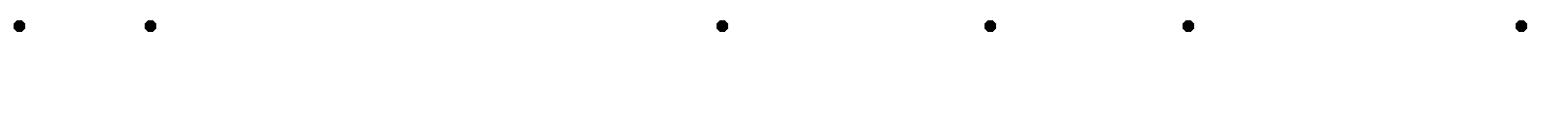
*m*1

2

, (2.5)



(2.6)



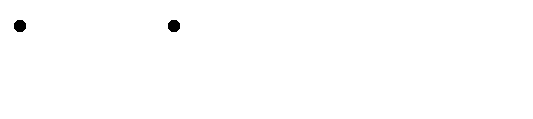
**a\*a = b\*b = (Sa)\*(Sa) = a\*S\*Sa** .

Вследствие произвольного выбора вектора *a* такое равенство может быть верным при выполнении условия

**S\*S = E** или **S\* = S-1** . (2.7)

где **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:

*N*

*S S*\*   , *m,n =1,2,…,N*, (2.8)

*k* 1

*km kn kn*

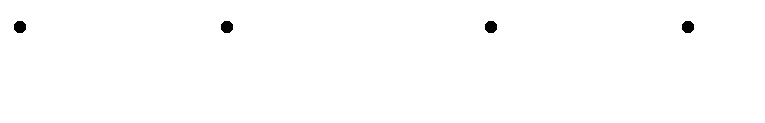
где *mn*

 0, *m*  *n*



1, *m*  *n*

– 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

*I*2 / *U*1

 *I*1

/*U*2 . Данное

свойство обусловливает 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

числа – элементов матрицы рассеяния, которые лежат на главной диагонали и выше нее. Если дополнительно устройство недиссипативно, то условие (2.8) 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

*s* 2  *s*

2 1, *s* 2  *s*

2 1,

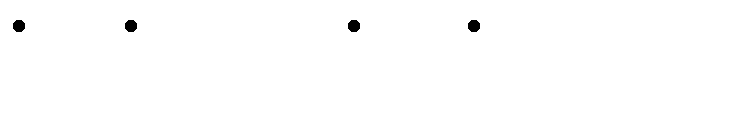
*s*\* *s*  *s*\* *s*  0

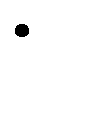
(2.9)

11 21

22 12

11 12 21 21

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 (2.9) дает два соотношения:

, 11 22 12 21  , (2.10)



*s*11 / *s*22  *s*21 / *s*12

где *ij*

 arg *sij*

– 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:

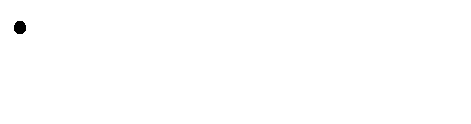
*s*11

 *s*22

  ,

, , 11 22 12 21  . (2.11)

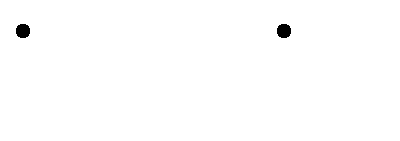
Отсюда следует, если четырехполюсник без потерь (недиссипативный) согласован со стороны одного плеча (ρ = 0), то он будет согласованным и со стороны второго плеча.



*s*21  1 2



*s*21  *s*12

Если четырехполюсник взаимный, то выполняется соотношение *s*21  *s*12 , что обусловливает выполнение

12 21, 11 22 12 21   221  . (2.12)

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:

  exp( *j*11) exp( *j*21) 

1  2

**S**    . (2.13)

 exp( *j*21)  exp(221 11)

1  2

 

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:

  exp( *j*11) exp( *j*12 )

1  2

**S**    . (2.14)

 exp( *j*(11 12 22  ))  exp( *j*22 ) 

1  2

 

Из (4.14) видно, что **S** полностью определяет четыре действительных коэффициента: *a*, φ11, φ12 и φ22. Для взаимного четырехполюсника без потерь матрица рассеяния, полученная на основе выполнения условий (2.9), имеет три независимых действительных коэффициента: ρ, φ11 и φ22:

  exp( *j*11)  *j* exp  *j*(11 22 ) / 2

1  2

**S**    , (2.15)

 exp *j*(

1  2

 ) / 2

 exp( *j* ) 

 

11 22 

22 

где учтено, что 12  (11

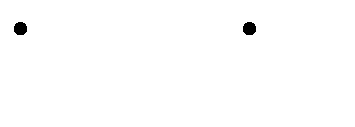
 22 ) / 2 

 / 2 

*n* , *n* = 0,1,2,..., а exp(*j*π / 2) = *j* .

Для симметричных четырехполюсников к тому же выполняется равенство

(2.16)



*s*11  *s*22 ,

Из (2.16) следует, что φ11 = φ22, и тогда матрица рассеяния приобретает вид

  exp( *j*11)  *j* exp( *j*11)

1  2

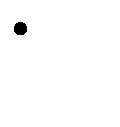
**S**    . (2.15)

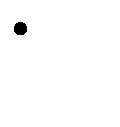
 exp( *j*11)  exp( *j*11) 

1  2

 

То есть она имеет только два независимых действительных коэффициента *a*

и φ11. Из (2.17) видно также, что коэффициенты отражения и передачи, например,

*s*11 и

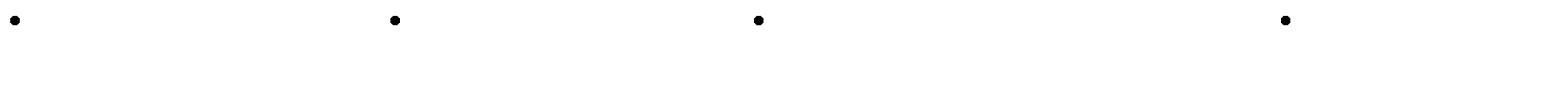
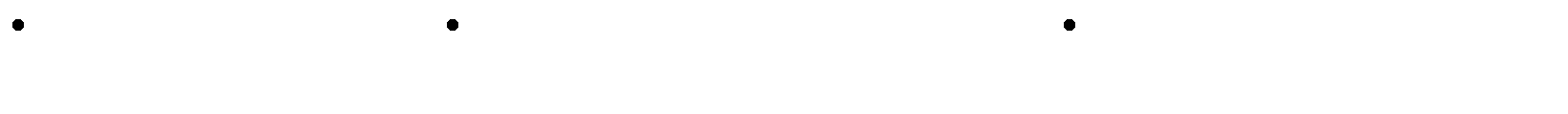
*s*12 , сдвинуты по фазе на 

/ 2 

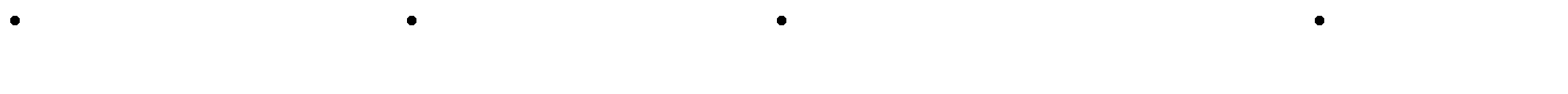
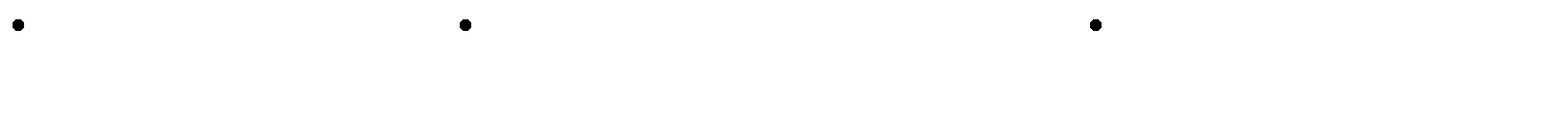
*n* .

В пределах линейной теории зависимость, аналогичная уравнениям (2.2), может быть записана для физических значений напряжения:

*Uотр*1  *S*11*Uпад*1  *S*12*Uпад*2 ... *S*1*NUпадN* ,

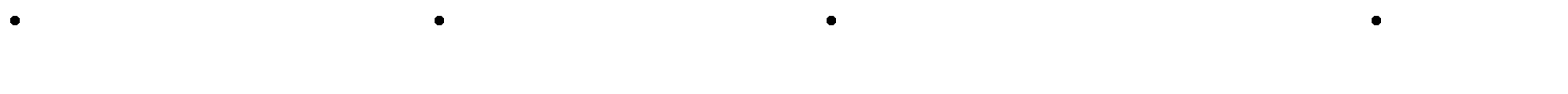
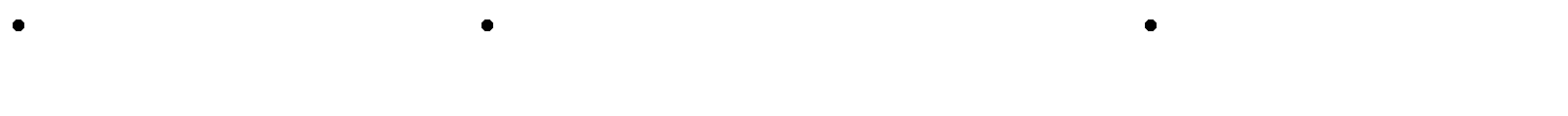


*Uотр*2  *S*21*Uпад*1  *S*22*Uпад*2 ... *S*2 *NUпадN* ,



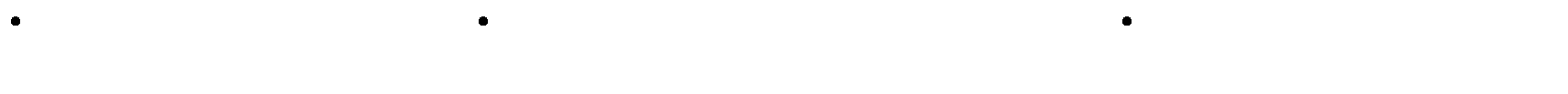
....................................................................

*UотрN*  *SN*1*Uпад*1  *SN* 2*Uпад*2 ... *SNNUпадN* .



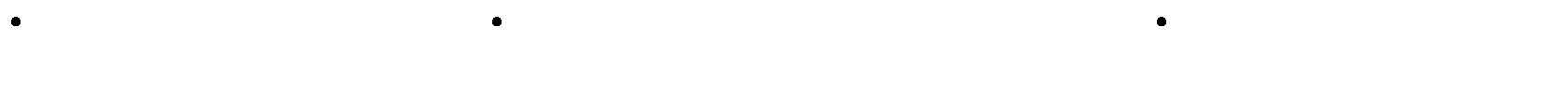
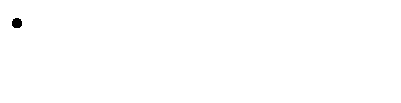
(2.18)

Используя связь между амплитудами физического и нормированного напряжения и определения комплексных амплитуд (2.1), можно переписать уравнения (2.18) в виде

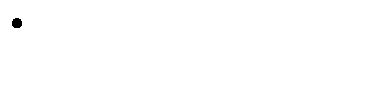
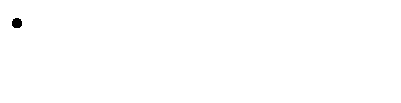
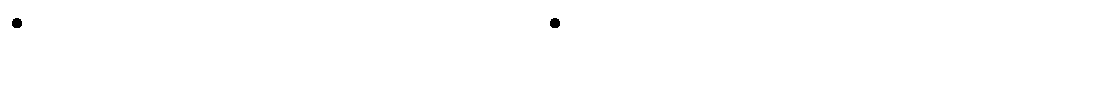


*b*1 2*W*1  *S*11*a*1 2*W*1  *S*12*a*2 2*W*2 ...  *S*1*N aN* 2*WN*

.....................................................................................

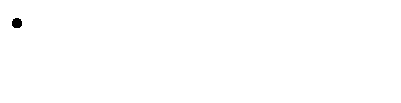


*b*2 2*W*2  *S*21*a*1 2*W*1  *S*22*a*2 2*W*2 ...  *S*2 *N aN* 2*WN*



(2.19)

*bN* 2*WN*



 *SN*1*a*1

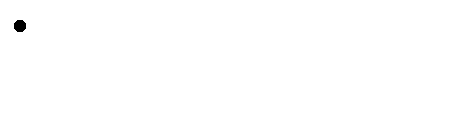
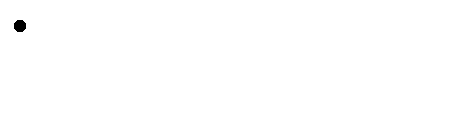
2*W*1  *SN* 2*a*2

2*W*2 ...  *SNN aN*

2*WN*

Таким образом, получаем связь между элементами матрицы для нормированных амплитуд и матрицы для амплитуд физического напряжения:

*smn*



 *Smn*

*Wn* /

*Wm* . Совершенно ясно, что для случая *m* = *n* всегда

выполняется

*smm*

 *Smm*

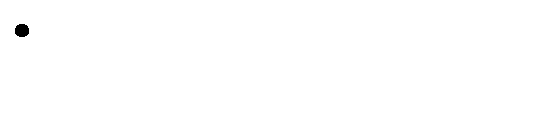
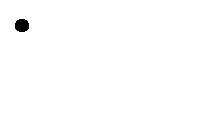
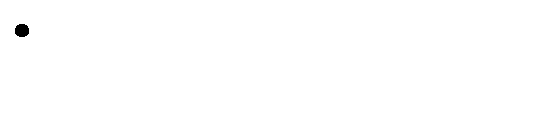
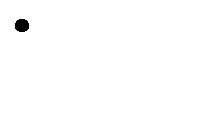
, в общем случае

*smn*

 *Smn*

, если *Wn* =*Wm*. Надо

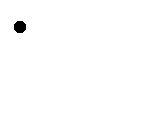
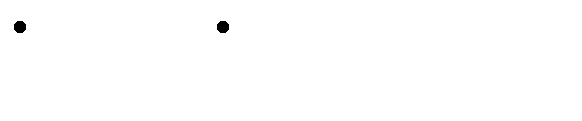
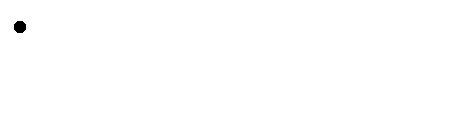
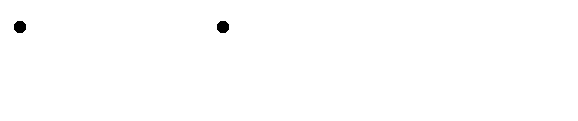
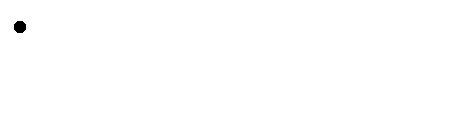
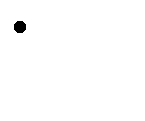
заметить, что аппарат матриц рассеяния типа (2.18) может быть применен и относительно вектора электрического поля в случае распространения волны типа *ТЕМ* в свободном пространстве при наличии границ слоистых структур.



* + 1. Передаточные волновые матрицы 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* **T** (англ. – *transmission matrix*). Волновая матрица передачи **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 **T** каскадного соединения ряда элементов СВЧ с матрицами передачи **T***k* равна произведению матриц передачи этих элементов **T** = **T**1**T**2...**T***K* в отличие от матрицы **S**, для которой такая операция недопустима. Для практически важного случая четырехполюсника соответствующая зависимость имеет вид

(2.20)



*a* 

 

1







*t*

11

*t*

12

 

 

*b*

2



*b*1 

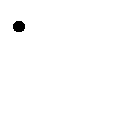
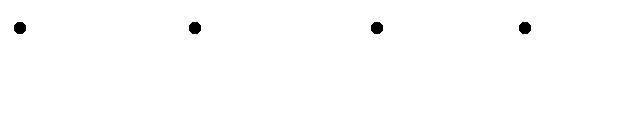
*t*21 *t*22  *a*2 

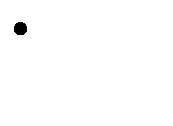
 .

Комплексные элементы матрицы передачи

*t*11, *t*12 , *t*21,*t*22

не имеют такого

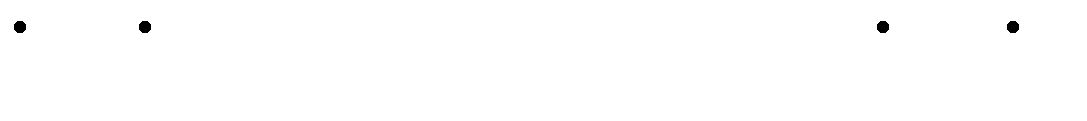
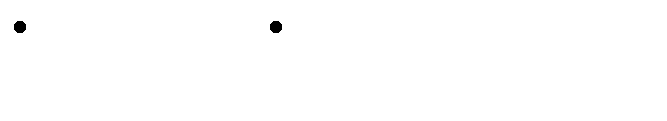
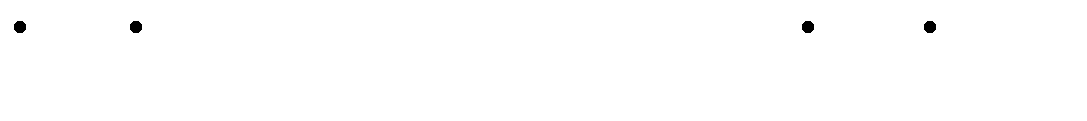
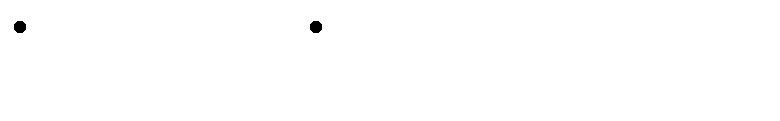
простого физического смысла, как коэффициенты матрицы рассеяния, а представляют собой некоторые функции последних, например, элемент *t*11 равен 1/ *s*21 . Следует отметить, что этот коэффициент для четырехполюсника называют величиной затухания и, как правило, измеряют в децибелах согласно

*L*   20lg(*s*21) [дБ].

Связь элементов матрицы передачи и матрицы рассеяния для случая

четырехполюсника может быть получена из уравнений для матрицы рассеяния, записанных в виде

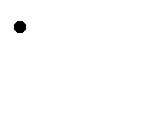
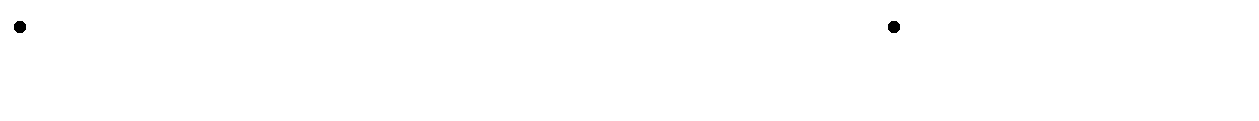
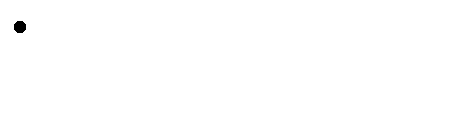
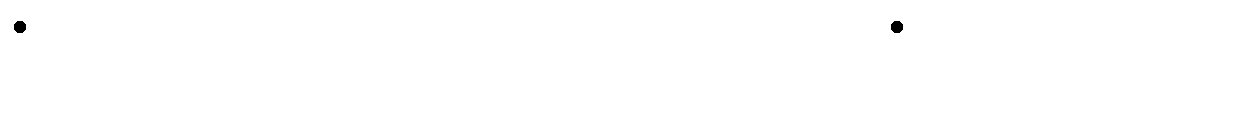
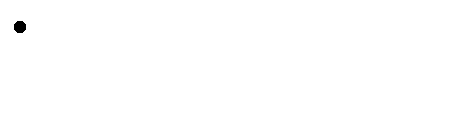
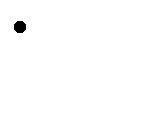
, (2.21)



*s*11*a*1  *b*1  0*b*2  *s*12*a*2

*s*21*a*1  0*b*1  *b*2  *s*22*a*2

в матричной форме имеем



*s*11 1 *a*1    0



*s*

21

0 *b* 

  1  



1 *s*

*s*11  *b*2  .

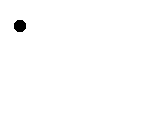
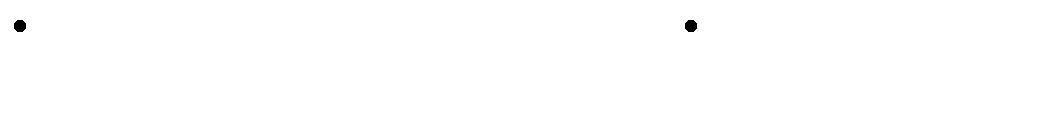
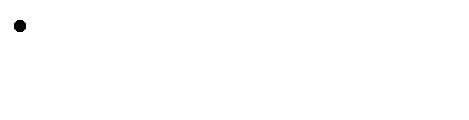
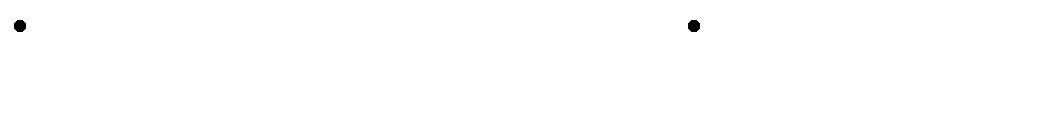
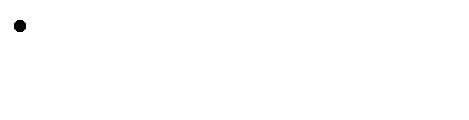
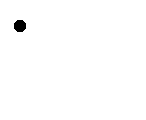
22  

 *a* 

2 

(2.22)

Решая эти уравнения для волн на входе четырехполюсника, получим



*a* 

*s*

11  0

*s*  *b* 

 1    11  

11  

2  . (2.23)

*b*1 

 *s*21

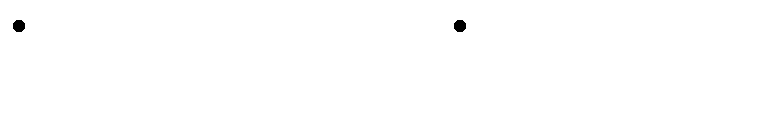
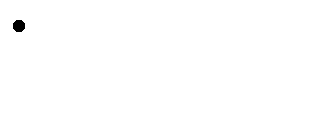
0

1

*s*22  *a*2 

Отсюда найдем выражение матрицы передачи через элементы матрицы рассеяния:

 1  *s*22 



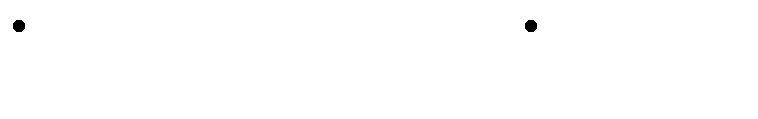
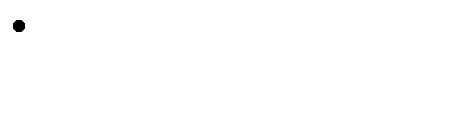
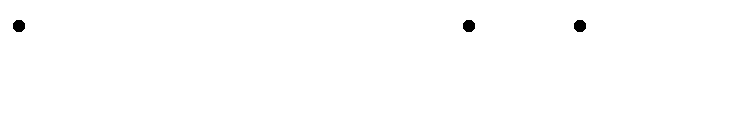
 *s s* 

**T**  

21 21

 . (2.24)

 *s*11 *s*  *s*11*s*22 

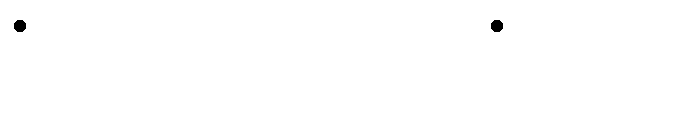
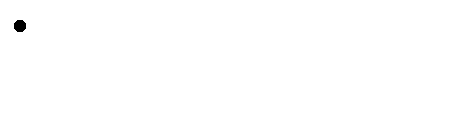
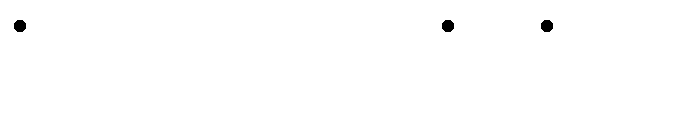


 *s* 12 *s* 

 21 21 

Аналогично можно получить матрицу **S**, элементы которой рассчитываются на основе известных элементов матрицы **T**:

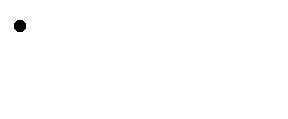
*t*21 *t*  *t*12*t*21 



 *t* 22 *t* 

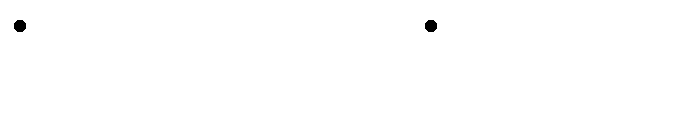
**S**   11 11

 . (2.25)

 1



 *t*11

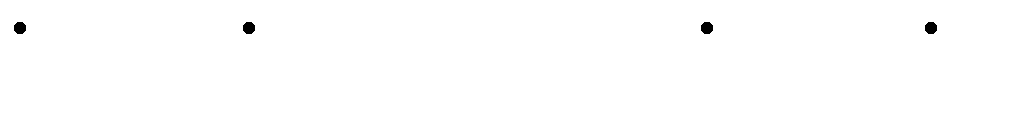


 *t*12 

*t*11 



Из выражения (2.9) для недиссипативного четырехполюсника следует

соотношение *s*11 \*/*s*21 \*   *s*22 / *s*12 , что в терминах волновой матрицы передачи

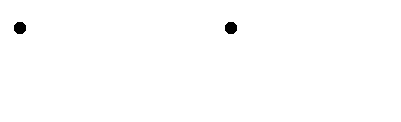
дает *t*12 = *t*12. Условие взаимности

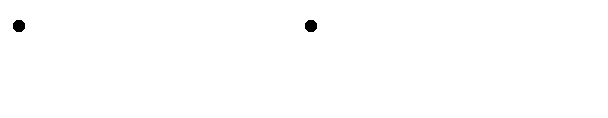
2

*s*21

 *s*12

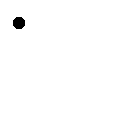
обусловливает дополнительные

соотношения *t*  *t* \* и *t* 2  *t*



1.

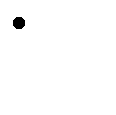
11 22 11 21

Продемонстрируем возможность применения матриц передачи и рассеяния

для расчета коэффициента отражения

*вх*

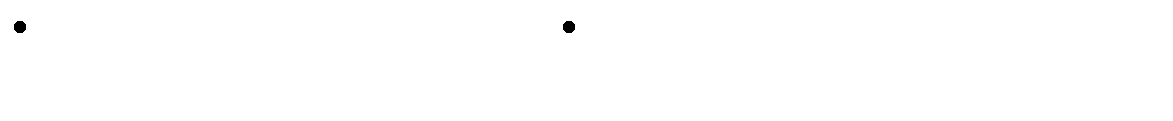
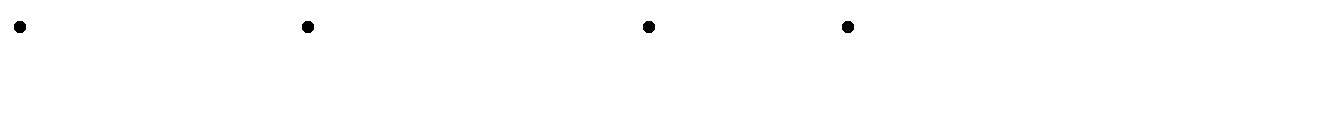
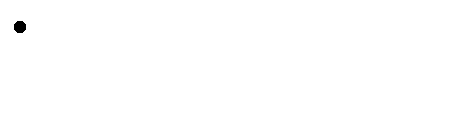
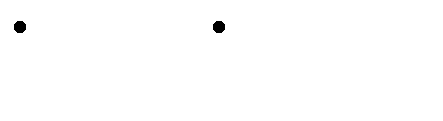
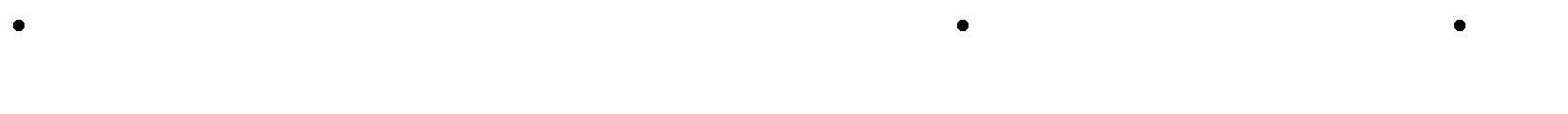
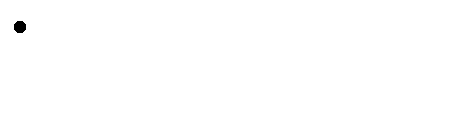
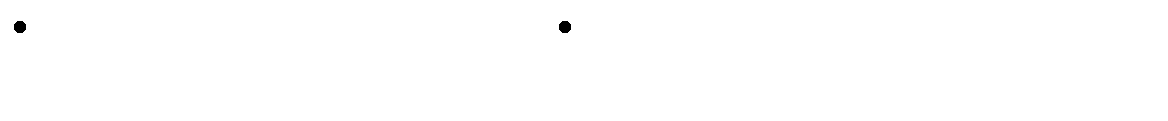
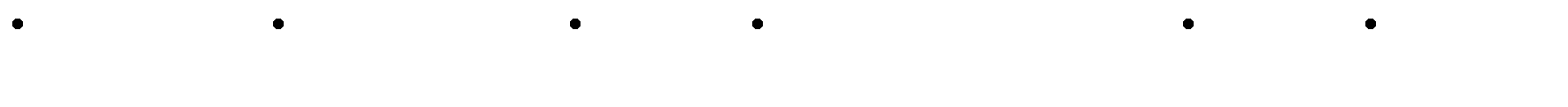
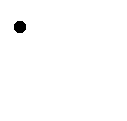
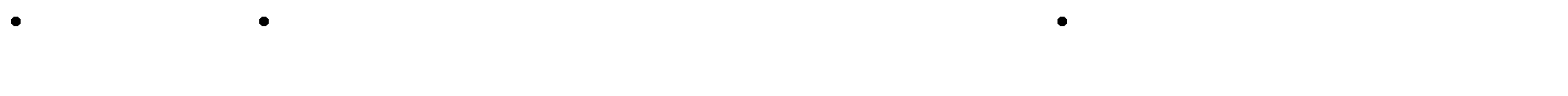
для несогласованного

четырехполюсника на основе данных об элементах матрицы **S** и коэффициенте

отражения нагрузки

*н* . Согласно определению

(2.26)





*вх*

 *b*1  *t*21*b*2  *t*22*a*2  *t*21  *t*22*a*2 *b*2  *t*21  *t*22*н* .

*a*

1

*t b*  *t a t*  *t a b*

11 2 12 2 11 22 2 2

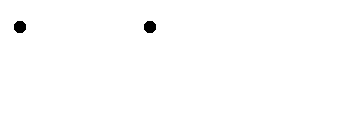
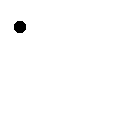
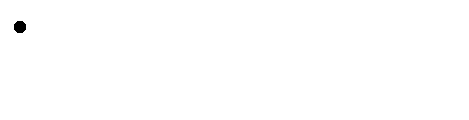
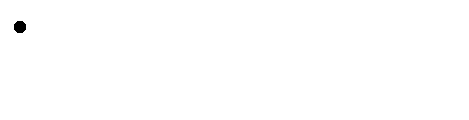
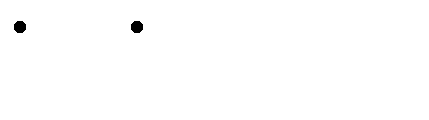
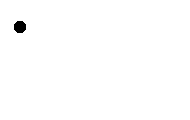
*t*  *t* 

11 12

*н*

Использую формулу (2.25) для преобразования элементов матрицы **T** в элементы матрицы S, получим

(2.27)





*вх*

 *s* 

*s*12*s*21*н*

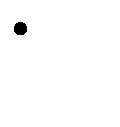
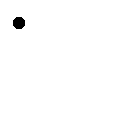
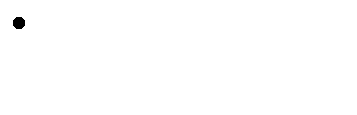
11

1 *s a* 

.

22 2

*н*

Очевидно, что при полном согласовании с нагрузкой, то есть, при *н*  0 ,

коэффициент отражения

*вх*

равен

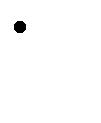
*s*11 .

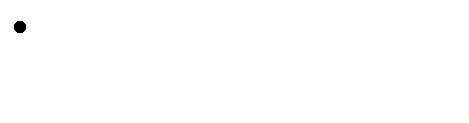
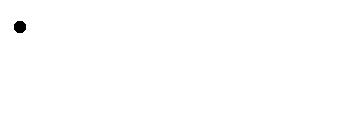
* + 1. Контрольные вопросы:

1. Что понимают под многополюсником (многоплечим устройством) СВЧ?
2. Как связаны понятия плеча и полюса?
3. Как определяют плоскость отсчета фазы?
4. Какие многополюсники называют пассивными?
5. Какой смысл имеют индексы элементов матрицы рассеяния?
6. Какие многополюсники называют недиссипативными?
7. Каким условиям должна удовлетворять матрица рассеяния недиссипативного многополюсника?

### N-ПОЛЮСНИКИ И ИХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

* + 1. Двухполюсные устройства СВЧ

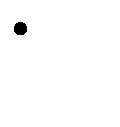
Двухполюсник СВЧ (англ. – *one-port device*) это оконечное устройство, представляющее собой нагрузку сопротивлением *Zн* линии передачи с волновым сопротивлением *W*. Нормированное сопротивление двухполюсника равно



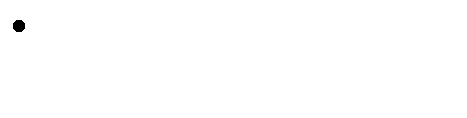
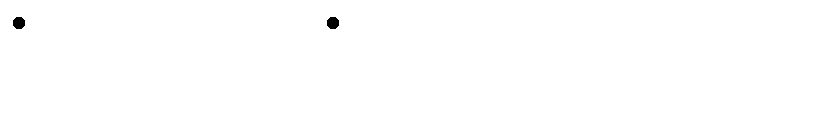
*zн*  *Zн*

/ *W* . Матрица рассеяния двухполюсника сводится к скаляру

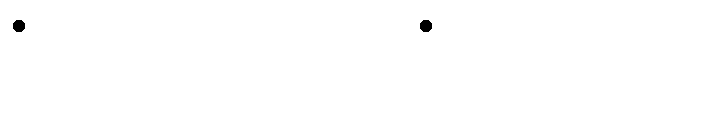
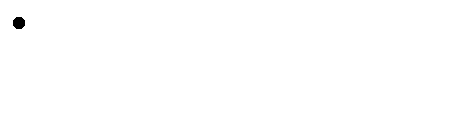
*s*11 ,

который представляет собой коэффициент отражения по напряжению в плоскости отсчета фазы с координатой *z*:

*s*11  (*z*)  *н* exp(2 *z*)  *н* exp(2*z*) exp(2 *j* *z*) , (3.1)



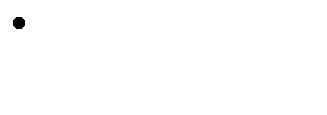
где – коэффициент отражения нагрузки;



*н*  (*zн* 1) / (*zн* 1)

*γ = α + jβ* – постоянная распространения; *β* и *α* – постоянная фазы и коэффициент затухания соответственно.

* + - 1. Согласование 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*н = *W*. Таким образом,

коэффициент отражения

*н* 

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. 3.1. Согласованные нагрузки: а, 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 резистор размещается |

в экране специальной формы, что обеспечивает согласование с регулярной линией, например, как это показано на рис.3.1, *а*.

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

   *j* , (3.2)

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

*Г* (*l*)  *Г* (0) exp(2 *j**l*) exp(2*l*)  exp(2*l*) . (3.3)

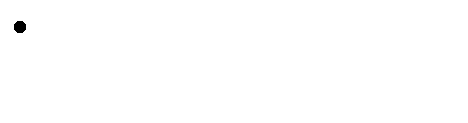
Отсюда видно, что для уменьшения коэффициента отражения нужно увеличивать произведение α*l*.

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.3.1, *б*-*г*. Такими же принципами можно воспользоваться и при конструировании согласованных нагрузок для полосковых линий – полосковому резистору придают клинообразную форму (рис.3.1, *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.

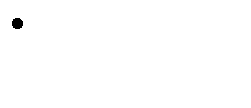
Согласованные нагрузки низкого уровня мощности, например, волноводные для сантиметрового диапазона, имеют КСВ не хуже, чем 1,05–1,06, в полосе частот 20–30%, коаксиальные – 1,05–1,07 в полосе 30–40%. Согласованные нагрузки высокого уровня мощности имеют несколько худшие параметры, поскольку содержат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

* + - 1. 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

*Z*  *jW tg**l*  *jX* , (3.4)

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

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 3.2. Частотная зависимость реактивного сопротивления четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа | частоте. Сопротивление шлейфа имеет существенно иную частотную зависимость, чем реактивное сопротивление катушки индуктивности (линейная) или конденсатора (гиперболическая). Для примера на рис.3.2 приведена частотная зависимость реактивного сопротивления *x*  Im(*Z* / *W* ) четвертьволнового короткозамкнутого шлейфа  *l*  0 / 4  *c* / (20 ) , где ω0 – расчетная частота  Главным параметром реального  короткозамкнутого шлейфа является значение  КСВ, которое должно быть, как можно большим. |

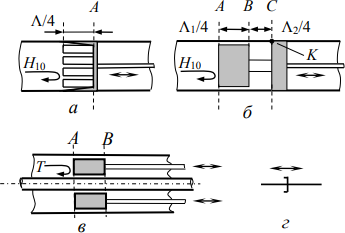
Короткозамкнутые шлейфы фиксированной длины (короткозамыкатели фиксированные) оснащают стандартными разъемами. Коаксиальные и волноводные, например, для миллиметрового диапазона, имеют КСВ не менее

30. Это обусловлено конечной проводимостью короткозамыкателя, а также потерями в разъеме. Также часто, преимущественно в дециметровом и сантиметровом диапазонах, в качестве короткозамыкателя 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.3.3, *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 *А* обозначено положение плоскости эффективного короткого замыкания. Основными недостатками контактных поршней являются непостоянство контакта во время перемещения поршня, постепенное изнашивание контактных лепестков и выгорание метала при значительных мощностях.

*Дроссельные* (англ. – *choke*) *поршни* в значительной мере лишены указанных недостатков. На рис.3.3, *б* изображена возможная конструкция такого поршня.

Механический контакт *K* включен в волновод через два четвертьволновых отрезка линий передачи с волновыми

сопротивлениями

*ZAB*

и *ZBC* ,

причем

*ZAB*  *ZBC* . Если активное

сопротивление контакта равно

*RK* ,

то отрезок линии *В*–*С*

трансформирует его в

*Z* /

*RK*

сопротивление

*Zвх B*  2 в

Рис. 3.3. Короткозамыкающие поршни:

*BC*

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

сечении *В*. Входное сопротивление в сечении *А* равно *Z*  *Z* / *Z* 2 *R* , то есть

гальванического контакта можно вообще избежать, если обеспечить резкий скачок волнового сопротивления, как например, для коаксиальной линии, которая работает в сантиметровом диапазоне (рис.3.3, *в*). Коэффициент отражения будет тем больше, чем сильнее отличие волнового сопротивления коаксиальной линии и отрезка *А*–*В* 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.

*вх A AB BC*

*K*

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.

* + - 1. Преобразователи мощности СВЧ сигналов

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.3.4 схематически показаны примеры устройства детекторных преобразователей. В коаксиальном преобразователе (рис.3.4, *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.

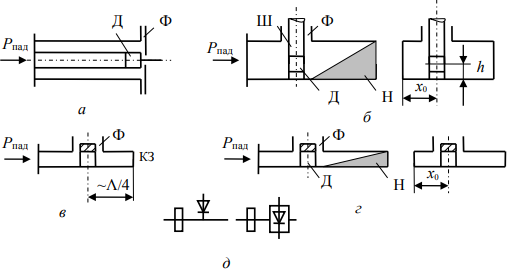


Рис. 3.4. Детекторные преобразователи: а – коаксиальный; б – волноводный; в, г - волноводные уменьшенной высоты; д – обозначения на схемах

В волноводном преобразователе (рис.3.4, *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.3.4, *в-г*) имеют уменьшенную высоту волновода, которая равна приближенно 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, то есть от величины подведенной мощности. Конструкции термисторных преобразователей определяются типом линии передачи и частотным

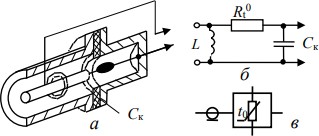
диапазоном. Коаксиальная термисторная головка с одним термистором бусинкового типа (рис.3.5) представляет собой отрезок коаксиала, на конце которого включен термистор *Rt*0 таким образом, что один из его

Рис. 3.5. Термисторвный преобразователь: а – продольное сечение, б – эквивалентная схема, в – обозначение на схемах

выводов продолжает центральный проводник, а второй соединен с корпусом заглушки, которая образует с внешним проводником линии конструктивный конденсатор *С*к.

Конденсатор *С*к и дроссель *L* в виде спирали Архимеда обеспечивают подключение термистора 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 *С*к 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*СВЧ, после чего снова восстанавливается баланс моста постоянным током до уровня *P*1:

*P*1  *PСВЧ*  *P*0 . (3.5)

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 аттенюаторы и направленные ответвители. Погрешность измерения составляет ±3%. Значительная тепловая инерционность термистора не дает возможности измерять мгновенную мощность в случае амплитудной модуляции.

* + 1. Четырехпоюсные устройства СВЧ

Самые разнообразные СВЧ устройства можно рассматривать как *четырехполюсники* (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.

* + - 1. СВЧ 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.3.6, *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.

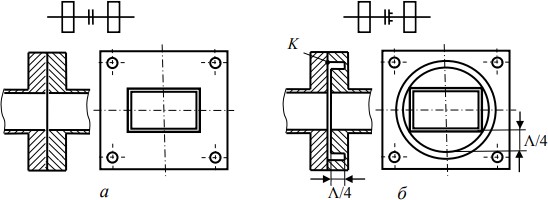


Рис. 3.6. Фланцевые соединения: а – контактное; б – дроссельное

*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.3.6, *б*. Эта выточка образует короткозамкнутый отрезок коаксиальной линии с волной *Н*11 длиной Λ/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 Λ/4. В результате последовательного соединения двух четвертьволновых отрезков линий образуется полуволновый отрезок, который трансформирует короткое замыкание на внутренний периметр волновода.

Дроссельные фланцы некритичны 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 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.

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

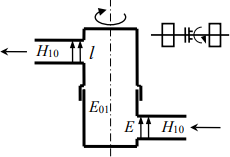
рис.3.7. Здесь волна *Н*10, которая распространяется в прямоугольном волноводе, трансформируется в осесимметричную волну *Е*01 в круглом волноводе. Два отрезка круглых волноводов соединяются между собой с помощью дроссельной муфты, поэтому качество контакта мало влияет на работу устройства. В круглом волноводе возможно использование также волны

Рис. 3.7. Вращающееся соединение

типа *Н*11 с круговой поляризацией поля. По рассмотренному принципу конструируют и коаксиальные соединения с

*Т*-волной. Для низких уровней мощности применяют также бездроссельные вращающиеся сочленения с трущимися контактами.

* + - 1. СВЧ переходы (адаптеры)

Одними из распространенных типов четырехполюсников 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.

Возбуждение прямоугольного волновода от коаксиальной линии с *Т*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.3.8, *а*) возбуждающий зонд вводят через широкую стенку волновода 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 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.3.8, *б*). Однако рабочая полоса частот такого перехода не превышает 7%.

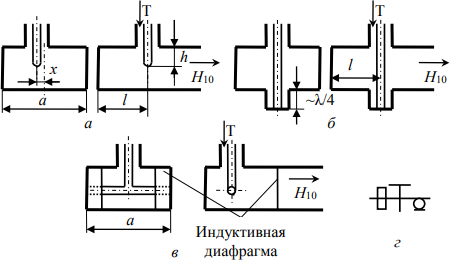


Рис. 3.8. Коаксиально-волноводные переходы: а – зондовый; б – с последовательным шлейфом; в – с поперечным стержнем; г – обозначение в схемах

Лучшие характеристики по согласованию и электрической прочности имеет *переход с поперечным стержнем* (рис.3.8, в), дополненный индуктивной диафрагмой. В такой конструкции относительная полоса частот согласования достигает около 15%.

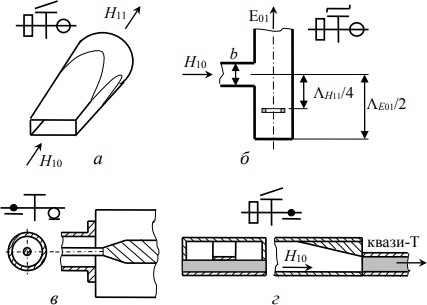
Возбуждение волны основного типа *Н*11 в круглом волноводе возможно с помощью плавного перехода от прямоугольного волновода с волной *Н*10, как это показано на рис.3.9, *а*.

Рис. 3.9. Переходы между линиями разных типов: а, б – между прямоугольным и круглым; в – коаксиально-микрополосковый; г – волноводно-полосковый

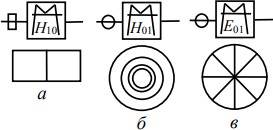
На рис.3.9, *б* изображен один из способов возбуждения осесимметричной волны *Е*01 в круглом волноводе от прямоугольного волновода с волной *Н*10. Здесь прямоугольный волновод соединяется с круглым через поперечную щель. Круглый волновод закорачивается с одной стороны на расстоянии Λ*E*01 /2. Для подавления паразитной волны *Н*11, которая также возбуждается щелью, в короткозамкнутом отрезке круглого волновода размещено тонкое металлическое кольцо. Кольцо расположено на расстоянии Λ*H*11 /4 от центра щели. Оно

действует на волну *Н*11 как короткозамыкатель. На волну *Е*01 кольцо практически не влияет, поскольку силовые линии электрического поля этой волны перпендикулярны проводнику кольца. Такие трансформаторы применяются, в частности, во вращающихся соединениях (рис.3.7).

Устройство для возбуждения полосковой линии с помощью коаксиальной линии показано на рис.3.9, *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.3.9, *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 волны рабочего типа. При этом рабочий тип волны не возбуждает в поглощающем материале токов проводимости и не ослабляется фильтром. На рис.3.10

изображены фильтры для поглощения волны *Н*10 в прямоугольном волноводе (*а*), волны *Н*01 (*б*) и волны *Е*01 (*в*) в круглом волноводе.

*Отражающие (*англ. – *reflecting*) фильтры типов волн содержат в плоскости поперечного сечения тонкие металлические проводники, параллельные силовым линиям

Рис. 3.10. Фильтры разных типов волн: а – Н10 прямоугольного волновода; б – Н01 круглого волновода; в – Е01 круглого волновода

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.3.10, *б*) пропускает волну *Е*01 и сильно отражает волну *Н*01, а решетка из радиальных проводников (рис.3.10, *в*) пропускает волну *Н*01 и наиболее интенсивно отражает волну *Е*01.

На рис.3.11, *а* изображен *поляризационный* (англ. –*polarization*) фильтр, который пропускает в квадратном волноводе волну *Н*10 и отражает волну *Н*01. В частности, фильтры этого типа широко применяются для объединения или разделения каналов передачи и приема с ортогональными поляризациями. На рис.3.11, *б* схематически изображен поляризационный фильтр, который состоит из Т-образного соединения квадратных волноводов и двух отражательных

фильтров, аналогичных изображенным на рис.3.11, *а*. От передатчика волна основного типа с вертикальным вектором электрического поля подается в плечо

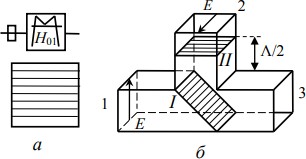
1, пропускается фильтром *І* и полностью отражается фильтром *ІІ* как от короткозамыкателя. Нулевое сопротивление, которое оказывает для этой волны фильтр *ІІ*, трансформируется на внутренний периметр волновода 1–3, и волна практически полностью проходит из плеча 1 в плечо 3 и излучается

Рис. 3.11. Поляризационный фильтр разных типов волн: а – на прямоугольном волноводе;

б – на Т-подобном соединении

антенной.

Принятое антенной электромагнитное поле подается в плечо

3 в виде волны основного типа с горизонтальным вектором

электрического поля, которая отражается фильтром *І* и пропускается фильтром *ІІ*. Для этой волны плечи 3, 2 и наклонная отражающая решетка *І* образуют угловой поворот в плоскости *Н*. Этот поворот проектируют так, чтобы из плеча 3 волна практически полностью проходила в плечо 2, к которому подключен приемник.

* + - 1. Реактивные нерегулярности в волноводах

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 *Н*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.3.12, *а*). Поскольку вблизи узких стенок локализуется магнитное поле волны *Н*10, диафрагма преимущественно взаимодействует с этим полем, и ее эквивалентная проводимость носит индуктивный характер.

Тонкая *емкостная диафрагма* (англ. – *capacitive diaphragm*) образована тонкими металлическими пластинами, которые примыкают к широким стенкам волновода (рис.3.12, *б*) и преимущественно взаимодействует с электрическим полем волны *Н*10. Потому эквивалентная проводимость диафрагмы носит емкостной характер.

*Резонансное окно* (англ. – *resonant iris*) можно рассматривать как наложение емкостной и индуктивной диафрагм (рис.3.12, *в*). Ее эквивалентная схема содержит параллельный колебательный контур, включенный в линию

параллельно. На резонансной частоте сопротивление 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.

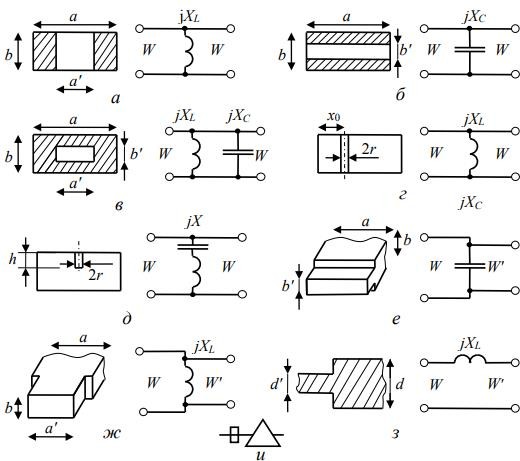


Рис. 3.12. Реактивные нерегулярности в волноводе: а – индуктивная диафрагма;

б – емкостная диафрагма; в – резонансное окно; г – индуктивный штырь; д – емкостной штырь; е – емкостная ступенька; ж - индуктивная ступенька; з – скачок поперечного сечения полосковой линии; и – обозначение на схемах

*Индуктивный штырь* (рис.3.12, *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 поле, в котором накапливается энергия, потому эквивалентная проводимость носит индуктивный характер.

*Емкостной штырь* (рис.3.12, *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 λ0 /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.3.12, *е*, *ж* приведены примеры ступенчатых соединений прямоугольных волноводов разного сечения, а на рис.3.12, *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.

* + - 1. Волноводные изгибы

*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 *Е-*плоскости) и в плоскости магнитного поля (изгиб в *Н*-плоскости) волны типа Н10. Такие изгибы являются протяженными нерегулярностями, которые влияют на отражение и затухание волн в волноводах. В плавных изгибах (рис.3.13, *а*) область нерегулярности начинается с точки искривления оси волновода и может быть существенно уменьшена, если длина

средней линии изгиба кратна *lср*

 *n*  , где Λ – длина волны в волноводе, *n* =1,2,...

2

.

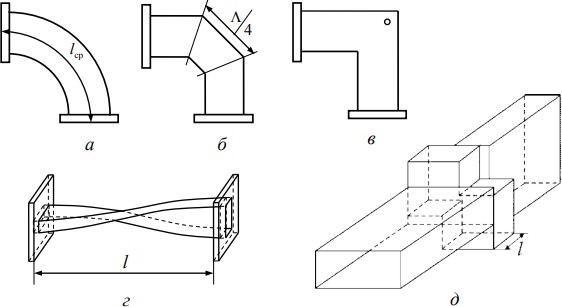


Рис. 3.13. Волноводные изгибы и скрутки: а – плавный изгиб; б – уголковый изгиб; в – прямоугольный изгиб; г – плавная скрутка; д – компактная ступенчатая скрутка

Для уменьшения габаритных размеров волноводных устройств вместо плавных изгибов применяются уголковые изгибы (рис.6.8, *б*). Для компенсации нерегулярности, вносимой уголком, применяется двойной поворот со средней

длиной промежуточного участка, равной Λ/4, а кроме того вводят подстроечные штыри (рис.3.13, *в*).

*Скрутки* (англ. – *waveguide twist*) применяются для изменения плоскости поляризации волны Н10 прямоугольного волновода. При этом направление продольной оси волновода остается неизменным, а его поперечное сечение плавно поворачивается в поперечной плоскости (рис.3.13, *г*).

Для получения минимального отражения в широкой полосе частот длина скрутки в случае поворота на 90° должна составлять *l* ≥ 2−3Λ. В круглых волноводах для изменения плоскости поляризации волны *Н*11 размещают по диаметру тонкую металлическую пластину, скрученную вдоль оси волновода, Длина пластины также должна составлять *l* ≥ 2−3Λ.

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 *Kст* <1,01 в полосе частот 40% и имеет общую длину 1,86 *а*.

Еще меньшую длину имеют компактные преобразователи на основе секций квадратных волноводов со срезанным углом (рис.3.13, *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 *Kст* <1,1 в полосе частот 30%, *Kст* <1,02 – в полосе 16% при длине трансформирующей области примерно в 5 раз меньшей, чем длина волны прямоугольного волновода на центральной частоте рабочего диапазона.

* + - 1. Аттенюаторы

*Аттенюатор* (англ. – *attenuator*) – это взаимный четырехполюсник, который ослабляет амплитуду электромагнитной волны на некоторую фиксированную или регулируемую величину. Аттенюаторы (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 необходимо, 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

**S**   0 *e**a*  , (3.6)





где

*a* 10( *A*/20) ;

*e**a* 0 

*A*  10lg(*Pвых* / *Pвх* )  20lg – ослабление в децибелах.



*s*21

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.

В *предельных* (англ. – *cutoff*) переменных аттенюаторах используется явление экспоненциального ослабления волн в режиме отсечки

*E*(*l*)  *E*0 exp(*l*) . При *λ >> λкр* коэффициент затухания   2 / *кр* , то есть

он практически не зависит от частоты. Это можно доказать следующим образом. Постоянную распространения в линии передачи *γ = α + jβ* можно представить в виде

  

1

2

 

 

 



*кр*

  *j* 2 

 2 

 

*j*

, (3.7)

   

2

где

  

1 *кр* 

– длина волны в линии передачи.

На частотах таких, что λ > λкр, выражение под корнем в (3.7) станет отрицательным, вследствие этого

 2 

 

 

 2 ; *β =* 0 . (3.8)

   *кр*

  

2



 

 1

 



*кр*

Теперь ослабление можно представить в виде

*A*  20lgexp(*L*)  20*L*lg*e*  8,68*L* . (3.9) Из (3.9) видно, что вносимое ослабление практически линейно зависит от длины волновода, который работает в режиме отсечки. На рис.3.14 схематически изображены варианты предельных аттенюаторов для коаксиальной линии. Для

согласования по входу и выходу аттенюатор с емкостной связью (рис.3.14, *а*) оснащен диэлектрическими шайбами. В аттенюаторе с индуктивной связью (рис.3.14, *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-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.

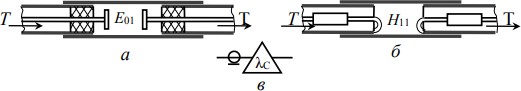


Рис. 3.14. Коаксиальные аттенюаторы предельного типа: а – с емкостной связью; б – с индуктивной связью; в – обозначение на схемах

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.3.15, *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. Ослабление таких аттенюаторов может изменяться от 0,5 до 50 дБ.

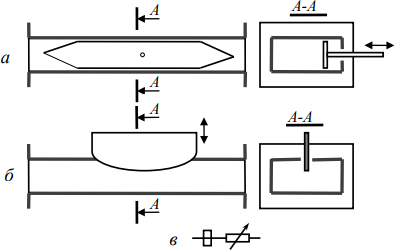


Рис. 3.15. Аттенюаторы поглощающего типа: а – с поглощающей пластиной;

б – ножевого типа; в - обозначение на схемах

На рис.3.15, *б* изображен аттенюатор *ножевого* (англ. – *fin*, *flap*) типа. В нем поглощающая пластина вводится в волновод через продольную щель в средине широкой стенки прямоугольного волновода. Такая щель не пересекает поперечные токи, которые текут в стенках волновода с волной *Н*10, потому она практически не излучает. Основной недостаток аттенюаторов поглощающего типа состоит в зависимости фазового сдвига от внесенного ослабления.

Аттенюатор *поляризационного* (англ. – *polarization*) типа состоит из трех секций (рис.3.16, *а*), причем крайние секции *І* и *ІІІ* являются переходами от прямоугольного волновода к круглому и закреплены неподвижно. Средняя секция *ІІ* 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 *Н*10 прямоугольного волновода в секции *І* трансформируется в волну *Н*11 круглого волновода. Ее можно разложить на две составляющие, как это показано на рис.3.16, *б*. Составляющая вектора электрического поля, параллельная поглощающей пластине секции *ІІ*, поглощается. Другая составляющая, которая

равна *E*0 cosφ, перпендикулярна плоскости пластины и проходит секцию *ІІ* с минимальными потерями.

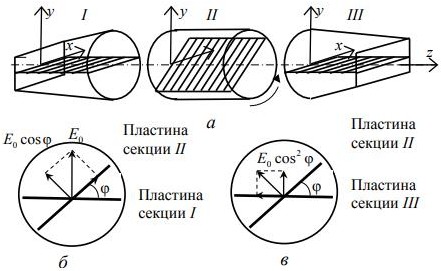


Рис. 3.16. Аттенюатор поляризационного типа: а – конструкция; б – поле на входе; в – поле на выходе

В секции *ІІІ* волну с амплитудой *E*0 cosϕ можно также разложить на две составляющие, одна из которых, равная *E*0 cos2*φ*, перпендикулярна пластине секции *ІІІ* (рис.3.16, *в*) и проходит без ослабления в секцию *ІІІ*, а вторая, параллельная пластине, поглощается. Таким образом, ослабление, которое вносится аттенюатором, можно записать в виде

*A*  *A*0  20lg(cos2 ), (3.10) где *A*0 – начальное ослабление при *φ*=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.

* + - 1. 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

**S**   0 *e* *j*  . (3.11)

*e* *j*





0 

Различают механические и электрические фазовращатели. Работа фазовращателя базируется на изменении электрической длины отрезка линии передачи

  *l*  2*l*

   



*кр*



2



, (3.12)

путем изменения геометрической длины *l*, критической длины волны λкр 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.

Рассмотрим принцип работы и конструктивные особенности наиболее распространенных типов механических фазовращателей.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 3.17. Механические фазовращатели: а – раздвижной;  б – тромбонный; в – обозначение на схемах | На рис.3.17, *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 *Н*10 содержит тонкую диэлектрическую пластину, размещенную параллельно узкой стенке, фазовый сдвиг зависит от положения пластины, он будет максимальным в случае расположения пластины посредине 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 рис.3.15) (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 волноводе, а концы пластины или скашивают, или их оснащают четвертьволновые выступами.

*Поляризационный* фазовращатель состоит из трех секций (рис. 3.18), 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   1  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 *φ* = 90° (90°-секция, или четвертьволновая пластина) и *φ* =180° (180°-секция, или полуволновая пластина).

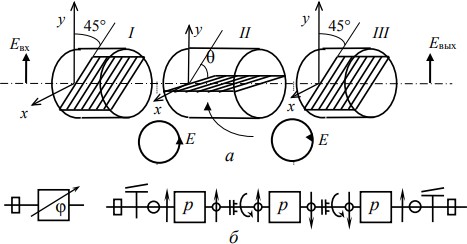
В поляризационном фазовращателе (рис.3.18) крайние 90°-секции неподвижны. Плоскости их пластин параллельны между собой и повернуты на угол 45° по отношению к плоскости поляризации падающей и отраженной волн. В практических конструкциях фазовращателей эти секции имеют переходы между прямоугольным волноводом с волной Н10 и круглым волноводом с волной Н11 (на рисунке не показаны). Средняя 180°-секция включается через дроссельные вращающиеся сочленения и может свободно вращаться вокруг оси в обе стороны.

Рис. 3.18. Поляризационный фазовращатель: а – конструкция; б – обозначение на схемах

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 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 фазовращатель – 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.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 3.19. Отражательные фазовращатели: а – на основе щелевого моста; б - на основе Y - циркулятора | Принцип действия фазовращателя проходного типа, функциональная схема которого изображена на рис.3.19, *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 мостом поровну на парциальные части в плечах 2 и 3, но со сдвигом 90о. 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 Δ*φ* = 4*πl* /Λ.

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. Фазовращатель такой конструкции может выдерживать большой уровень мощности, потери составляют примерно 0,2 дБ.

Несколько большие потери (до 1 дБ) имеет фазовращатель проходного типа на основе ферритового циркулятора (рис.3.19, *б*).

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.3.20, *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

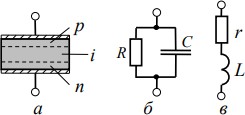
несколько килоом и общей емкости диода *C* в 0,3 – 1 пФ (рис.3.20, *б*). В случае подачи на диод управляющего положительного смещения в 1 – 2 вольта сопротивление базы падает, поскольку база наполняется свободными носителями тока – дырками из *p-*области и

Рис. 3.20. Коммутационный диод p-i-n

типа: а – конструкция;

б – эквивалентная схема закрытого диода; в – эквивалентная схема открытого диода

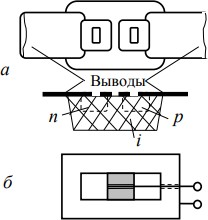


Рис. 3.21. Включения p-i-n диодов в тракт: а – полосковый; б - волноводный

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.3.20, *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.

Примеры включения в тракт *p-i-n* диодов приведены на рис.3.21. На нем изображен поверхностно- ориентированный диод для полосковой линии (рис.3.21, *а*) и сдвоенный диод в

резонансной диафрагме для размещения в прямоугольном волноводе (рис.3.21,

*б*).

Примеры ступенчатых проходных фазовращателей с электрическим управлением приведены на рис.3.22. Они представляют собой комбинацию циркулятора (рис.3.22, *а*) или моста (рис.3.22, *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 (Δ*φ* = 4*πl* /Λ).

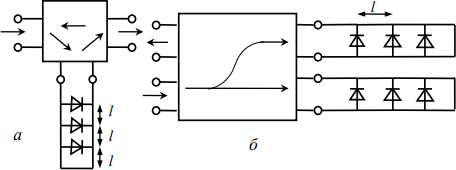


Рис. 3.22. Фазовращатели с электронным управлением: а – на базе циркулятора; б – на базе моста

* + - 1. Согласующие трансформаторы сопротивления

Полная передача энергии генератора с помощью линии передачи с волновым сопротивлением *W* в нагрузку *Z*н возможна только при выполнении требования *Z*н = *W* = *Z*г, где *Z*г – 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*  была равна амплитуде *U*  волны,

*отр отр*

отраженной от нагрузки, а фаза отличалась на π. При этом суммарная амплитуда

отраженных волн будет равна *U*отр =*U*  − *U*  = 0. Устройства, которые

*отр*

*отр*

реализуют данный метод, называются согласующими *трансформаторами*

(англ. – *matching transformer*)*.*

1. *Поглощающий* метод основан на включении перед нагрузкой поглощающего четырехполюсника, который не создает дополнительного отражения. При таком согласовании вносится дополнительное ослабление, однако обеспечивается согласование в широкой полосе частот.
2. Метод *широкополосных переходов* основан на использовании для согласования отрезков нерегулярной линии, размеры поперечного сечения которой изменяются ступенчато или плавно вдоль ее длины.

Назначение внесенного реактивного элемента (рис. 3.23, *а*) – согласование реактивной составляющей входного сопротивления в сечении, где активная составляющая равна волновому сопротивлению линии передачи (метод Татаринова). В качестве согласующей реактивности применяют шлейфы (короткозамкнутые и разомкнутые), штыри, диафрагмы и другие неоднородности.

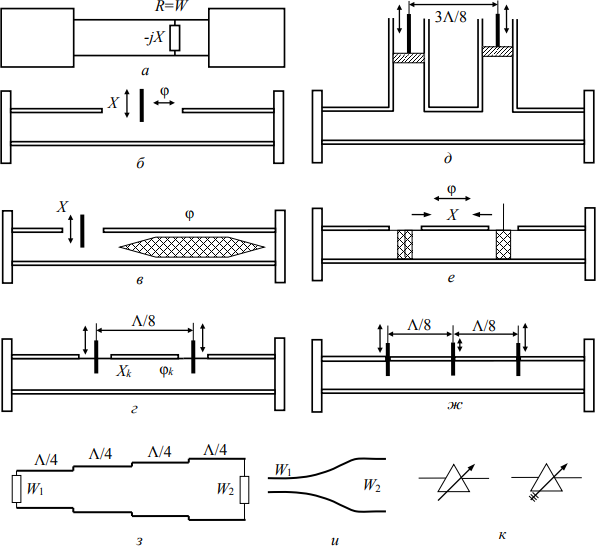


Рис. 3.23. Трансформаторы сопротивления: а – общая схема метода; б – с подвижным штырем; в – со штырем и фазовращателем; г – с двумя штырями; д – с двумя шлейфами; е – с двумя диэлектрическими пластинами; ж – с тремя штырями; з – ступенчатый

переход; и – плавный переход; к – обозначения согласующих трансформаторов на схемах.

Наиболее распространенные конструкции согласующих трансформаторов с регулируемыми параметрами изображены на рис.3.23. Простейший волноводный трансформатор имеет щель посредине широкой стенки, вдоль которой может перемещаться штырь переменной длины (рис.3.23, *б*). Глубина погружения штыря изменяет реактивное сопротивление в линии, продольное перемещение штыря регулирует фазовый набег. В трансформаторе,

изображенном на рис.3.23, *в*, фазовый сдвиг изменяется с помощью диэлектрической пластины.

Главный недостаток трансформаторов с одним реактивным элементом – узкополосность согласования. Этого в значительной мере избавлены двухэлементные согласующие трансформаторы, например, с двумя штырями, расположенными на расстоянии Λ / 8 друг от друга (рис.3.23, *г*), или трансформаторы с двумя диэлектрическими подвижными неоднородностями (рис.3.23, *е*). Аналогичные свойства имеет согласующий трансформатор с двумя параллельными короткозамкнутыми шлейфами, длина которых регулируется с помощью подвижных поршней (рис.3.23, *д*). Недостаток двухэлементного трансформатора – невозможность согласовать сопротивления любых значений (наличие «зоны недоступности»). Этот недостаток можно исключить применением трехштыревого согласующего трансформатора (рис.3.23, *ж*). Аналогичным образом можно применить трансформатор с тремя параллельными шлейфами.

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 *Wтр*  и длиной Λ / 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 Λ/4. Полоса рабочих частот четвертьволнового трансформатора зависит от скачка

*W*1 / *W*2

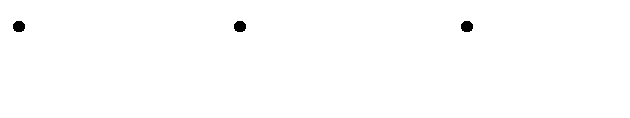
согласуемых сопротивлений. Чем меньше скачек сопротивлений *W*1 / *W*2, тем шире полоса частот согласования.

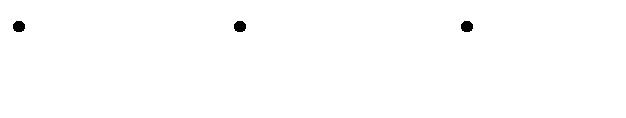
Для широкополосного согласования применяются ступенчатые переходы (рис.3.23, *з*), которые представляют собой каскадное соединение четвертьволновых трансформаторов (ступенек) с разными волновыми сопротивлениями. Для улучшения характеристик ступенчатого перехода скачки волновых сопротивлений каждой ступеньки делают разными. Наиболее распространены переходы, в которых скачки сопротивлений изменяются пропорционально коэффициентам бинома Ньютона (*биноминальные переходы*) или пропорционально полиномам Чебышёва (*чебышёвские переходы*). Чебышёвские переходы имеют большую крутизну фронтов частотной характеристики ослабления, однако уступают бином инальным в линейности частотной характеристики.

В плавных переходах (рис.3.23, *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.

* + 1. Шестиполюсные устройства СВЧ

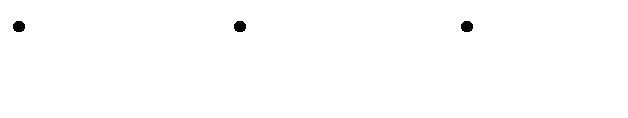
*Шестиполюсники* или *тройники* (англ. – *three-port network*) – это соединения трех линий передачи, их применяют для разветвления или объединения СВЧ-трактов. Матрица рассеяния шестиполюсника имеет вид

**S**  *s s s*  . (3.13)

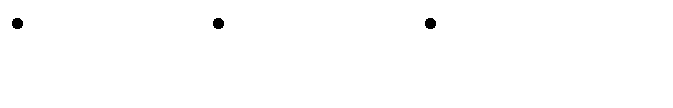


 *s*11 *s*12 *s*13 

 21 22 23 

*s*31 *s*32 *s*33 

 

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

*s*11  *s*22  *s*33  0 , а по условию взаимности **S**

является симметричной, то есть

*s*21

 *s*12

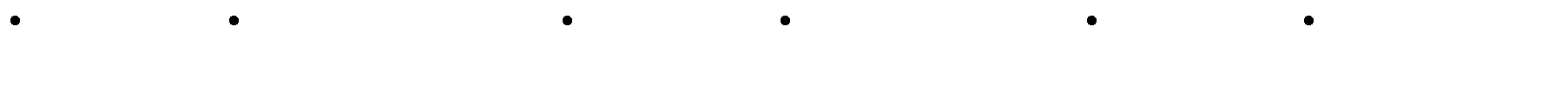
 , *s*31

 *s*13

 , *s*32

 *s*23

  . Тогда

матрица рассеяния, согласованного со стороны трех плеч взаимного шестиполюсника должна иметь вид

 0   

**S**   0   . (3.14)

 

  0 

Исходя из того, что шестиполюсник должен быть еще и недиссипативным, матрица **S** должна быть унитарной S\*S=I, то есть должны выполняться такие условия:

 2   2

1; 

2  

2 1; 

2  

2 1;  \* 

0;  \* 

0; \*

 0.

Очевидно, что эта система уравнений не имеет решения.

* + - 1. Тройники Y-типа

Одним из простейших шестиполюсников является *Y-тройник* (англ. – *Yjunction*), изображенный на рис.3.24, *а*. Это симметричное соединение под углом 120° трех прямоугольных волноводов в плоскости широких стенок (в плоскости *Н*). Он имеет три плоскости симметрии.

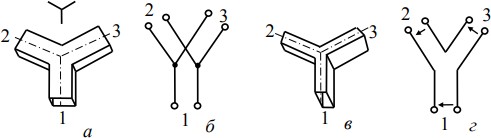
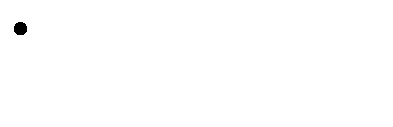


Рис. 3.24. Y-тройники: а – Н-плоскостной; б – эквивалентная схема; в – Е-плоскостной; г – эквивалентна схема

Для получения матрицы рассеяния мысленно подключим к плечам 2 и 3 согласованные нагрузки. Из эквивалентной схемы в виде параллельного соединения длинных линий (рис.3.24, *б*) видно, что нагрузкой, например, линии 1 является параллельное соединение двух одинаковых линий передачи. Тогда

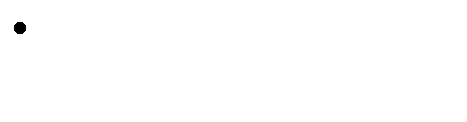
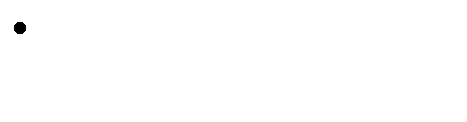
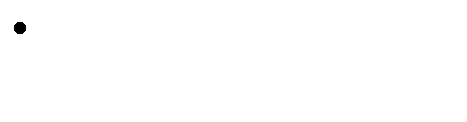
нормированное сопротивление нагрузки линии 1 равно *z*1 1/ 2 . Таким образом,

коэффициент отражения в плече 1

*s*11

 *z*1 1   1 . Поскольку устройство

*z*1 1 3

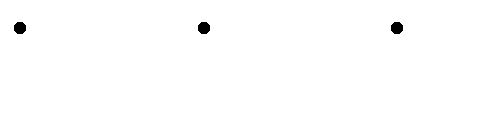


симметричное, то волновые коэффициенты передачи из плеча 1 в плечи 2 и 3 одинаковы.

Воспользуемся теперь свойством унитарности матрицы **S**, получим

*s* 2  *s* 2  *s* 2  1, откуда *s*  *s*

 2 / 3 . Расположим плоскости

11 21 31 21 31

отсчета фаз таким образом, чтобы коэффициенты действительными

*s*11, *s*21,

*s*31

были

(это можно осуществить без нарушения симметрии). Учитывая, что матрица

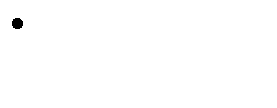
рассеяния симметрична и унитарна, определим

1 2 2 

**S**  1  2 1 2  . (3.15)

3  

 2 2 1

Рассмотрим *Y*-тройник в плоскости *Е* (рис.3.24, *в*). Из эквивалентной схемы в виде последовательного соединения длинных линий (рис.3.24, *г*) видно, что нагрузкой, например, линии 1 служит последовательное соединение двух одинаковых линий передачи. Тогда нормированное сопротивление нагрузки

линии 1 равно

*z*1 

2 . Выполняя аналогичные расчеты, получим матрицу

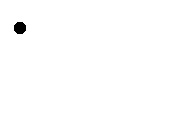
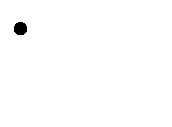
рассеяния *Y* тройника в плоскости *Е* в виде

 1 2 2

**S**  1  2 1 2  . (3.16)

 

3

2 2 1 

Противоположные знаки у элементов

*s*21

и *s*31

указывают на то, что фазы

возбужденных в плечах 2 и 3 волн сдвинуты на 180° (рис.3.24, *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.

* + - 1. Тройники Е- и Н-типа

В технике СВЧ часто применяются волноводные соединения, в которых к основному волноводу перпендикулярно волновод. В зависимости от способа подсоединяется дополнительный соединения волноводов различают *Е*- и *Н*-тройники.

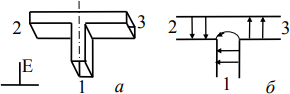
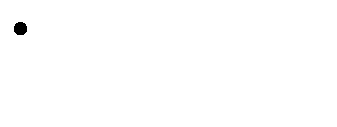


Рис. 3.25. Е-тройник: а – конструкция; б – эквивалентная схема

Построим матрицу рассеяния *Етройника* (англ. – *series*, *E-plane T- junction*), учитывая, что это взаимное недиссипативное устройство, имеющее зеркальную плоскость симметрии (рис.3.25, *а*).

Допустим, что тройник внутренне согласован со стороны *Е*-плеча (1),

например, с помощью диафрагмы, тогда

*s*11

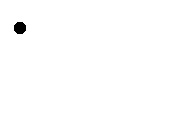
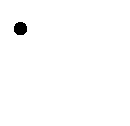
 0 . В случае возбуждения плеча 1

энергия поделится поровну между плечами 2 и 3:

*s*21 

*s*31

1/ 2 . Учитывая

симметрию устройства и выбирая плоскости отсчета фаз таким образом, чтобы



элементы

*s*21 и

*s*31

были действительными, запишем матрицу рассеяния в виде

 0 1/ 1/ 2 



2

 

**S**   1/



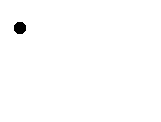
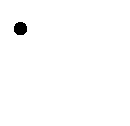
2

1 2  . (3.17)

1/





2 1 



2

Противоположные знаки элементов

*s*21 и

*s*31

указывают на то, что фазы

возбужденных в плечах 2 и 3 волн сдвинуты на 180° (рис.3.25, *б*).

На основе унитарности матрицы **S** запишем следующие уравнения:



1

2

1/ 2  1

2  

2  1 ; 0 

 \* 

1  \*  0

2

2

Из этих уравнений следует, что

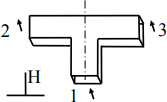
1

2

1 

2  1 / 2 . Поскольку матрица

рассеяния содержит три независимых элемента, то выбором положения плоскости отсчета фаз в трех плечах эти элементы можно сделать

действительными:

 0 



2

**S**  1  1 1



2

2 



. (3.18)

 

2  



2



 1 1 

Рис. 3.26. Н-тройник

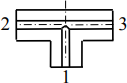
Аналогично выполняют анализ *Н-тройника* (англ. – *shunt, H-plane T-junction*), однако в случае возбуждения плеча 1

волны в плечах 2 и 3 оказываются в фазе (рис.3.26).

 0 2 



2

**S**  1  1 1  . (3.19)



2

 

2  

 2 1 1 

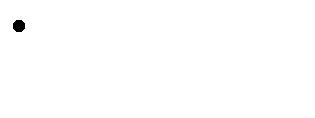
Рис. 3.27. Коаксиальный тройник

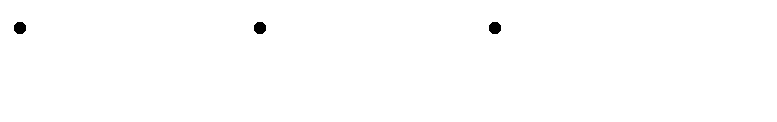
Шестиполюсники на линиях с *Т*-волной образуются параллельным *Т*- или *Y*-соединением идентичных линий. На рис. 3.27 представлена одна из возможных реализаций тройника на 2 3 коаксиальной линии. На умеренно высоких частотах размеры таких

тройников оказываются меньшими, чем длина волны, поэтому реактивности в месте соединения ничтожно малы. Эквивалентная схема тройников с *Т*-волной имеет вид параллельного соединения длинных линий.

* + - 1. Делители мощности

В шестиполюсных делителях мощности различают вход 1 и два выхода 2 и 3 (рис.3.28). Обычно к делителю предъявляются требования согласования входа

*s*11  0 и передачи мощности с входа на выходы с заданными коэффициентами

передачи и. *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:

*s*22  *s*33  *s*32  0

Когда мощность делится пополам



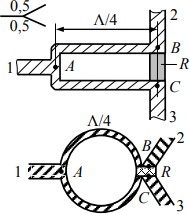
*s*21

2

 *s*31  1/ 2

2

 , тогда понятно, что

матрица рассеяния идеального взаимного делителя принимает следующий вид:

 0 2 



2

*S*  1  0 0  . (3.20)



2

 

2  

 2 0 0 

Видно, что матрица S не унитарна, следовательно, в устройстве должны быть активные одного из выходов, например, 2, сигнал в точку *С* приходит двумя путями: через четвертьволновые отрезки (путь *В*–*А*–

*С*) и через резистор *R* (путь *В*–*С*). Разность фаз сигналов, которые проходят эти пути, равна 180°. Сопротивление балластного резистора *R* = 2*W* обеспечивает равенство амплитуд указанных сигналов. Таким образом, напряжение в точке *С*

Рис. 3.28. Кольцевые делители мощности

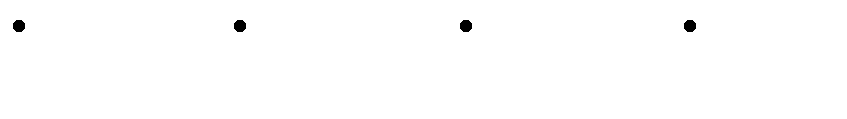
равно нулю, а мощность сигнала, который приходит на выход 2, частично рассеивается в резисторе, а частично приходит в плечо 1. Для

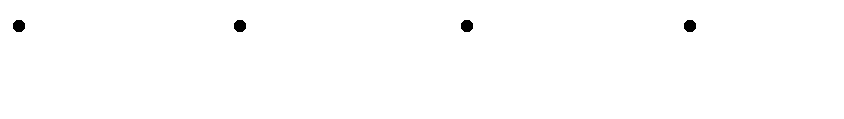
того, чтобы делитель был согласованным, волновое сопротивление четвертьволновых отрезков должно быть равно 2*W* , где *W* – волновое сопротивление входа делителя.

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*).

* + 1. Восьмиполюсные устройства СВЧ

*Восьмиполюсники* (англ. – *four-port network*) это сочленение четырех линий передачи, их также применяют для разветвления или объединения СВЧ трактов. Матрица рассеяния восьмиполюсника имеет вид

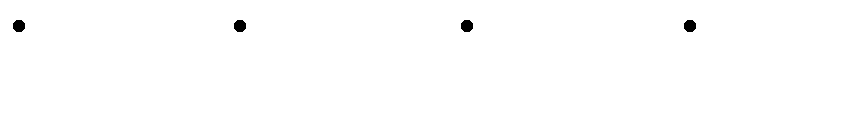
*s s s s* 

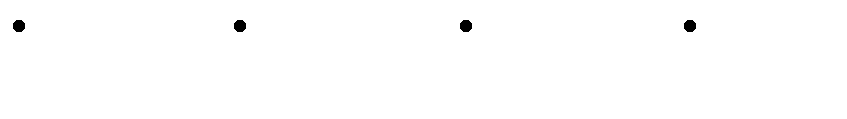


 *s*11 *s*12 *s*13 *s*14 

**S**  

21 22 23 24  , (3.21)

*s*31 *s*32 *s*33 *s*34 

*s s s s* 

 41 42 43 44 

В отличие от шестиполюсников можно построить восьмиполюсники, все входы которых будут согласованны в некоторой полосе частот. На практике широко используются согласованные восьмиполюсники с направленными свойствами, так называемые направленные ответвители и мосты.

* + - 1. Направленные ответвители

*Направленный ответвитель* (НО; англ. – *directional coupler*) *–* это согласованный по всем входам восьмиполюсник, предназначенный для направленной передачи из СВЧ тракта 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

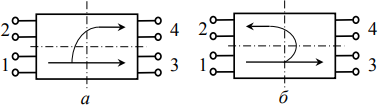
развязанные плечи. Если подавать мощность в одно из плеч, то она поделится (в зависимости от степени связи между линиями) между двумя выходными плечами.

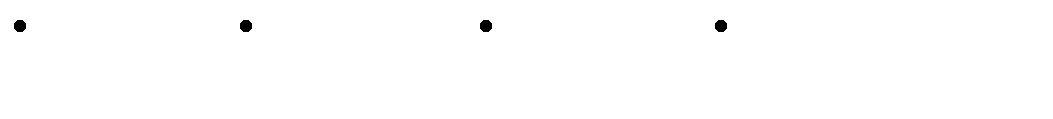
Рис. 3.29. Направленные ответвители: а - сонаправленный;

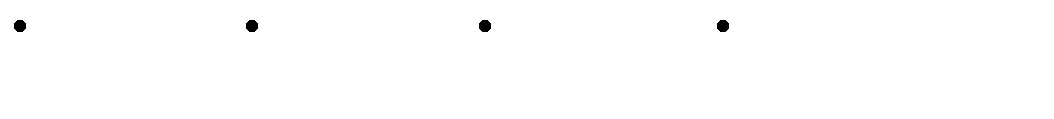
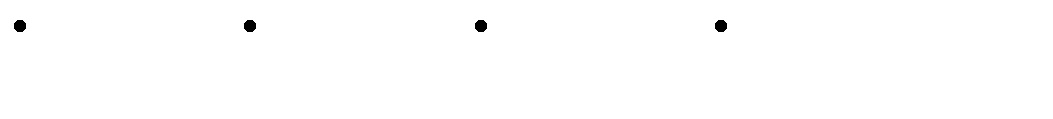
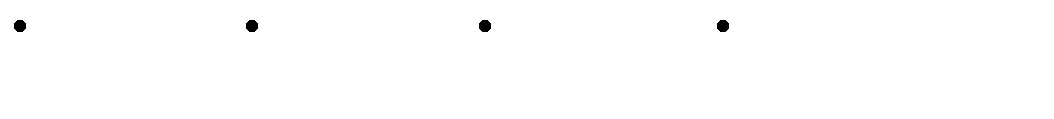
б - противонаправленный

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.3.29). Учитывая, что плечи симметричных ответвителей идентичны, а сами устройства взаимные, справедливы следующие соотношения:

*s*11  *s*22  *s*33  *s*44  *A*,

*s*12  *s*21  *s*34  *s*43  *B*, *s*13  *s*31  *s*24  *s*42  *C*, *s*14  *s*41  *s*23  *s*32  *D*.

Таким образом, матрица рассеяния симметричного взаимного восьмиполюсника имеет четыре независимых элемента:

 *A B C D*

 *B A D C* 

 

**S**  . (3.22)

*C D A B* 

*D C B A*

 

Идеальный НО является внутренне согласован по всем плечам. В этом случае *A* = 0.

Различают два основных типов НО: первого рода, или *сонаправленный* (рис.3.29, *а*), и второго рода, или *противонаправленный* (рис.3.29, *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.3.29, *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

 0 0

 0 0

1. *D*
2. *C* 

**S**    . (3.23)

*C D*



*D C*



0 0 



0 0



Будем считать, что потери в ответвителе отсутствуют, тогда матрица **S**

унитарна, то есть

*C* 2  *D* 2 1; *CD*\*  *DC*\*  0 .

Согласно первому уравнению можно записать *D*  . Подбирая

1 *C*

2

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 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* = ± *jq*, где *q* ≥ 0. Окончательно идеальную матрицу рассеяния НО первого рода можно записать в виде

 0 0  *jq* 

1 *q*2

 

 0 0  *jq* 1 *q*2 

**S**    . (3.24)

  *jq* 0 0 

1 *q*2

 

  *jq* 0 0 

1 *q*2

 

Матрица рассеяния НО второго рода имеет вид

 0  *jq* 0 

1 *q*2

 

1 *q*2 



  *jq* 0 0

**S**  

1 *q*2

 0 0

 *jq*

 . (3.25)

 

 0  *jq* 0 

1 *q*2

 

Множитель ± *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 следующими 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:



*s*41

*C*  *C*14 10lg *P*1 / *P*4  20lg

. (3.26)

*Рабочее затухание* (англ. – *attenuation*) – отношение входной к выходной мощности первичной линии, выраженное в децибелах:



*s*31

*L*  *C*13 10lg *P*1 / *P*3  20lg

. (3.27)

*Направленность* (англ. – *directivity*) – равна отношению (в децибелах) мощностей на выходе рабочего и нерабочего (развязанного) плеч вторичной линии:

*N*  *C*42 10lg *P*4 / *P*2  20lg *s*21 *s*41 . (3.28)

*Развязка* или *изоляция* (англ. – *isolation*) – отношение выходной мощности первичной линии к входной мощности развязанного (нерабочего) плеча вторичной линии, выраженное в децибелах



*s*21

*I*  *C*12 10lg *P*1 / *P*2  20lg

. (3.29)

*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 10lg *P*3 / *P*4  20lg *s*41 *s*31  . (3.30)

*Согласование* НО с линией, по которой подается мощность, характеризуют КСВ *К*ст*U*, который определяется во входном плече НО, в то время как к остальным плечам подключены согласованные нагрузки

*КстU*  1 *s*11  1 *s*11  . (3.31)

*Потери* НО определяются отношением мощности во входном плече первичной линии к сумме мощностей в выходном плече первичной линии и рабочем плече вторичной линии:

*P* 1 *s* 2 

1  11 

*L* 10lg   . (3.32)

*P*3  *P*4

*Коэффициент деления по напряжению М* равен отношению амплитуды выходного сигнала в первичной линии к амплитуде выходного сигнала в рабочем плече вторичной линии

*M*  *s*31 . (3.33)

*s*41

*Коэффициент деления по мощности m* равен квадрату коэффициента деления по напряжению

*m*  *M* 2 .

*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 Δ*f* параметры НО имеют значения, не хуже указанных.

НО с переходным ослаблением *C* > 10дБ называют ответвителями со слабой связью, а с *C* < 10дБ – с сильной связью. Ответвитель с переходным ослаблением *C* = 3дБ называют гибридом, его матрица рассеяния (для сонаправленного ответвления) имеет вид

 0 0 1  *j*

1  0 0  *j* 1 

**S**    . (3.34)

 1  *j* 0 0 



2

 1 0 0 

 *j*





Существует большое разнообразие конструкций направленных ответвителей, наиболее типичные из них приведены на рис.3.30.

Конструктивно наиболее простым является НО со связью волноводов через круглое отверстие, размещенном в центре широких стенок (рис.3.30, *а*). Такое устройство называют *ответвителем Бете* (англ. – *Bethe hole coupler*). Отверстие 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%.

Достоинством *крестообразного ответвителя* (англ. – *Moreno crossedguide coupler*) (рис.3.30, *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

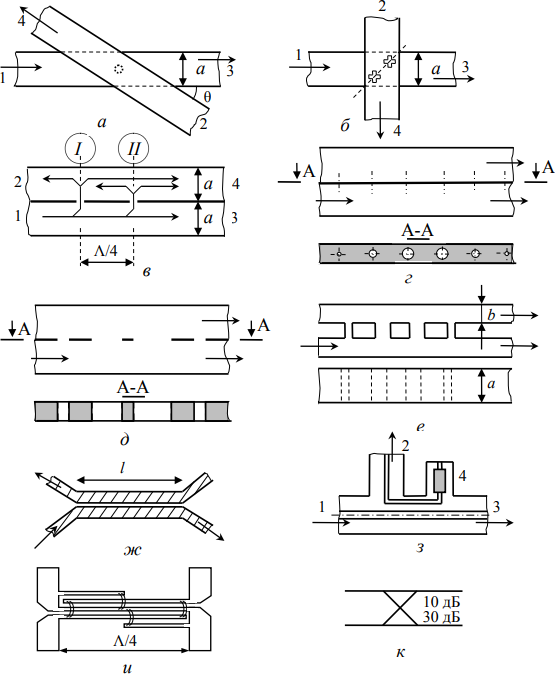
крестообразных ответвителей не превышает 15 дБ для переходных ослаблений 7–10 дБ, в относительной полосе частот – до 10%.

Рис. 3.30. Направленные ответвители: а – 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

Распространенными являются НО с ненаправленными элементами связи. Рис.3.30 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 Λ/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 Λ/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.3.30, *г* показан такой НО с круглыми отверстиями в общей узкой стенке между прямоугольными волноводами на расстоянии, близком к Λ/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.3.30, *д*). Такие НО в полосе частот до 40% имеют направленность выше 20-30 дБ при переходных ослаблениях больших, чем 3 дБ.

Общим недостатком НО с элементами связи в общей узкой стенке является их сравнительно большая длина, поскольку соседние элементы связи расположены на расстоянии, близком к Λ/4. С увеличением частоты переходное ослабление монотонно растет, в рабочей полосе частот неравномерность *C* 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 Λ/4. Шлейфы включаются также на расстоянии ~ Λ/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.3.30, *е*). 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 ±(0,1-0,5) дБ и направленности более 30 дБ в полосе частот 15-25%.

Полосковый НО с распределенной электромагнитной связью изображен на рис.3.30, *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* ≈ Λ/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 дополнительные 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.

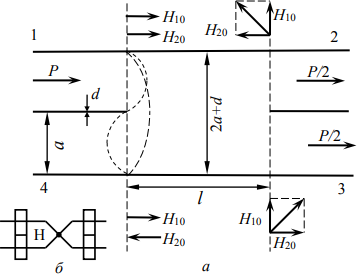
Одним из основных недостатков ответвителей на связанных линиях является то, что для уменьшения переходного ослабления необходимо зазор между линиями делать слишком узким. Для реализации сильносвязанных ответвителей применяют различные конструкции, представляющие собой, по сути, систему из двух ответвителей. 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.3.30, *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. Трехдецибельные ответвители Ланге на частотах 2-4 ГГц обеспечивают развязку 2240 дБ.

Коаксиальный вариант ответвителя на связанных линиях показан на рис.3.30, *з*. Здесь в плече 3, развязанном с плечом 1, для согласования встроен резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению линии.

* + - 1. 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°- 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 модуляторов, фазовых и частотных дискриминаторов, циркуляторов.

Одним из примеров гибридов

Рис. 3.31. Щелевой мост:

а – конструкция и принцип работы; б – обозначение на схемах

является щелевой мост. *Щелевой мост* (Щмост; англ. – *quadrature waveguide hybrid, Riblet short-slot coupler*) состоит

из двух волноводов, которые имеют общую узкую стенку с прорезанной в ней щелью. В средине над щелью может быть емкостной винт для настройки. Принцип действия щелевого моста поясняет рис.3.31.

В плече 1 распространяется основная волна типа *H*10. Эта падающая волна возбуждает в области щели, ширина которой равна 2*a* + *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*   4   , (3.35)

1 4*a*2

1 2*a*2

 

 

волны, которые возбуждаются в плечах 2 и 3, имеют одинаковые амплитуды. При этом их фазы сдвинуты на 90° (рис.3.31).

Таким образом, идеальная матрица рассеяния щелевого моста имеет вид

0 *j* 1 0

1  *j* 0 0 1

**S**    . (3.36)

1 0 0 *j*



2

 

0 1

0

*j*

 

Следует иметь в виду, что наличие в области связи волны *Н*30 (которая также

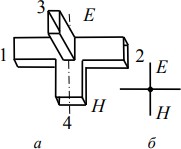
может распространяться) приводит к нарушению работы моста. Однако при определенной толщине *d* общей стенки связанных волноводов благодаря волне *Н*30 параметры щелевого моста могут быть улучшены. Недостатком щелевого моста есть сравнительно узкий частотный диапазон. Тщательно выполненный и настроенный мост имеет относительную рабочую полосу частот, которая не

Рис. 3.32. Двойной Т-мост: а – конструкция;

б – обозначение на схемах

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.3.32) имеет только одну плоскость симметрии.

Плечо 3, расположенное в плоскости электрического поля основной волны *H*10 прямоугольного волновода 1–2, называют плечом *Е.* Плечо 4, которое лежит в плоскости магнитного поля волны *H*10 прямоугольного волновода 1–2, называют плечом *Н.*

Свойства двойного волноводного тройника в значительной мере определяются свойствами его составляющих: *Е*- и *Н*- тройников. Так, электромагнитная волна, которая поступает в *Е*-плечо 3, распространяется в плечах 1 и 2 в противофазе, а волна, которая поступает в *Н*-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 *Е* электрическое поле в волноводе 1–2 оказывается антисимметричным относительно плоскости симметрии устройства и не может возбудить волну в плече *Н*, электрическое поле которой должно быть симметричным относительно этой плоскости. Развязка плеч *Н* и *Е* позволяет внутренне согласовать эти плечи независимо друг от друга. Согласование плеча *Е* достигается введением в него односторонней индуктивной диафрагмы, с помощью которой удается компенсировать отраженную волну в это плечо. Согласование плеча *Н* достигается введением реактивного штыря. Если такое согласование выполнено, то в случае возбуждения плеча *Е* или *Н* 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

 0 0 1 1

**S**  1

 0 0 1 1

. (3.37)



2

 

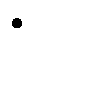
 

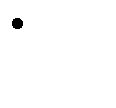
1 1 0 0

 1 1 0 0

 

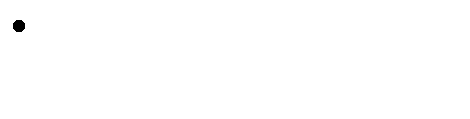
Из (3.37) видно, что развязанными являются не только плечи 3 и 4, но также плечи 1 и 2. Последнее объясняет происхождение еще одного названия рассматриваемого устройства – «*магическое Т*». А именно, невзирая на то, что плечи 1 и 2 образуют прямой волновод 1–2, в случае возбуждения плеча 1 или 2 энергия 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 Γ1 и Γ2, а к плечу 4 – индикатор мощности. Определим мощность, которая поступает в плечо 4.

Запишем систему уравнений для падающих *ai*

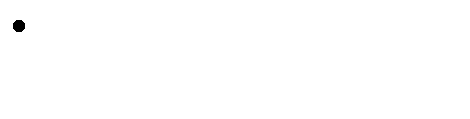
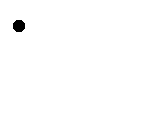
и отраженных *bi*

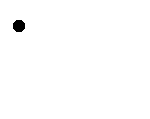
волн в виде

*b*1 

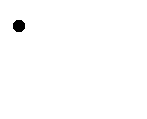
 0 0

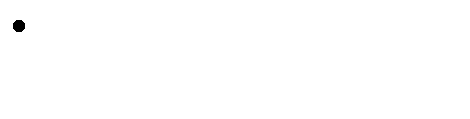
1 1  *a* 

     1 

*b*2  

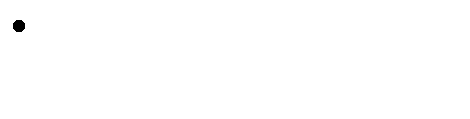
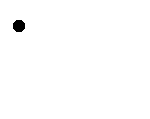
1  0 0 1 1 *a*2  . (3.38)

  2 1 1 0 0 *a* 

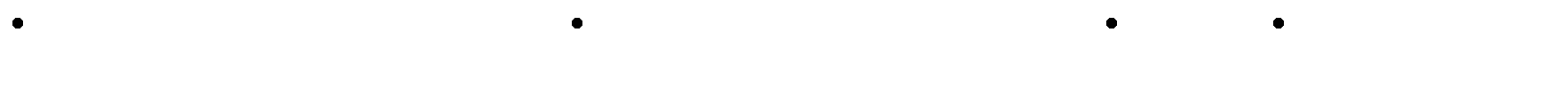


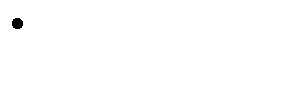
*b*3 

   3 

*b*   1 1 0 0 *a*4 

 4 

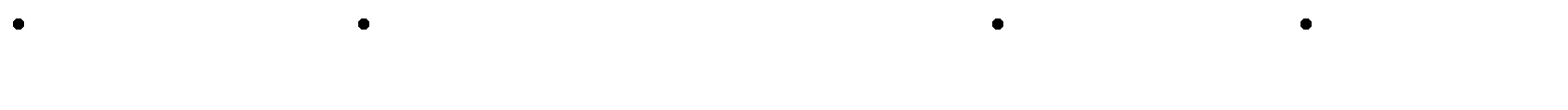


Учитывая, что *a*4 

0 , находим

*b*1  *a*3 / 2; *b*2  *a*3 / 2; *b*4  (*a*1  *a*2 ) / 2 .

Поскольку падающие волны в плечах 1 и 2 являются отраженными волнами от



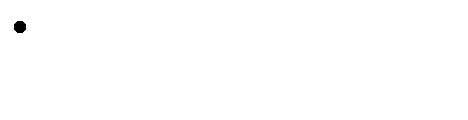
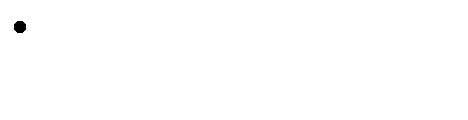
нагрузок, то

*b*1  *Г*1*a*1  *Г*1*a*3 / 2; *b*2  *Г*2*a*2  *Г*2*a*3 / 2 , тогда

*P*4  *b*4

2

 0,5 *a*3



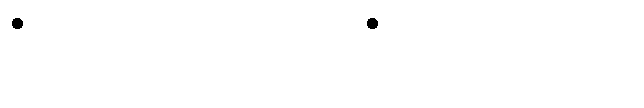
2

*Г*2  *Г*1 .

Если Γ1 = Γ2, 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».

2

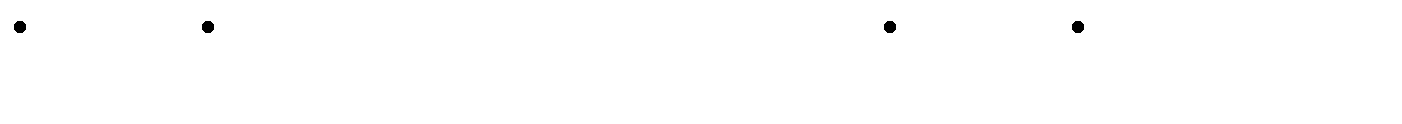
Когда *Е-* и *Н-* плечи двойного тройника нагружены на согласованные

нагрузки, то есть *a*3 

0; *a*4 

0 , то из (3.38) следует

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.



*b*3  *a*1  *a*2  / 2; *b*4  *a*1  *a*2  / 2 .

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*

*CE*  20lg



*s* ; *C*  

*H*

31 41

20lg *s*

41

31

(для идеального моста *CE*  *CH*  3 дБ);

31 41

, (3.39)

*развязки плеч –*

(для идеального моста

*I*21

*I*21

 20lg

 ; *I*34   );



*s*21 ; *I*34   20lg *s*34

, (3.40)

*коэффициенты распределения мощности –*

*С*3  20 lg  *s*13 *s*23 , *С*4  20 lg  *s*14

*s*24 . (3.41)

(для идеального моста

*С*3  *С*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 *Н* и *Е* 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%.

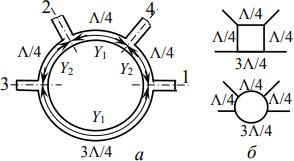


Рис. 3.33. Гибридное кольцо:

а – конструкция; б – обозначение на схемах

Подобные двойному тройнику характеристики имеет *гибридное кольцо* (англ. – *ring-hybrid*) (рис.3.33), его широко применяют в интегральных 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, Λ/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*2  *y*2  1, (3.42)

1 2

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

 0 0  *y*1 *y*2 

 0 0 *y y* 

**S**  *j* 

 *y*1 *y*2

2 1  . (3.43)

0 0 

 *y y* 0 0 

 2 1 

А коэффициент деления по мощности *m* можно определить по формуле

2

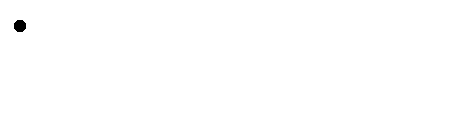
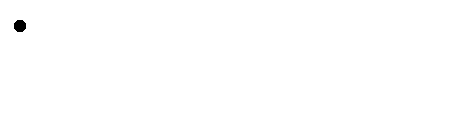
*m*  *s*41 

2

*s*31

2

2 . (3.44)



*y*

*y*

2

1

Таким образом, для обеспечения заданного распределения мощности необходимо чтобы

*y*  ; *y* 

1

*m* 1

*m m* 1

. (3.45)

1 1

При условии равномерного деления мощности *m* =1 и

*Y*1  *Y*2  *Y* /

или



2

*y*1  *y*2 

2/2 

0,707a .

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.3.34, *а*). Эквивалентная схема квадратного моста в виде параллельного соединения длинных линий, изображена на рис.3.34, *б*. Можно подобрать волновые сопротивления отрезков длиной Λ/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.

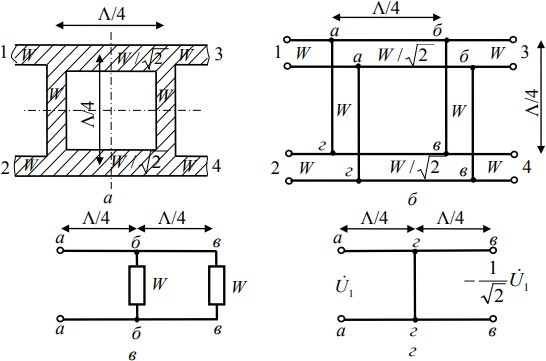


Рис. 3.34. Квадратный мост: а – топологическая схема; б – эквивалентная схема;

в – эквивалентная схема согласованного моста; г – участок схемы, который исключается в случае КЗ

Если плечи 1 и 2 действительно развязаны, то при возбуждении плеча 1 в точках *гг* будет узел напряжения и их можно виртуально замкнуть накоротко (рис.3.34, *б*), не нарушая режим работы устройства. Входное сопротивление короткозамкнутых четвертьволновых шлейфов *аг* и *вг* равно бесконечности, и их можно пока что удалить из схемы. Тогда эквивалентная схема примет вид, изображенный на рис.3.34, *в*, где плечи 3 и 4 заменены их волновыми сопротивлениями *W*, подключенными к точкам *бб* и *вв.*

Чтобы отрезок *бв* имел в точках *бб* входное сопротивление *Z*вх =*W* и, следовательно, мощность делилась поровну между плечами 3 и 4, волновое сопротивление отрезка *бв* должно быть равно *W*. Тогда общее сопротивление в точках *бб* будет равно *W* /2. Определим теперь волновое сопротивление *W*2 отрезка *аб*. Для согласования плеча 1 входное сопротивление в точках *аа* должно быть равно *W*. С учетом трансформирующего действия четвертьволнового



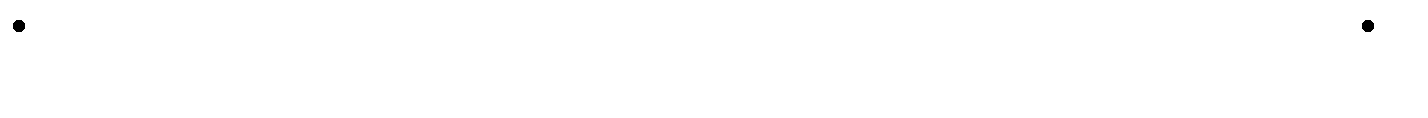
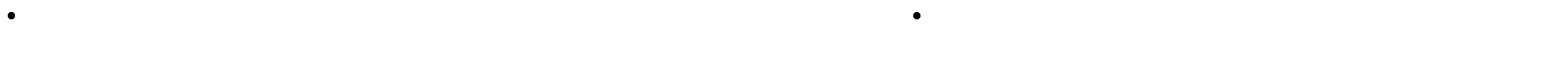
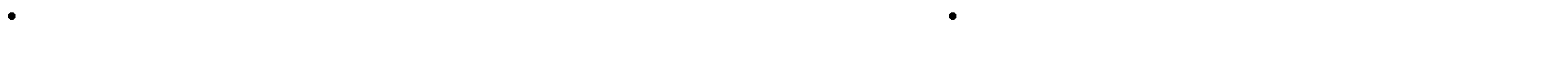
2

отрезка *аб* из уравнения

2*W*2 /*W* *W* /*W*2*a* следует*W*2 *W* / .

Рассмотрим фазы волн в плечах 3 и 4 с учетом набега фаз в отрезках линий и условия деления входной мощности пополам:

(3.45)



*b* 

*a*

1

3

2

exp

  *j*



 



2 



  *j a* ; *b* 

1

*a*

1

2

1 4

2

exp  *j*



  



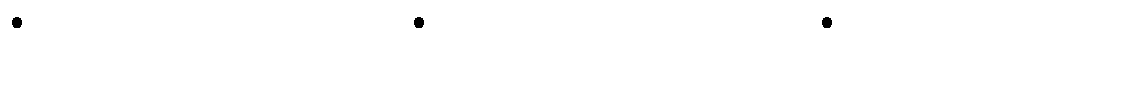
1

2

*a* .

1

Причем полные напряжения по условию согласования равны напряжениям

падающих и отраженных волн: *U*1

 *a*1; *U*3

 *b*3 ; *U*4

 *b*4 .

Теперь рассмотрим участок схемы, который по предположению короткого замыкания точек *гг* был раньше исключен из рассмотрения (рис.3.34, *г*). Определим волновые сопротивления отрезков *аг* и *вг*. Они должны быть такими, чтобы суммарный ток в короткозамыкателе *гг* был равен нулю. Компенсация токов возможна при условии, что волновые сопротивления отрезков *аг* и *вг* будут



2

соответственно равны *W*1 = *W* и

*W*2 *W* /

. (Этот результат можно было бы

получить исходя из вертикальной и горизонтальной симметрии устройства).

Таким образом, идеальная матрица рассеяния квадратного моста имеет вид

0 0 *j* 1

0 0 1 *j*

**S** 



1

2

  . (3.46)

 *j* 1 0 0

 

1

0 0

*j*

 

Условия идеального согласования двухшлейфного ответвителя в общем случае с неравномерным делением мощности имеют вид

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

 0 0

1  0 0

*j y*1 

*y j* 

**S**   1  , (3.48)

*y*2  *j y*1 0 0 

 *y j* 0 0 

 1 

а коэффициент деления по мощности –

*m*  *S*31

2

2

 1  1

. (3.49)

*S*41

1 *y*2

12

Таким образом, для обеспечения соответствующего коэффициента деления мощности необходимо, чтобы четвертьволновые отрезки шлейфного НО имели проводимости

*y*

2

*y*  1 ; *y*  *m* 1; *Y*  *Y* 1 ; *Y*  *Y*

*m* 1

*m*

, (3.50)

1 *m* 2 *m* 1 *m* 2

При условии равномерного деления мощности

*m*  1 и

*Y*1  *Y* ,

*Y*2  *Y* .

Квадратный мост является квадратурным, то есть сдвиг фаз колебаний в выходных плечах θ0 = π 2. Мост полностью симметричный, следовательно, его свойства одинаковы со стороны любого плеча.

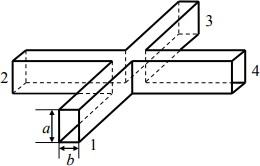


2

* + - 1. Делители и соединения X-типа

На практике иногда применяются ненаправленные восьмиполюсники, например, *Е*-плоскостной крестообразный делитель мощности. Данное устройство представляет собой крестообразное соединение стандартных прямоугольных волноводов в плоскости электрического поля волны *Н*10.

*Е*-плоскостной крестообразный делитель мощности (рис.3.35) в рамках

теории электрических цепей можно рассматривать как скачок волнового сопротивления с модулем коэффициента отражения, близким к 0,5.

Коэффициенты матрицы рассеяния *Е*-плоскостного креста имеют плавную частотную зависимость во всей полосе частот

одномодового прямоугольного волновода, а среднее значение коэффициента отражения

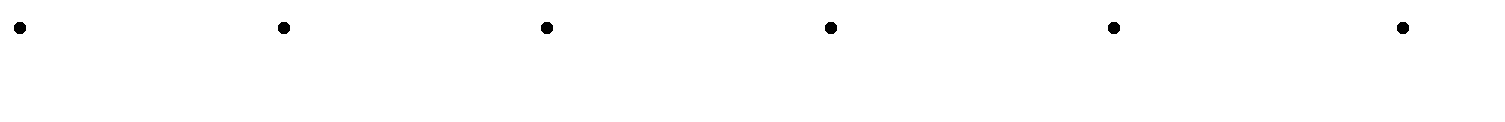
Рис. 3.35. Волноводный

Е-плоскостной крестообразный делитель мощности

приближенно равно 0,42, коэффициент

передачи в противоположное от входного плеча – 0,58, в боковые – 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:

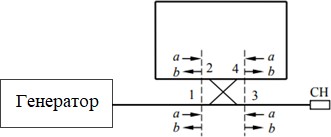


*s*21  *s*41  *s*14  *s*12  *s*34  *s*32 .

Характеристики устройства незначительно изменяются в рабочей полосе частот прямоугольного волновода, в частности для волновода сечением 28,5×12,6 мм при увеличении частоты от 8 до 10,5 ГГц изменение модуля эле ментов матрицы рассеяния не превышает 15%, а фазы – 0,43 рад.

* + - 1. Кольцевой 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.3.36) электромагнитные колебания резонансной частоты *RK RK* существуют в виде бегущей волны. Другое название резонатора бегущей волны – *кольцевой* (англ.

– *ring*) *резонатор*. Это устройство выполнено на основе направленного

Рис. 3.36. Резонатор бегущей воны

ответвителя, два плеча которого соединены отрезком волновода.

Будем считать направленный ответвитель идеальным. Плечо 1 возбуждается генератором, к плечу 3 подключена согласованная нагрузка (СН). Плечи 2 и 4 соединены отрезком волновода длиной *l*, который вызывает фазовый сдвиг *βl* и затухание *α*.

Идеальная матрица рассеяния, направленного ответвителя имеет вид

 0 0



 0 0

*q*

*j q* 

*j* 1 *q*2 



1 *q*2

**S**    , (3.51)

 *q j* 0 0 

1 *q*2

 

 *j q* 0 0 

1 *q*2

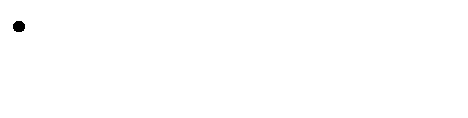
 

где *q* < 1. Всю цепь описывают следующим уравнением:

**B = S×A** (3.52)

где **A** – матрица воздействий; **Β** – матрица реакций системы; **S** – матрица рассеивания, которая в нашем случае имеет вид (3.51).

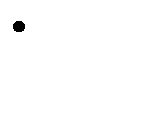
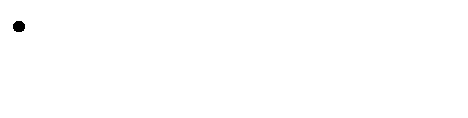
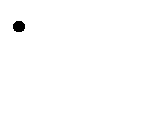
Если расписать матрицы, получим уравнения

*b*   0 0

*q j* 1 *q*2   *a* 

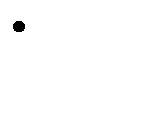
 1  

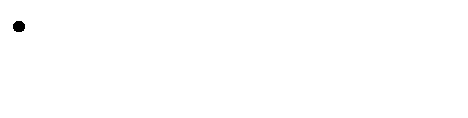
  1 

*b*2   0 0 *j*

1 *q*2

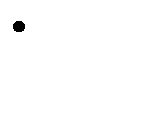
*q*  *a*2 

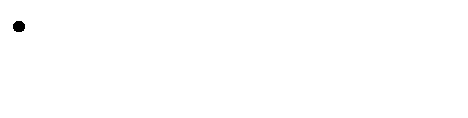
       , (3.53)

*b*3   *q j*

1 *q*2

0 0  *a*3

    *a* 



*b*4 

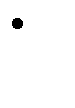
 *j* 1 *q*2 *q*

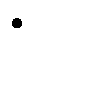
0 0  

4 

где *ai*

 

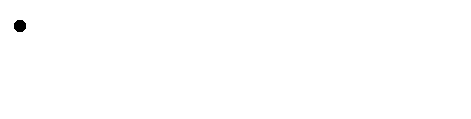
* комплексная амплитуда электрического поля волны, поступающей в

плечо *i*; *bi*

плеча *i*.

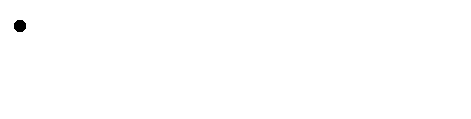
– комплексная амплитуда электрического поля волны, выходящей из

Из рис.3.36 видно, что

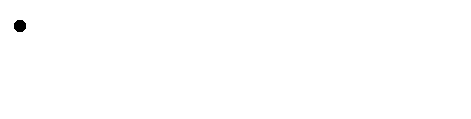


*a*2  *b*4*e**e* *j**l*

. (3.54)

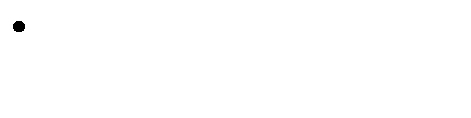
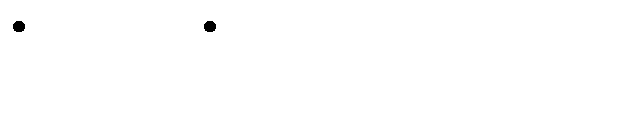


*a*4  *b*2*e**e* *j**l*



*a*3  0

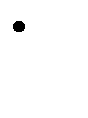
Решив уравнения (3.53) и (3.54), получим

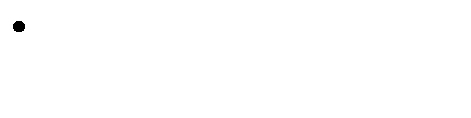


*b*1  *b*4  *a*4  0

*b*3 

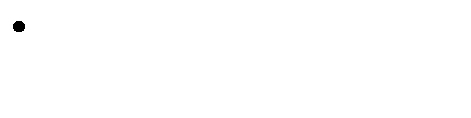
*q*  *e* *e* *j**l*

1 *qe* *e* *j**l*

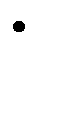


*a*1 . (3.55)

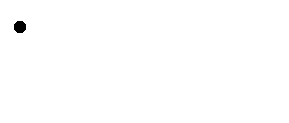
*b*  *j*



1 *q*2 *a*

4 1 *qe* *e* *j**l* 1

Соотношения (3.55) показывают, что в волноводе, который связывает плечи 2 и 3, существует бегущая волна, которая распространяется от плеча 4 к плечу 2. Из (3.55) также следует, что генератор нагружен на согласованную нагрузку (

*b*1 

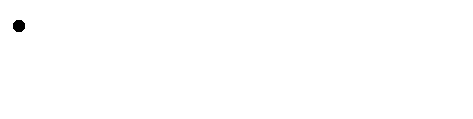
0 ).

Вычислим максимальную амплитуду. Для фиксированных α и *q* модуль

максимальный, когда произведение действительное и больше нуля, что имеет место при

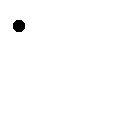
*l*  *m* , (3.56)

где Λ – длина волны в волноводе кольца, *m=*1,2,3,… *.* Откуда следует, что волновые процессы в устройстве должны иметь выраженный резонансный характер. Уравнение (3.56) является условием резонанса в резонаторе бегущей волны. При указанных выше условиях уравнения (3.55) можно преобразовать к такому виду:



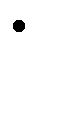
*b*3 

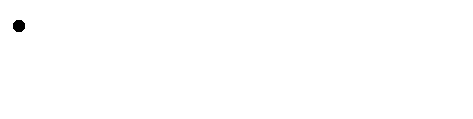
*q*  *e*

1 *qe* *a*1

*b*  *j*

. (3.57)

1 *q*2 *a*



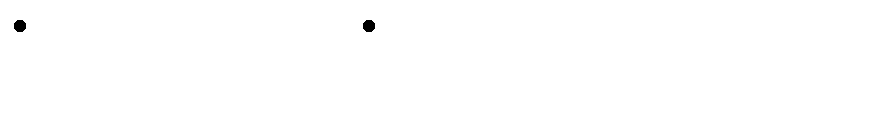
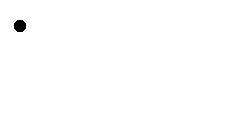
4 1 *qe* 1

Если условие (3.56) выполняется, то максимальное значение *b*4 имеет место для заданного α в случае выполнения соотношения

*q*  *e* , (3.58)

тогда получим:

(3.59)



*b*  0, *b* 

3

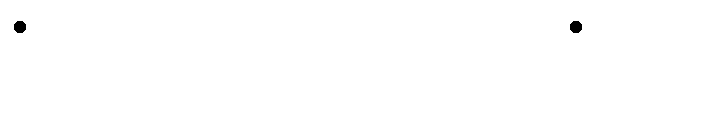
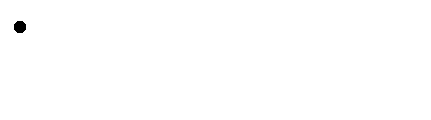
4

*ja*1

1 *e*2

.

Из последнего выражения следует, что можно получить *|b*4*| >> |a*1*|*, если использовать волновод с довольно малым затуханием α. Условие *b*3*=*0 обозначает, что вся мощность, которая отдается генератором, тратится только на компенсацию потерь в волноводном кольце. Кроме того, имеет место равенство



*a* 2  *b* 2  *a*

1

4

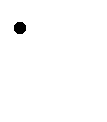
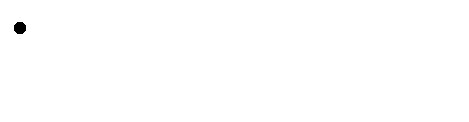
2

2 .

(3.60)

Например, для кольца с полным затуханием 0,05 дБ, выбирая наилучшим образом коэффициент связи направленного ответвителя *q* = *e*−α, можно получить

. Другими словами, мощность, которая циркулирует в кольце, почти



*b*4  9,3 *a*1

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.3.37 изображена схема направленного ответвителя с переменным

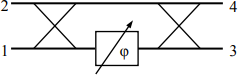
коэффициентом связи. Он состоит из двух гибридных ответвителей, соединенных с помощью фазовращателя. Образованный таким способом восьмиполюсник является

Рис. 3.37. Направленный ответвитель с переменной связью

идеальным направленным ответвителем (в той мере, насколько совершенны его составляющие). Такой восьмиполюсник

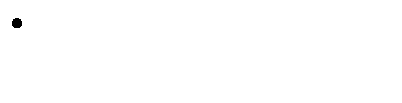
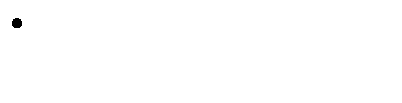
является взаимным и внутренне согласованным. Обозначим через φ сдвиг фазы, который оказывает фазовращатель. Тогда коэффициент связи будет равен

*C*  20 lg

 10 lg 1 sin . (3.61)

2

*b*4 *a*1



При φ = 0 *C* = −3 дБ устройство работает как один направленный ответвитель с делением мощности пополам. При φ = −π/2 *С* = 0 вся мощность переходит из основного волновода в дополнительный, что соответствует ответвителю с полной связью. В случае φ = π/2 *С* = ∞ вся мощность остается в основном волноводе (полная развязка). Придавая φ промежуточные значения, можно реализовать практически любой коэффициент связи.

* + 1. Десяти- и двенадцатиполюсные устройства СВЧ

Для решения некоторых технических проблем на практике иногда применяют более сложные устройства: *десяти*- и *двенадцатиполюсники*. Большое количество первичных параметров значительно усложняет расчет и

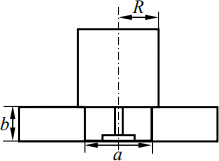


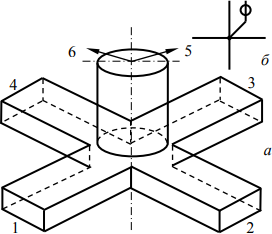
Рис. 3.38. Турникетное соединение: а – конструкция; б – обозначение на схемах

анализ работы таких устройств. Рассмотрим конструкцию и принцип работы одного из наиболее распространенных на практике двенадцатиполюсников – турникета.

*Турникетное соединение*, или *турникет* (англ. – *turnstile junction*), представляет собой соединение четырех прямоугольных волноводов, в которых распространяется волна типа *Н*10, и одного круглого волновода, в котором распространяется волна *Н*11. Прямоугольные волноводы образуют крест в плоскости *Н*, а круглый волновод расположен в центре

пересечения прямоугольных волноводов перпендикулярно плоскости креста (рис.3.38, *а*).

Устройство является двенадцатиполюсником, поскольку круглый волновод

можно рассматривать как два плеча, соответствующие двум вырожденным ортогональным волнам. Ориентация этих волн обозначена на рис.3.38, *а* стрелками 5 и 6. Данное устройство имеет четыре плоскости симметрии и одну ось симметрии.

Любое плечо такого соединения можно всегда согласовать. Обычно согласование плеч достигается с помощью штыря, расположенного в центре соединения (рис.3.39). Высота и

Рис. 3.39. Согласование

турникета

диаметр нижней части штыря имеют существенное значение для согласования прямоугольных волноводов. 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

 0 1 0 1 0 



2

 

 1 0 1 0 0 



2

 

|  |  |  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- | --- | --- |
| 0 | 1 | 0 | 1 |  2 | 0 |
| 1 | 0 | 1 | 0 | 0 |  |
| 2 | 0 |  2 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 2 | 0 |  2 | 0 | 0 |

**S**  1   , (3.62)



2 



2





 

 

 

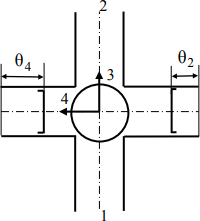
 

Согласованное турникетное соединение имеет следующие свойства.

1. Если в плечи 5 и 6 (рис.3.38) 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.

1. 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 делиться поровну между плечами 2 и 4. В плечо 3 мощность не приходит.
2. Если в плечо 1 поступает сигнал, а в круглом волноводе (плечи 5 и 6) на расстоянии, которое обеспечивает сдвиг фазы θ = *n*π 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.
3. 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 1800 поляризации и компенсировать друг друга.
4. Если одно из короткозамкнутых плеч длиннее другого на величину,

равную Λ / 4, то при поступлении сигнала в плечо 1 волны, отраженные от корокозамыкателей, будут в фазе, а поляризация волны, образованная ими в круглом волноводе, будет совпадать с осью короткозамкнутых плеч. В таком случае в круг лом волноводе будут распространяться две волны, одинаковые по амплитуде и такие, отличающиеся по фазе на 90°. Если длина плеч регулируется, а разность длин поддерживается равной Λ / 4, то поляризация волны, образованная отраженными волнами, будет изменяться.

Будем считать, что короткозамыкающие поршни расположены в плечах 2 и 4 на

Рис. 3.40. Мост на базе турникетного соединения

расстояниях, обеспечивающих фазовые сдвиги θ2 и θ4, относительно плоскости отсчета и при этом будет выполняться условие θ4 = θ2 + π / 2. В этом

случае соединение представляет собой восьмиполюсник.

Матрица рассеяния такого устройства будет иметь вид

 0 0 1

*e j* 22 

 



1

2

**S**   0 0

1 *e j* 22  , (3.63)

 1 1 0 0 

 

*e j* 22

*e j* 22

0 0 

 

где *θ*2 – фазовый сдвиг, обусловленный смещением короткозамыкающего поршня относительно плоскости отсчета в плече 2. Свойства такого устройства существенно зависят от величины θ2:

а) при *θ*2 = *nπ* + *π*/4, (*n* = 1,2,...) матрица рассеяния имеет вид

 0 0 1 1

1  0 0 1 1

**S**    . (3.64)

 1 1 0 0 



2

 1 0 0 

1





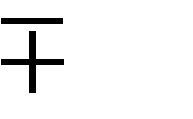
Рассмотренное устройство действует как обычное мостовое соединение, отличаясь от него только объединением двух плеч 3 и 4 в одном круглом волноводе. Плечи 1 – 2, как и плечи 3 – 4, развязаны. То есть, если в плечо 1 поступает сигнал, то имеются одинаковые по амплитуде сигналы на выходах плеч 3 и 4 при 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.3.40. Если сигнал поступает в плечо 2, то выходной сигнал будет иметь линейную поляризацию, направленную вправо вниз под углом 45°.

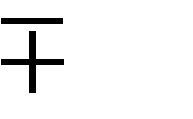
Возможен и обратный процесс. Линейно поляризованная волна, которая поступает в круглый волновод и имеет произвольно направленную плоскость поляризации, будет разложена на две перпендикулярные составляющие, одна из которых направлена вправо вверх относительно плоскости (рис.3.40), а другая – вправо вниз. 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 θ2 = *n*π + π/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 θ2 = *n*π + π 4, то свойства соединения изменяются. Матрица рассеяния приобретает вид

 0 0 1 *j*

1  0 0 1 *j*

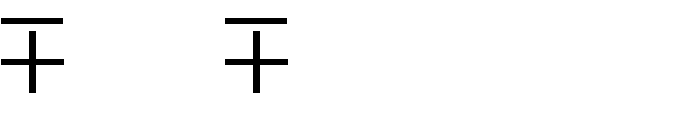
**S**    . (3.65)

 1 1 0 0 



2

 



*j*

*j* 0

0

 

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 θ2 = *n*π + π/4 и против часовой стрелки при θ2 = *n*π − π 4.

В случае заданного значения θ2 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, изменяя 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 θ2 = π 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 закоротить круглый волновод и внести в него *ротатор*, который поворачивает плоскость поляризации волны на 45°, то при расстоянии между короткозамыкателем и плоскостью отсчета θ = *n*π можно получить четырехплечий циркулятор 1-2-3-4-1.

На электрических схемах турникетное соединение обозначается как пересечение двух прямоугольных и одного круглого волноводов (рис.3.38, *б*).

* + 1. Контрольные вопросы

1. Что представляет собой СВЧ двухполюсник?
2. Что понимают под согласованной нагрузкой?
3. С какой целью поглощающие пластины изготавливают клинообразной формы?
4. Что понимают под реактивной нагрузкой?
5. Каким образом реализуют реактивную нагрузку?
6. Каковы типы преобразователей СВЧ существуют, какие из них обеспечивают измерение абсолютной, а какие относительной мощности?
7. Каким образом используется мостовая схема в измерителях мощности?
8. На каком типе волны работает вращающееся соединение волноводов?
9. Какие конструкции коаксиально-волноводных переходов (КВП) наиболее распространены?
10. Что представляет собой поляризационный фильтр типов волн?
11. С какой целью применяются волноводные повороты?
12. Какой элемент СВЧ техники называется аттенюатором?
13. Зачем нужно обеспечивать согласование аттенюатора?

### ФЕРРИТОВЫЕ УСТРОЙСТВА СВЧ

* + 1. Ферромагнитические свойства и явлени

*Феррит* (англ. – *ferrite*) – магнитодиэлектрический материал с кристаллической структурой, которому присущи гиромагнитные свойства. Относительная диэлектрическая проницаемость ферритов ε находится в пределах 8 – 16, тангенс угла электрических потерь tgδ=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°С.

Рассмотрим основные явления в подмагниченных ферритах, на которых основывается работа устройств СВЧ.

*Эффект Фарадея* состоит в повороте плоскости поляризации электромагнитной волны при ее распространении вдоль поля подмагничивания *H*r0. При распространении электромагнитной волны в гиротропной среде из точки *А* в точку *В* (рис.4.1, *а*) по направлению вектора *H*r0 электрический вектор *E*r поворачивается по часовой стрелке на угол ∆. При обратном распространении

(рис.4.1, *б*) вектор *E* поворачивается против часовой стрелки на тот же угол по ходу волны.

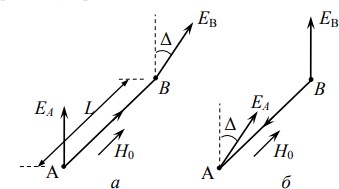


Рис. 4.1. Распространение волн в гиротропной среде: а – по направлению поля подмагничивания, б – в противоположном направлении

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.4.2.

Линейную поляризацию можно представить, как суперпозицию двух полей круговой поляризации *E*+ и *E*− (рис.4.3, *а*), тогда для их фазовых скоростей

(*v*ф+, *v*ф−) и соответствующих длин волн этих полей (Λ+, Λ−) можно записать следующие выражения:



   *с* /  ;    *с* /

, (4.1)

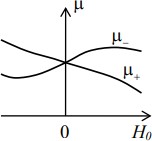
*ф ф*

   /  ;    / . (4.2)



*ф ф*

Векторы *E*+ и *E*− в точке *B* (рис.4.3, *б*) будут отставать по фазе от

соответствующих векторов в точке *A* за счет разности хода на углы

  2 *L* / ;   2 *L* /  . (4.3)

Поскольку при прямом распространении (*H*0 > 0) µ+ < µ− (рис.4.2), вектор *E*+ в точке *B* отстает на меньший угол, чем *E.* А результирующий вектор EB поворачивается на

угол

  0,5(  ) .

При обратном распространении (*H*0 < 0) *µ*+ >

Рис. 4.2. Эффективные магнитные проницаемости фермата для слабого магнитного поля

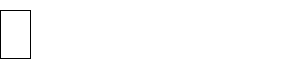
*µ*− (рис.4.2) вектор *E*+ в точке *A* (рис.4.3, *в*) отстает на больший угол, чем *E*−. Результирующий вектор *E* поворачивается на угол   0,5(  ) .



Рис. 4.3. Направления векторов электрического поля: а – в начальной точке А, б – в конечной точке В, в – в конечной точке А

При слабых полях угол поворота ∆ 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*  *f*0  2,84*H*0 , (4.4)

где *f* – частота в мегагерцах, а *H*0 в эрстедах.

Поперечное подмагничивание дает несколько большую резонансную частоту

*f*  *f*0

1 *M*0 *H*

0

, (4.5)

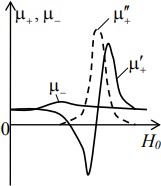


Рис. 4.4. Компоненты магнитных проницаемостей феррита в сильном магнитном поле

где *M*0 – намагниченность феррита.

На рис.4.4 показан характер зависимостей магнитных проницаемостей феррита для правополяризованной волны *µ+ = µ′+ + jµ′′+* 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 потери в феррите, максимальна при резонансе. Резонансный характер магнитной проницаемости µ+ обусловлен тем, что частота и направление возбуждающего поля совпадает с частотой и направлением

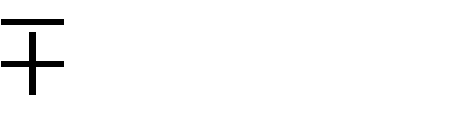
прецессии электронов. Для левополяризованной волны направление вращения поля и прецессии электронов противоположны, резонанс невозможен, и магнитная проницаемость µ− изменяется плавно.

Частоту резонанса *f*0 путем изменения напряженности поля подмагничивания *H*0 можно подобрать равной рабочей частоте колебаний.

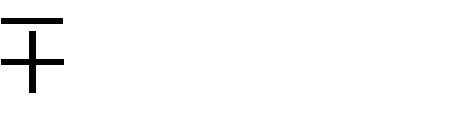
Правополяризованные волны при распространении в направлении *H*0 испытывают затухание, а волны, распространяющиеся против вектора *H*0, практически не испытывают затухания.

В тонких ферритовых пластинах в прямоугольном волноводе с волной типа *Н*10 при поперечном подмагничивании наблюдается невзаимный фазовый сдвиг. Ферритовая пластина располагается между срединой волновода и одной из узких стенок, пластина подмагничивается слабым полем *H*0 перпендикулярно. При этом структура поля волны *Н*10 почти не нарушается.

Невзаимный фазовый сдвиг обусловлен следующим. Компоненты магнитного поля основной волны в прямоугольном волноводе *Н*10 определяются следующим образом:

*Hx*   *A*  sin  *x* exp *j* *t*  *z*   , (4.6)

*a a*  

*H jA* cos exp *j* *t*  *z*    , (4.7)

     2 1  *x* 

*z*  

*a*

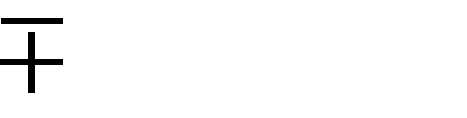


 

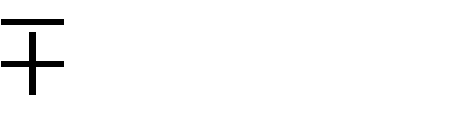
*a*  

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 *HZ* принять равной единице, тогда

*Hx*   *j* 2*a* sin  *x* exp  *j* *t*  *z*    , (4.8)

 *a*  

*Hz*  cos  *x* exp *j* *t*  *z*    , (4.9)

*a*  

где Λ – длина волны в волноводе.

Наличие множителя ± *j* в уравнении (4.8) указывает на то,

что компоненты поля *Hz* и *Hx* сдвинуты по фазе относительно друг друга соответственно на ±90°. Таким образом, существуют две симметричные плоскости *x*1 и *x*2 (рис.4.5), в которых амплитуды компонент одинаковы *Hz* = *Hx* и поле *H* имеет круговую поляризацию. Положения этих плоскостей можно определить, приравнивая амплитуды компонент (4.8) и (4.9):

2 sin  *x*  cos  *x* , (4.10)

 *a a*

и находя корни этого уравнения

*x*  *a arctg*  ; *x*  *a*  *x* . (4.11)

1  2*a* 2 1

В плоскостях *x*1 и *x*2 каждому направлению распространения волны

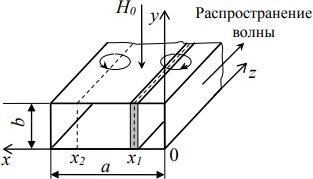
соответствует определенное направление круговой поляризации. При таком размещении ферритовой пластины и таком направлении распространения волны, как это указано на рис.4.5, в феррите будет правополяр изованное поле и фазовая скорость будет определяться µ+. Для волны, которая будет распространяться в обратном

Рис. 4.5. Положения плоскостей круговой поляризации в прямоугольном волноводе

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 невзаимным.

Ферритовые пластины ограниченной длины характеризуются дифференциальным (разностным) фазовым сдвигом ∆*φ*. С увеличением толщины пластины для максимизации ∆*φ* 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 ∆*φ*. Это очень важно для эффективного теплоотвода.

В прямоугольном волноводе со сравнительно толстой ферритовой пластиной при сильном поперечном поле подмагничивания наблюдается явление «*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.4.6, *а*). То есть пластина работает как диэлектрический волновод, в котором распространяется поверхностная волна. Для обратного распространения волны µ ≈ 1 и феррит мало влияет на структуру поля (рис.4.6, *б*). В этом случае волна «вытесняется» из пластины. Поле подмагничивания в несколько раз меньше резонансного.

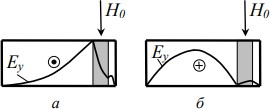
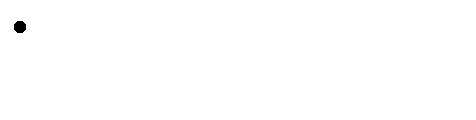


Рис. 4.6. Явление «смещения поля»: а – распределение вектора Е для падающей волны, б – для отраженной волны

* + 1. Ферритовые устройства СВЧ 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

*S*  0 0 . (4.12)

1 0

 

Вентили применяются для защиты генераторов СВЧ от изменения сопротивления нагрузки, а для построения развязывающих цепей, в качестве элементов измерительных установок.

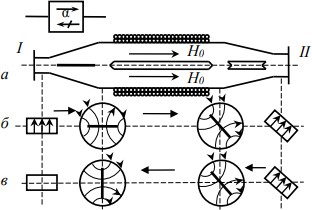


Рис. 4.7. Вентиль Фарадея

*Фарадеевский вентиль* (англ. – *Faraday isolator*), схематически изображен на рис.4.7, *а*. Он состоит из отрезка круглого волновода с ферритовым стержнем, размещенным на оси волновода, 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 *Н*10, которая подана на вход *І*, не испытывая ослабления в поглощающей пластине, трансформируется в волну *Н*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.4.7, *б*). Для уменьшения отражения концы ферритового стержня и поглощающих пластин заостряют.

Отраженная волна, поступающая на вход *ІІ* (рис.4.7, *в*), без ослабления трансформируется в волну *Н*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 *І* и поглощающей пластине. На вход *І* волна не проходит и вся мощность, которую она переносит, рассеивается в поглощающей пластине.

Реальные вентили характеризуются *потерями*

*L*  20lg *s*21 , *затуханием*

*A*  20lg *s*12 ; *развязкой H*  20lg( *s*21 / *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 вентилей 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.4.7, заменить поглощающие пластины на дополнительные ответвления прямоугольных волноводов, 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

*Поляризационный циркулятор* схематически изображен на рис.4.8, *а*. При возбуждении плеча 1 (рис. 4.8, *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.4.8, *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.4.8, *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.4.8, *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 (4.13).

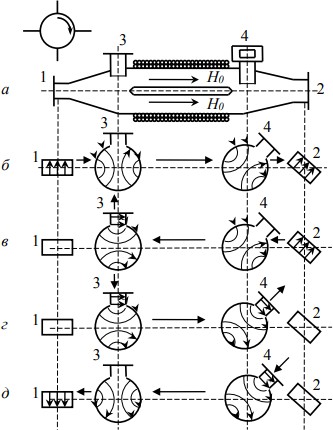


Рис. 4.8. Поляризационный циркулятор

Если в рассмотренном устройстве изменить направление поля подмагничивания (при этом *г* плоскость поляризации волны в волноводе с ферритом будет поворачиваться на 45° против часовой стрелки), тогда получим циркулятор с измененным порядком пере дачи между плечами (1–4–3–2–1). Таким образом, при изменении направления тока в соленоиде 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.

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.4.9. 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

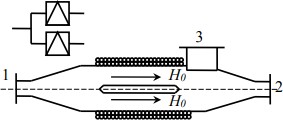
круглого волновода так, что плоскость *Н* волновода плеча 3 совпадает с плоскостью *Е* волноводов плеч 1 и 2. При отсутствии тока подмагничивания волна, которая подана в плечо 1, свободно проходит через круглый волновод с ферритом и

Рис. 4.9. Ферровый переключаель

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 θ, который проходит в плечо 2, и сигнала с горизонтальной поляризацией *E*0 sinθ, 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 аттенюатор, 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).

* + 1. Ферритовые вентили с поперечным подмагничиванием

Так называемый *резонансный вентиль* (англ. – *resonance isolator*) содержит

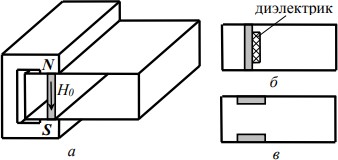
подмагниченную ферритовую пластину, которая расположена в плоскости прямоугольного волновода, где магнитное поле имеет круговую поляризацию (рис.4.10, *а*). Поперечное поле подмагничивания создается постоянным магнитом. Величина этого

Рис. 4.10. Резонансный вентиль: а – эскиз вентиля, б – ферритовая пластина в плоскости Е, в – ферритовая пластина в плоскости Н

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 правополяризованное 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 вентиля. Для расширения частотного диапазона электромагнитное поле концентрируют вблизи феррита с помощью диэлектрических вставок, например, как это показано на рис.4.10, *б*. Ферритовые пластины размещают также на широких стенках волновода (рис.4.10, *в*), что обеспечивает эффективный теплоотвод, однако такая конструкция требуют 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.

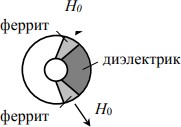


Рис. 4.11. Резонансный вентиль на коаксиальном волноводе

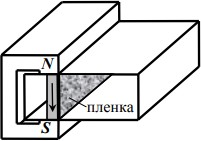
Вентили на коаксиальных линиях также реализуют принцип резонансного поглощения. В коаксиальной линии основной волной является *Т*-волна, поэтому применяются специальные средства для образования продольных составляющих магнитного поля и обеспечения вращения вектора. Частичное заполнение поперечного сечения коаксиальной линии диэлектриком с высокой диэлектрической проницаемостью приводит к трансформации

*Т*-волны в гибридную волну, которая имеет продольную составляющую магнитного поля. На рис. 4.11 показана схема коаксиального резонансного

вентиля. Параметры диэлектрического заполнения подобраны таким образом, чтобы ферритовые вставки находились под действием магнитного вектора с круговой поляризацией.

В коаксиальных вентилях рабочая полоса частот достигает октавы, потери около 1 дБ, затухание 10 – 20 дБ, КСВ не более чем 1,25.

Общими недостатками вентилей с резонансным поглощением являются высокое значение напряженности поля подмагничивания (например, несколько тысяч эрстед для вентилей трехсантиметрового

диапазона) и значительная масса магнитной системы. Существенное уменьшение массы магнитной системы имеет место в вентилях, в которых используется эффект «смещения поля».

В *вентиле со смещением поля*

(англ. – *fielddisplacement isolator*) на

прямоугольном волноводе (рис. 4.12) на поверхность ферритовой пластины нанесена поглощающая металлическая пленка, потому

Рис. 4.12. Вентиль со смещением поля

отраженная волна, которая концентрируется возле феррита, испытывает значительное поглощение. На падающую волну поглощающая пленка Вентиль со практически не влияет, вентили со «смещением поля» по сравнению с резонансными имеют существенно облегченную магнитную систему, больший рабочий диапазон частот, однако они могут работать при сравнительно невысоких уровнях мощности.

* + 1. Фазовые циркуляторы на ферритовых пластинах

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.4.13, *а* схематично изображен фазовый циркулятор на основе двух щелевых мостов. В верхнем волноводе, соединяющем щелевые мосты *І* и *ІІ*, установлена диэлектрическая пластина, которая осуществляет дополнительный фазовый сдвиг *π/*2, и ферритовая пластина, которая осуществляет фазовый сдвиг *π/*2 для распространяющейся слева направо волны и нулевой – для волны обратного направления. В нижнем волноводе установлена такая же ферритовая пластина, но дополнительный фазовый сдвиг π/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 *І*. 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 *ІІ* 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 *ІІ*, 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.

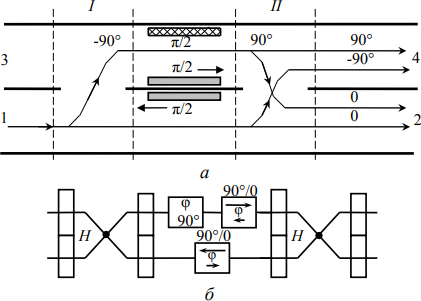


Рис. 4.13. Фазовый циркулятор на двух щелевых мостах: а – эскиз, б – схема электрическая принципиальная

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

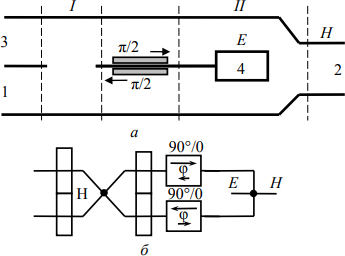


Рис.4.14. Фазовый циркулятор на мостах разного типа: а – эскиз, б – схема электрическая принципиальная

противоположного направления и реализуется другая последовательность передачи мощности: 1–4–3–2–1.

В фазовом циркуляторе, показанном на рис.4.14, применяется щелевой мост *І* и свернутый двойной тройник *ІІ*. Рассмотрим кратко фазовые соотношения для этого циркулятора, например, когда волна поступает в плечо

3. Эта волна делится пополам щелевым мостом *І*. 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 *ІІ* являются противофазными, потому они будут возбуждать *Е*-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.

Циркулятор мостового типа представляет собой волноводное, коаксиальное или полосковое соединение, в котором размещен намагниченный ферритовый образец. Наиболее простым циркулятором мостового типа является *Yциркулятор* (англ. – *Y-circulator*). Волноводный *Y*-циркулятор (рис.4.16, *а*) выполняется на основе *Y*-тройника в плоскости *Н*, 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 оказывается противоположным. 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

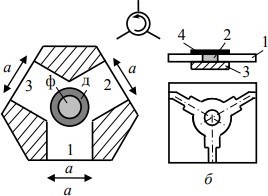
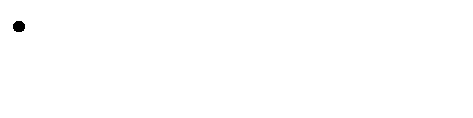


Рис. 4.16. Y-циркуляторы:

а – волноводный, б – полосковый

0 0 1

*S*  1 0 0 . (4.14)

 

0 1 0

Диэлектрическая втулка в конструкции *Y*- циркулятора (рис.4.16, *а*) способствует повышению температурной стабильности и стойкости характеристик к изменению величины поля подмагничивания.

Подобную конструкцию имеет

*Y-*циркулятор в полосковом исполнении

(рис.4.16, *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 вентили для миллиметрового диапазона.

* + 1. Контрольные вопросы

1. Что такое ферромагнитный резонанс?
2. Какое устройство называется вентилем?
3. Какие основные параметры используют для характеристики вентилей?
4. Каков принцип работы фарадеевского вентиля?
5. Какое устройство называется циркулятором?
6. Какова конструкция фазового циркулятора?
7. Какое устройство называется *Y*-циркулятором?

### РЕЗОНАТОРЫ И ФИЛЬТРЫ СВЧ

* + 1. Резонаторы СВЧ
    2. Объемные резонаторы СВЧ и их характеристики

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 средине или вблизи которых будет концентрироваться переменное электромагнитное поле. Свойства объемных резонаторов схожи со свойствами колебательных контуров. Благодаря высокой добротности в сантиметровом диапазоне (~103–104) 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 боков отражающими стенками. Допустим, что в волноводе на частоте ω возбуждена волна определенного типа. Длину волны в волноводе определим выражением

    2 , (5.1)

1  /





*кр*



2



где

  0 /

– длина волны в среде; *λ*0 – длина волны в вакууме;

*εr*, *μr* –относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости среды;

*r* *r*

*λкр* – 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

  *l*

 1

 *l*

 2 , (5.2)

где *φ*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

 

2*l*

 1 + 2  2 *s*,

*s* 1,2,... .

(5.3)

Взяв к сведению возможные значения φ1 и φ2, преобразуем (5.3) к виду

 2*l* / *p* , (5.4)

где *p* = *s* − *δ*; *δ* = 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 полуволн Λ/2, то есть *l* = *p*Λ/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*Λ, *p* =1,2,.... В данном случае в резонаторе устанавливается режим бегущей волны.

Для описания свойств резонатора с потерями вводят понятие *комплексной собственной частоты ω*0 = *ω′+ jω′′* (аналогичным образом можно ввести комплексную резонансную частоту). Мнимая часть описывает затухание колебаний в резонаторе. Обычно ω′′ << ω′ и ω0 ≈ ω′.

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*  

2

. (5.5)

Величину обратную добротности, которая определяет относительное уменьшение амплитуды колебаний за каждый последующий период, называют *декрементом затухания* (англ. – *decrement*):

*d*  1  2 . (5.6)

*Q* 

В случае малых потерь добротность резонатора можно определить по формуле (энергетическое определение добротности)

*Q*  2 *WЗ*

*W*

  *WЗ* , (5.7)

0 *P*

*П П*

где *W*з – запасенная при резонансе электромагнитная энергия; *W*п – энергия полных потерь за период; *P*п – 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

*PП*  *P*0  *Pвн* , (5.8)

где *P*0 – мощность собственных потерь (непосредственно в резонаторе); *P*вн – мощность внешних потерь, которая определяется выходом энергии из резонатора через элементы связи во внешнюю цепь.

Из (5.7) и (5.8) следует, что

1  1

*Qн Q*0

 1

*Qвн*

, (5.9)

причем *Q*0 называют *собственной* (англ. – *unloaded*, *internal*) добротностью резонатора; *Q*вн – *внешней* (англ. – *external*) добротностью, обусловленной потерями на элементах связи.

Собственную добротность можно определить следующим образом:

1  1

*Q*0 *QМ*

 1 , (5.10)

*QД*

где *Q*м – добротность, обусловленная потерями в проводниках стенок резонатора; *Q*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:

  *Pвн*  1 

1 *P*0 *P*

*вн*

1 *Qвн Q*

0

*Pвн*  *P*0

1 . (5.11)

Величину *κ* = *P*вн / *Р*0 = *Q*0 / *Q*вн называют *коэффициентом связи* (англ. – *coupling coefficient*) резонатора. При *κ* = 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*  *Q*0 , (5.12)

2

При условии *κ* > 1 излучаемая в нагрузку мощность превышает мощность, которая рассеивается в резонаторе. Такой режим называют *режимом пересвязи* (англ. – *overcoupled*). И, наконец, при слабой связи (*κ* < 1) потери мощ ности в нагрузке меньше потерь мощности в резонаторе, возникает так называемый *режим недосвязи* (англ. – *undercoupled*). Нагруженная добротность при этом близка к собственной добротности резонатора.

Резонаторы СВЧ имеют бесконечное количество собственных частот, однако вблизи определенной 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 (ω ≠ ω0) входное сопротивление *Z*вх→0 в этой плоскости, то следует пользоваться параллельной схемой, если *Z*вх→∞ – последовательной. На практике отдают предпочтение параллельному контуру (рис.5.1, *а*). Для выполнения эквивалентности необходимо, чтобы колебательные системы имели одинаковую резонансную частоту и одинаковую добротность, то есть

*Q*  *C*0 *R*  *C R*  ; *L C* 2  1 . (5.13)

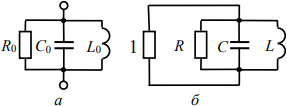
0

0 0 0 0 0 0 0

*L*

0

С помощью этих двух уравнений, если известны параметры резонатора *Q*0

и ω0, 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

Рис. 5.1. Эквивалентная схема резонатора: а – общая схема; б – схема нагруженного резонатора

передачи, которая согласована с нагрузкой. Заменим линию ее эквивалентом в виде единичного нормированного сопротивления. Тогда получим эквивалентную цепь (рис.5.1, *б*), элементы которой нормированы к

волновому сопротивлению линии передачи. При этом выражения для добротности принимают вид

*Q*  *CR* ; *Q*  *C*

*R*  ; *Q*  *C* ; *LC*2  1. (5.14)

0 0

Тогда коэффициент связи равен

*R* 1 0 *вн* 0 0

*к*  *Q*0 *Qвн*  *R* . (5.15)

Таким образом, уравнения (5.14) и (5.15) определяют элементы эквивалентного контура *R*, *C*, *L* через *κ*, *Q*0 и ω0.

Применяя методы классической теории цепей, можно найти нормированное сопротивление контура в виде

 1 

1 1 

  

1

*z*'   *j*  *C*   *к* 1 *jQ* 



0

 0 

. (5.16)

*н*  

*R*





*L*  

 0  

На рис.5.2 изображены частотные зависимости модуля и фазы

коэффициента отражения резонатора   (*z*' 1) / ( *z*' 1) . Видно, что в

*н н*

случае связи, меньшей критической *κ* < 1 (кривая 1), на зависимости |Γ| наблюдается узкий минимум, а фаза коэффициента отражения при *ω* = *ω*0 достигает *π* и остается близкой к этому значению. Скачок от *π* до − *π* на графике обусловлен областью значений функции arg(Γн). При критической связи *κ* = 1 (кривая 2), коэффициент отражения на резонансной частоте равен нулю, то есть резонатор на этой частоте согласован с линией, а фаза скачкообразно изменяется от *π/*2 до − *π/*2. Если связь больше критической *κ* > 1 (кривая 3), фаза коэффициента отражения изменяется монотонно, а |Γ| имеет широкий минимум при *ω* = *ω*0.

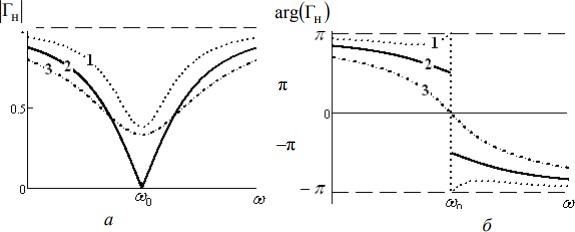


Рис. 5.2. Частотные зависимости модуля (а) и фазы (б) коэффициента отражения

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 *κ = Kст*, во втором – *κ = 1/Kст = Kбв*.

Когда рабочая частота достаточно удалена от резонансной, то сопротивление контура *Z* представляет собой практическое короткое замыкание (Γ≅−1).

* + 1. Эквивалентные схемы резонаторов разных типов и способы возбуждения объемных резонаторов

Существует разнообразное число 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 Λ/2 или Λ/4, разомкнутые или короткозамкнутые на концах. В табл.5.1 приведены эквивалентные схемы и основные формулы для расчета таких резонаторов. Указанные выражения получены в рамках теории длинных линий с рабочими волнами *Т*-типа. Однако приведенные формулы можно использовать и для приближенного анализа волноводных резонаторов с рабочими колебаниями *Е*- или *Н*-типов, если резонаторы рассматривать в узкой полосе частот вблизи отдельной резонансной частоты и влиянием соседних колебаний можно пренебречь.

Полые резонаторы преимущественно выполняют на основе волноводов прямоугольного (рис.5.3, *а*) или цилиндрического (рис.5.3, *б*) сечения, которые закорачиваются с обоих концов поперечными металлическими стенками. Если длина резонатора задана, то можно найти его резонансную длину волны и частоту:

0  1

1 *кр*

2   *p*

2*l* 2 ,

*f*0  

, (5.17)

 

1   *p* 2*l*

2





2

*кр*

где

  0

– длина волны в волноводе,

  *с* / *r* *r*

– скорость

распространения электромагнитных волн в среде, заполняющей резонатор.

1  



*кр*



2

Для призматического (прямоугольного) резонатора имеем

0*mnp*  2

*m a*2  *n b*2   *p l* 2 , (5.18)

где *a, b, l –* геометрические размеры резонатора, *m, n, p –* индексы резонансных колебаний, для цилиндрического резонатора –

  2  *a*2   *p l* 2 , (5.19)

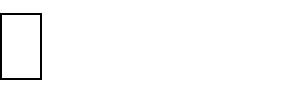
0*mnp mn*

где *a* – радиус; *l* – длина резонатора; ν*mn n-*й корень функции Бесселя *m*-го порядка для *Е*-колебаний или *n-*й корень производной этой функции Бесселя для *Н*-колебаний.

Из выражений (5.18), (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 *Е* типов колебаний в резонаторах в виде усеченного сферического сектора, когда с уменьшением объёма резонаторов их собственная частота уменьшается. При этом для собственной частоты колебаний типа *Е*112 помимо наличия падающего участка на кривой зависимости собственных частот от отношения радиусов сферических оснований, имеется ещё и пологий минимум.

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 , где *δs* – глубина

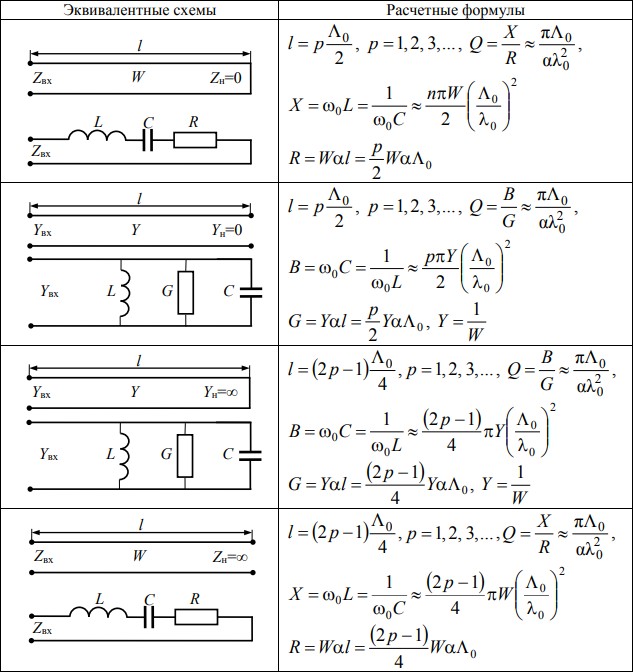


1 *V*

*s S*

скин-слоя. Таким образом, максимальная собственная добротность должна быть у сферического резонатора (рис.5.3, *в*), однако существенным недостатком таких резонаторов является сложность их изготовления.

Таблица 5.1.



Для уменьшения длины коаксиальных резонаторов, что особенно актуально в дециметровом диапазоне, используют конструктивную (укорачивающую) емкость на конце центрального стержня (рис.5.3, *д-е*).

Иногда для конкретных практических задач применяют резонаторы более сложных форм, например, тороидальные, в случае построения магнетронов (рис.5.3, *г*).

В интегральных схемах СВЧ диапазона широко применяются резонаторы на основе полосковых и микрополосковых линий. На рис.5.3 представлены примеры реализации резонаторов на полосковых линиях.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 5.3. Резонаторы СВЧ: а – призматический;  б – цилиндрический;  в – ферический; г – тороидальный; д – коаксиальный; е – коаксиальный с  укорачивающей емкостью;  є,ж – полосковые; з – обозначение на схемах | 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 возникновение 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 удается избежать возбуждения паразитных типов колебаний, то их подавление осуществляют с помощью специальных устройств.

В случае работы с коаксиальной линией для возбуждения полого резонатора используют петлю или штырь (рис.5.4, *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.5.4, *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.

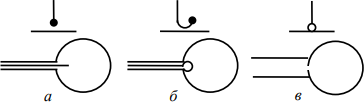


Рис. 5.4. Схемы питания объемного резонатора: а – с помощью штыря; б – с помощью петли; в – с помощью диафрагмы

* + 1. Резонаторы открытого типа и их характеристики

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 раз, объем резонатора, и накопленная в нем энергия при той же



*N*

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. Потому 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 Δ*N*, которое приходится на интервал частот Δω, равно в соответствии с формулой Релея – Джинса

*N*  *V ,* (5.20)

2 2*c*3

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.

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 отличии 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.5.5). *Радиационную* (англ. – *radiation*), то есть обусловленную потерями на излучение, добротность рассмотренного резонатора можно приближенно оценить по формуле

4  *l* 2 

2 2 

*Qрад* 

 

*p*    1  *Г*1

 *Г*2 / 2 , (5.21)

где Γ1, Γ2 – коэффициенты отражения от левой и правой неоднородностей.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 5.5. Резонатор, образованный двумя неоднородностями | 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 Г1 = Г2 = 0, находим минимальное значение добротности, которую может иметь открытый резонатор:

4  *l* 2

(5.22)

*Qмин* 

  ,

*p*  



*p*  1, 2,... .

Эта добротность может достигать больших значений при *l* >> λ , то есть при

Λ >> *λ*. Поскольку    , то это условие выполняется на частотах,

1 ( *fкр* / *f* )

2

близких к критической частоте волновода.

Формула (5.21) качественно справедлива и для открытого волноводного резонатора, излучение из которого осуществляется в свободное пространство. При этом под Г1 и Г2 следует понимать коэффициенты отражения от открытого конца волновода, значения которых при *λ ≈ λкр* могут быть близки к единице.

В рассмотренном ОВР высокую добротность имеют только колебания типа *Emn*1 и *Hmn*1. Потому плотность спектра высокодобротных колебаний разрежена по третьему индексу, благодаря чему он сохраняет свои частотноселективные

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.5.6). Например, симметричный *биконический резонатор* (БР), создают на базе круглого волновода, радиус которого изменяется по линейному закону *r*  *z* tg , *а*0 – минимальный радиус посредине резонатора; *l* – длина резонатора; θ – угол при вершине конуса; *z*кр1, zкр2 – продольные координаты критических сечений.

В средней части таких резонаторов существуют волны, постоянные распространения которых уменьшаются в случае удаления от центра резонатора. Вблизи тех сечений, для которых выполняются критические условия (γ = 0), образуются *каустические* поверхности (на рис.5.6 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.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 5.6. Биконичический резонатор | 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*0*np*. В таких резонаторах удается 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.

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 0,28*а*0 от диаметра основания конических составляющих резонатора. Возможна такая комбинация диаметров открытых торцов биконического резонатора (менее 0,72*а*0) и диаметров отверстий связи, при которых его резонансная частота и нагруженная добротность будут незначительно отличаться от этих же параметров для закрытого резонатора. 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.

* + 1. Диэлектрические резонаторы и их характеристики

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 высокодобротные 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 tgδ ~10−3 −10−4), температурный коэффициент диэлектрической проницаемости и температурный коэффициент линейного расширения (ТКЛР). Для уменьшения геометрических размеров применяются диэлектрики с диэлектрической проницаемостью ε ≈10 и более. Добротность ДР зависит от потерь в диэлектрике и потерь на излучение. То есть

1  1  1

, (5.23)

*Q QД Qрад*

где *Q*д ≈ 1\**tgδ* – добротность, обусловленная потерями в диэлектрике,

*tgδ = ε′′ / ε′* - тангенс угла диэлектрических потерь.

Для уменьшения радиационных потерь, особенно в коротковолновой части сантиметрового и миллиметровом диапазонах, на практике широко применяются цилиндрические ДР *квазиоптического типа*, 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 *волноводно-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.5.7).

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 5.7. 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*0*n*, обладающими аномально малым затуханием, обусловленным практически полным отсутствием продольных токов в металлической стенке волновода.

Благодаря этому колебания *H*0*np* 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*0*np* 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.

* + 1. Проходные резонаторы и их характеристики

*Проходной* (англ. – *reentrant*) резонатор (рис.5.8, *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

1  1  1 

1 , (5.24)

*Q Q*0 *Qвн*1

*Qвн* 2

где *Qвн*1, *Qвн*2– внешние добротности плеч 1 и 2, их часто называют добротностями входа и выхода.

Коэффициенты связи определяются соотношениями

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 5.8. Резонатор, включенный на проход: а – общий вид,  б – эквивалентная схема | *к*1  *Q*0 *Qвн*1 ; *к*2  *Q*0 *Qвн*2 . (5.25) Тогда выражение для нагруженной добротности (5.24) можно записать в виде  *Q*  *Q*0 . (5.26)  1 *к*1  *к*2  В общем случае, когда связи отличаются (κ1 ≠ κ2), в эквивалентной схеме (рис.5.8, *б*) следует предусмотреть трансформаторы с такими коэффициентами трансформации, чтобы  *к*  *R* , *к*  *R* . (5.27)  1 1 *n*2 2 1 *n*2  1 2 |

Уравнение (5.27) вместе с уравнениями

*LC*0 1, *RC*0  *Q*0 , (5.28)

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*  1  *Q* ; *n*  ; *n*  . (5.29)



*к*1

*к*2

0 *L*0 0 1 2

Нормированная проводимость эквивалентной схемы на резонансной частоте будет равна

*y*'  1  1  *n*2   1 (1 *к*

) . (5.30)

*n*2  *R*

2  *к* 2

1   1

По условию согласования необходимо, чтобы *y*′ =1, это будет выполняться в случае, когда

*к*1 1 *к*2. (5.31)

Таким образом, если коэффициенты связи одинаковы (*κ*1 = *κ*2 = *κ*), согласования линии с резонатором достичь невозможно.

Известно, что коэффициент передачи из плеча 1 в плечо 2 также будет максимальным, когда выполняется условие согласования (5.31). Причем коэффициент передачи растет с увеличением κ1 и κ2, однако при этом уменьшается нагруженная добротность *Q* и селективность.

* + 1. Микрополосковые резонаторы и их характеристики

Простейшим микрополосковым резонатором (МПР) является отрезок микрополосковой линии (МПЛ). Концы полоскового проводника МПР бывают как разомкнуты, так и коротко замкнуты на экран. Ширина *W* полоскового проводника в общем случае может изменяться вдоль его длины. Обычно она изменяется скачком. Скачок ширины *W* уединенного МПР приводит к скачку волнового сопротивления *Z* участка МПЛ. Микрополосковые резонаторы, имеющие скачки волнового сопротивления, называют нерегулярными. Напротив, волновое сопротивление регулярного МПР постоянно по всей длине его полоскового проводника. Так как на разомкнутых концах полоскового проводника образуются узлы тока, а на короткозамкнутых концах – узлы напряжения, то длина регулярного МПР с обоими разомкнутыми концами

*l*  *n**g* / 2 (*n* 1, 2,3,...), (5.32)

а длина регулярного МПР с одним разомкнутым концом и одним короткозамкнутым концом

*l*  *n**g* / 4 (*n* 1,3,5,...) , (5.33)

где *λg* – длина волны в МПЛ на резонансной частоте. Электрические длины θ этих резонаторов на резонансной частоте кратны соответственно π и π/2. Поэтому МПР с обоими разомкнутыми концами называют полуволновым, а МПР с одним разомкнутым и одним короткозамкнутым концом – четвертьволновым. Заметим, что суммарная электрическая длина составляющих отрезков нерегулярного МПР уже не кратна π и π/2.

Микрополосковые резонаторы в фильтрах СВЧ обычно включают по схеме четырехполюсника. Точки входа и выхода МПР могут быть выбраны в любой

точке полоскового проводника. Часто эти точки выбирают на концах проводника.

Получим уравнение для резонансных частот резонатора СВЧ. Рассмотрим входную комплексную проводимость *Y*вх(ω) резонатора с разомкнутым выходом (*Y*вых = 0). Очевидно, что частоты ω*n*, на которых *Y*вх(ω) обращается в нуль, являются частотами свободных колебаний уединенного резонатора. Последние, в свою очередь, совпадают с резонансными частотами вынужденных колебаний. В отсутствие потерь комплексная проводимость резонатора СВЧ, как и *LC*- контура, является чисто мнимой величиной. Поэтому уравнение для определения резонансных частот резонатора СВЧ можно записать в виде

*B*(*n*)  0 , (5.34)

где

*B*()

 Im*Yвх* ()

* реактивная проводимость на входе резонатора СВЧ при

разомкнутом выходе.

Получим формулы для реактивных проводимостей *B*(ω) некоторых МПР. Начнем с регулярного полуволнового МПР, изображенного на рис.5.9. Его входом и выходом являются концы полоскового проводника с электрической длиной θ и волновым сопротивлением *Z*.

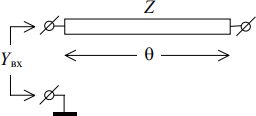


Рис. 5.9. Схема регулярного полуволнового МПР

Комплексная проводимость на входе четырехполюсника при разомкнутом выходе связана с элементами *t*11 и *t*22 его матрицы передачи [*T*] формулой

*Yвх*  *C* / *T* . (5.35)

Получаем комплексную проводимость

*Yвх*  *iY tg* , (5.36)

а с ней и реактивную проводимость

*B*()  *Y tg* , (5.37)

где *Y*  *Z*1 – волновая проводимость отрезка МПЛ, образующего резонатор.

Из формул (5.34) и (5.37) получаем подтверждение того, что на резонансной частоте электрическая длина θ регулярного полуволнового МПР кратна π.

Используя для реактивной проводимости *B*(ω) выражение (5.37), вычисляем крутизну реактивной проводимости на частоте *n*-го резонанса

*b*  *Yn* /2 . (5.38)

Здесь при дифференцировании *B*(ω) по ω учтено, что θ пропорционально ω.

Перейдем теперь к нерегулярному полуволновому МПР, получающемуся каскадным соединением двух отрезков МПЛ с волновыми сопротивлениями *Z*1, *Z*2 и электрическими длинами θ1, θ2 (рис.5.10). Суммарная электрическая длина такого резонатора θ*T* = θ1 + θ2. Найдем матрицу передачи:

*T*  

 cos1 cos2  *Z*1*Y*2 sin1 sin2 *i* *Z*2 cos1 sin2  *Z*1 sin1 cos2 

(5.39)

  

*i* *Y*1 sin1 cos2 *Y*2 cos1 sin2  cos1 cos2 *Y*1*Z*2 sin1 sin2 

 

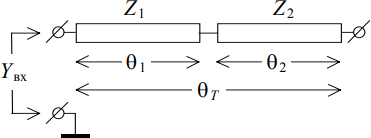


Рис. 5.10. Схема нерегулярного полуволнового МПР

Подставляя элементы *t*11 и *t*22 матрицы (5.39) в выражение (5.35) и выделяя в нем мнимую часть, получаем

*B*()  *Y*

*Y*1 *Y*2 sin1 2   *Y*1  *Y*2 sin*T* . (5.40)

1 *Y* *Y* cos    *Y*  *Y* cos

1 2 1 2 1 2 *T*

В частном случае θ1 = θ2 из формул (5.40), (5.34) находим, что на частоте *n*- го резонанса суммарная электрическая длина проводников

*T*  *n* , (5.41)

а крутизна реактивной проводимости на входе отрезка МПЛ с волновым сопротивлением *Z*1

*b*  *n* *Y*

1 *Y*1 / *Y*2

. (5.42)

2 1 1 (1)*n*  1 (1)*n* *Y* / *Y*

1 2

Рассмотрим теперь случай, когда точка входа МПР смещена от конца полоскового проводника с волновым сопротивлением *Z*1 на расстояние θ*c* < θ1, как показано на рис.5.11. Такой способ подключения МПР называют кондуктивным или автотрансформаторным.

Реактивная проводимость на входе МПР складывается из реактивных проводимостей двух частей резонатора, на которые точка кондуктивного подключения делит его. Суммируя выражения (5.37) и (5.40), в которые предварительно внесены соответствующие уточнения для электрических длин, получаем

*B*()  *Y*  *Y*1  *Y*2 sin 1 2   *Y*1  *Y*2 sin*T* . (5.43)

1 2 cos *Y* cos cos    *Y* sin sin   

*C*  1 2 1 *C* 2 2 1 *C* 

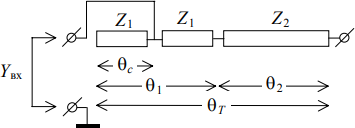


Рис. 5.11. Схема кондуктивного подключения нерегулярного МПР

Сравнивая числители выражений (5.40) и (5.43), замечаем, что кондуктивное подключение не влияет на резонансные частоты МПР. Они по прежнему являются корнями уравнения

*Y*1 *Y*2 sin1 2 *Y*1 *Y*2 sin*T*  0. (5.44)

Дифференцируя (5.43) и учитывая (5.44) получаем значение параметра крутизны реактанса:

*Y*1 *Y*2 1 2 cos1 2  *Y*1 *Y*2 *T* cos*T*

*b*  *Y*1

4cos

*Y* cos

cos 

*Y*

sin

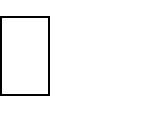
sin  

 . (5.45)

*C*  1 2 1 *C* 2 2 1 *C* 

Подробнее остановимся на симметричной конструкции нерегулярного полуволнового МПР, изображенной на рис.5.12. Резонатор такой конструкции называют резонатором со скачком волнового сопротивления (СВС). Резонатор с СВС получается каскадным соединением двух нерегулярных полуволновых МПР, изображенных на рис.5.12, один из которых предварительно повернут на 180° или зеркально отображен относительно поперечной плоскости.

Матрицу передачи такого МПР можно рассчитать, перемножая матрицу передачи левой половины резонатора, получающуюся из (6.8) заменой индексов

1  2, на матрицу передачи правой половины резонатора, выражаемую формулой (5.39). Подставляя элементы *t*11 и *t*22 полученной матрицы в формулу (5.35) и выделяя в ней мнимую часть, находим реактивную проводимость на входе МПР

*B*  *Y*

2  *K tg*1  *tg*2  *K*  *tg*1 *tg*2 

, (5.46)

2 *K* 1 *tg* 2 1 *tg* 2   2 *K* 2 1*tg* *tg*

1 2 1 2

где *K* – параметр СВС, определяемый отношением

*K*  *Z*2

*Z*1 . (5.47)

Приравнивая нулю выражения в обеих круглых скобках числителя в формуле (5.46), получаем, согласно (5.34), два независимых уравнения для определения резонансных частот

*K* *tg*1 *tg*2  0, (5.48)

*K tg*1 *tg*2  0 . (5.49)

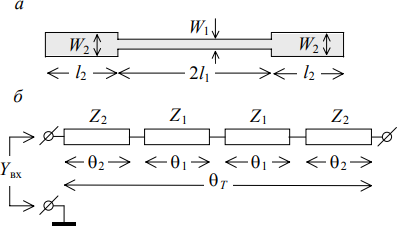


Рис. 5.12. Симметричный нерегулярный полуволновый МПР: а − рисунок полоскового проводника; б − схема

Уравнение (5.48) задает частоты ω*n* всех нечетных резонансов, в том числе и первого (*n* = 1, 3, 5, …). Уравнение (5.49) задает частоты всех четных резонансов (*n* = 2, 4, 6, …).

Полосы пропускания в фильтрах СВЧ образуются на резонансных частотах. Обычно первую полосу пропускания фильтра делают рабочей (основной). Через нее проходит выделяемый сигнал. Все остальные полосы пропускания оказываются паразитными. Через них проходят помехи и шумы. Часто бывает важно, как можно дальше отодвинуть от рабочей полосы ближайшую к ней паразитную полосу пропускания.

Найдем зависимость суммарной электрической длины *θT* = 2*θ*1+2*θ*2 на частоте первого резонанса от θ1. Для этого уравнение (5.48) перепишем в виде

*tg* *T*

 *tg*1  *K* / *tg*1

*K* 1. (5.50)

2 1 *K*

На рис.5.13 по формуле (5.50) построены зависимости суммарной электрической длины θ*T* симметричного нерегулярного МПР от относительной электрической длины его внутреннего участка. Видно, что уменьшение *K* при 0 < 2*θ*1/*θT* < 1 приводит к уменьшению *θT*, а увеличение *K* – к увеличению *θT*. Так как волновое сопротивление любой МПЛ увеличивается с уменьшением ширины ее полоскового проводника, уменьшение ширины центрального участка МПР приводит к уменьшению отношения *K*. Поэтому уменьшение ширины центрального участка полоскового проводника в МПР с СВС приводит к

уменьшению его электрической длины (*θT* < π), а увеличение ширины – к увеличению электрической длины (*θT* > *π*).

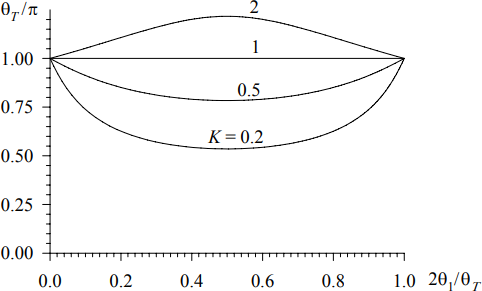


Рис. 5.13. Зависимости суммарной электрической длины нерегулярного полуволнового МПР от длины его внутреннего участка

Уменьшение суммарной электрической длины *θT* нерегулярного МПР при фиксированной резонансной частоте ω1 означает уменьшение его суммарной геометрической длины *lT* = 2*l*1+2*l*2, а уменьшение θ*T* при фиксированной длине *lT* означает понижение резонансной частоты ω1.

Наоборот, увеличение *θT* означает увеличение длины *lT* или повышение частоты ω1.

Найдем минимум функции *θT* (*θ*1) при *K* < 1 и максимум при *K* > 1.

Дифференцируя правую и левую части уравнения (5.50) по *θ*1, получаем

*tg*21  *K*  1 *K* sin21  0

   

Отсюда, принимая во внимание (5.50), находим, что в точке экстремума

1 2  *arctg K* ,

*T*  4*arctg*

. (5.51)

На рис.5.14 по формулам (5.48) и (5.49) построены зависимости *θT* (lg*K*) на резонансных частотах при различных значениях 2*θ*1/*θT*. Очевидно, что при фиксированной длине резонатора *lT* аналогичные зависимости имеют резонансные частоты *ωn*.



*K*

Как уже отмечалось, для увеличения ширины высокочастотной полосы заграждения часто бывает важно обеспечить максимальное отношение резонансных частот *ω*2/*ω*1. Расчет показывает, что это отношение экстремально, когда электрическая длина внутреннего участка МПР составляет 1/3 от

суммарной электрической длины резонатора, то есть при 2*θ*1/*θT* = 1/3. Этот случай иллюстрирует график на рис. 5.14, *б*.

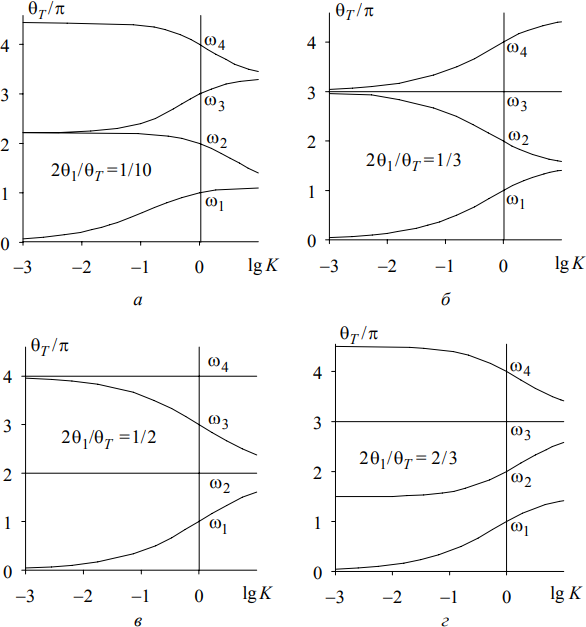


Рис. 5.14. Зависимости электрических длин МПР от параметра СВС при различной длине внутреннего участка

Вычислим теперь параметр крутизны реактивной проводимости резонатора с СВС на частоте первого резонанса. Дифференцируя (5.46) и учитывая (5.48) получаем

*b*  *Y*   sin 22  . (5.52)

2  2 1 sin 2 

 1 

Результаты, приведенные в этом разделе, требуют следующего уточнения. Все расчеты МПР выполнены в одномодовом приближении, то есть в приближении длинных линий. Это значит, что при расчете резонаторов учитывалась только волна основного типа, которая является единственной волной в МПЛ, осуществляющей перенос энергии. Никакие волны высших типов, которые локализуются вблизи нерегулярностей МПЛ, не учитывались. В микрополосковом резонаторе такими нерегулярностями являются разомкнутые концы полоскового проводника. Локализация на них волн высшего типа проявляется в резком возрастании погонной плотности зарядов.

Такое возрастание эквивалентно внесению в схему МПР некоторой точечной концевой емкости *Ck* дополнительно к погонной емкости *C*. Величина концевой емкости, пФ, может быть вычислена по приближенной формуле

*C* 1.373

*W* / *h*  0.264 *h* , (5.53)

*k W* / *h*  0.8 *Z*

*eff*  0.3

*eff*  0.258



*eff*

где толщина подложки *h* и ширина полоскового проводника *W* выражены в миллиметрах, а волновое сопротивление *Z* − в омах. При 2 ≤ *εr* ≤ 50 и *W* ≥ 0.2 погрешность этой формулы составляет около 4 %.

Очевидно, что наличие концевых емкостей *Ck* на концах отрезка МПЛ эквивалентно его удлинению на каждом конце на величину Δ*l* = *Ck* /*C*. Поэтому при расчете МПР в одномодовом приближении влияние волн высшего типа будет учтено, если конечную расчетную длину *l* полоскового проводника укоротить на величину Δ*l* с каждого конца. Из (5.53) следует, что укорочение может быть вычислено по формуле

*l*  0.412

*eff*

 0.3

*W* / *h*  0.264 *h* . (5.54)

*eff*

 0.258

*W* / *h*  0.8

Рассмотренные здесь нерегулярные МПР содержат кроме разомкнутого конца еще одну нерегулярность – скачок ширины полоскового проводника. На нем также локализуются волны высшего типа. Они обеспечивают непрерывность напряженности электрического и магнитного поля по обе стороны поперечной плоскости, в которой состыковываются две МПЛ.

* + 1. Фильтры СВЧ

Фильтры являются обычно пассивными взаимными устройствами и характеризуются частотной зависимостью вносимого в тракт затухания:

*L*() 

*Pвх Pвых*

1 2 2( *j*) , (5.55)

где *Р*вх, *Р*вых – входная и выходная мощности четырехполюсного фильтра; ξ – коэффициент, характеризующий постоянство коэффициента передачи в полосе пропускания; *φ* – функция аппроксимации (фильтрации).

Полоса частот с малым затуханием называется *полосой пропускания*, а полоса частот с большим затуханием – *полосой заграждения*. Полосы пропускания и заграждения определяются по граничным частотам (частотам среза), выделяемым по заданным уровням затухания. По взаимному расположению полос пропускания и заграждения принято выделять следующие типы фильтров:

* + фильтры нижних частот (ФНЧ), пропускающие частотные составляющие сигналов ниже заданной граничной частоты и подавляющие спектральные составляющие сигналов с частотами выше граничной;
  + фильтры верхних частот (ФВЧ), пропускающие сигналы на частотах выше заданной и подавляющие спектральные составляющие других частот;
  + полосно-пропускающие (полосовые) (ППФ), пропускающие спектральные составляющие сигнала в пределах заданной полосы частот и подавляющие составляющие сигнала вне этой полосы;
  + полосно-заграждающие (режекторные) (ПЗФ), подавляющие сигналы в пределах заданной полосы частот и пропускающие спектральные составляющие сигнала вне этой полосы;
  + специальные, имеющие сложную частотную характеристику.

Частотные характеристики рабочего затухания *L* и структурные обозначения ФНЧ, ФВЧ, ППФ и ПЗФ приведены на рис. 5.15.

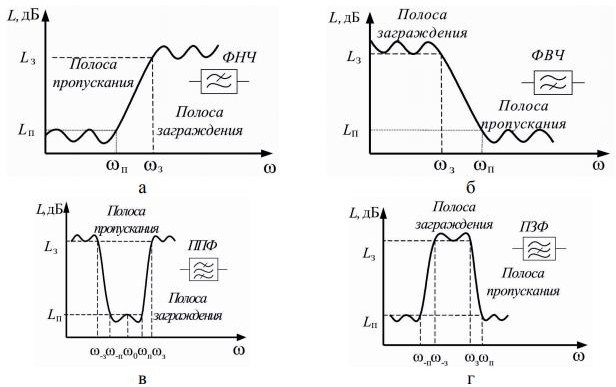


Рис. 5.15. Частотные характеристики фильтров

* + 1. Низкочастотные прототипированные и синтез фильтров СВЧ

Расчет фильтров производится с помощью специальных преобразований с использованием низкочастотного прототипа: при этом осуществляются следующие переходы:

где *нч*

– для ФНЧ

* граничная частота;

  *нч* ,

* + для ФВЧ

 *вч*  ,

где *вч*

* граничная частота;
  + для ППФ

 *ПП* 1 *ПП* ,

 *ПП*

где *ПП*   0 , 0 – средняя частота в полосе пропускания, величина полосы пропускания;

*ПП*

* относительная
  + для ПЗФ  ,

*ПЗ*

1 *ПЗ*  *ПЗ*

где *ПЗ*   0

, 0 – средняя частота в полосе пропускания,

*ПЗ* – относительная

величина полосы заграждения.

Вид характеристики низкочастотного прототипа зависит от функции аппроксимации (фильтрации), которая определяет тип фильтра.

В настоящее время наиболее распространенной методикой расчета фильтров СВЧ является методика, согласно которой вначале рассчитывается низкочастотный (НЧ) фильтр-прототип. Нахождение параметров схемы фильтра-прототипа по заданной частотной характеристике фильтра является задачей параметрического синтеза. Для общности результатов все величины нормируются. Сопротивления нагрузки и генератора принимаются равными единице. Наряду с нормировкой по сопротивлению проводится нормировка по частоте, например, граничная частота полосы пропускания принимается равной единице. Таким образом, расчет фильтра СВЧ сводится к синтезу схемы НЧ- прототипа и замене элементов с сосредоточенными параметрами их эквивалентами с распределенными параметрами.

Для аппроксимации частотных характеристик затухания применяется ряд функций, удовлетворяющих условиям физической реализуемости фильтров.

В настоящее время применяют следующие виды аппроксимаций фильтров:

* + - 1. Баттерворта

где n – число звеньев фильтра

* + - 1. Чебышева

()  *n* , (5.56)

()  cos(*narctg*) . (5.57)

* + - 1. Кауэра

2 2

()  *H*  0 . (5.58)

1  2 2



Здесь Ωoμ и Ωμ – нули и полюсы, определяемые функцией Якоби,

*H*1 – постоянный коэффициент.

Характеристика затухания фильтра Баттерворта приведена на рис. 5.16, а. Фильтр Баттерворта характеризуется монотонным изменением затухания в полосе пропускания и задерживания.

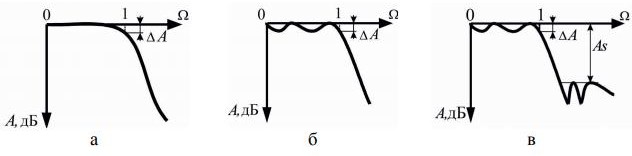


Рис. 5.16. Частотные характеристики затухания фильтров: а – Баттерворта; б – Чебышева; в – Кауэра

Характеристика затухания фильтра Чебышева имеет равноволновой колебательный характер в полосе пропускания и монотонный – в полосе задерживания (рис. 5.16, б).

Частотные характеристики фильтров Кауэра имеют колебательный характер как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания (рис. 5.16, в).

Характеристики затухания фильтров Бесселя монотонны в полосе пропускания и задерживания. Кроме указанных применяются также аппроксимации ультрасферическими полиномами (полиномами Гегенбауэра), полиномами Лежандра, Лагерра, Эрмита и др.

При одинаковом числе звеньев и полосе пропускания большую крутизну спада АЧХ имеет фильтр с равноволновой характеристикой. Следовательно, при одинаковых полосе и крутизне спада указанный фильтр имеет меньшее число звеньев. В то же время его ФЧХ менее линейна, чем ФЧХ фильтра с максимально плоской АЧХ.

Фильтры Чебышева обеспечивают наилучшее приближение к идеальной прямоугольной частотной характеристике при заданном числе звеньев фильтра. Фильтр Кауэра обеспечивает быстрое увеличение затухания сразу же за частотой среза и до первой режекторной частоты. Характеристика затухания фильтра Кауэра имеет минимумы в полосе задерживания.

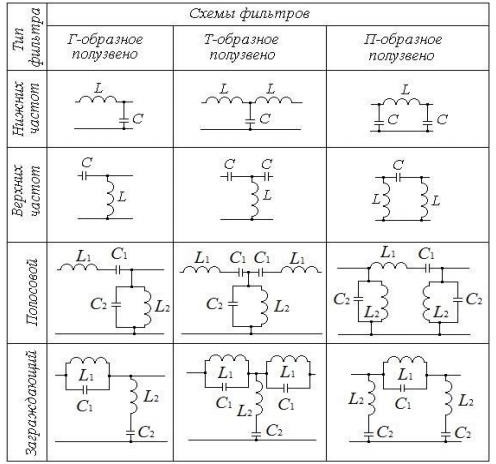
Фильтры с линейной фазовой характеристикой применяются в тех случаях, когда требуется обеспечить постоянство группового времени задержки. Лучшими ФЧХ обладают фильтры с гладкой аппроксимирующей функцией, (фильтр Бесселя и Баттерворта). Фильтр Бесселя, обладая хорошими фазовыми характеристиками, имеет меньшее затухание, чем фильтр Баттерворта.

* + 1. Общие принципы построения фильтров СВЧ на неоднородных

**линиях**

В табл. 5.1 приведены эквивалентные схемы низкочастотных прототипов фильтров, используемые при реализации этих фильтров.

Таблица 5.1. Эквивалентные схемы низкочастотных прототипов фильтров



После выбора прототипа фильтра и преобразования частотной переменной возникает задача, связанная с заменой идеальных сосредоточенных элементов прототипа. Решение этой задачи осуществляется в зависимости от диапазона частот, в котором должен работать фильтр, типа применяемых линий передачи, требований к относительной полосе пропускания фильтра и др.

Наиболее распространенный прием – замена сосредоточенных емкостей, индуктивностей и колебательных контуров отрезками линий передачи, которая особенно удобна, если относительная полоса пропускаемых частот фильтра превышает 5%. Примеры замены сосредоточенных индуктивностей и емкостей, последовательных и параллельных резонансных контуров полосовых фильтров, обычно реализовываемые в виде отрезков линий передачи, рассмотрены в разд. 4.

В лестничном прототипе полосно-пропускающего фильтра с чередованием последовательных и параллельных резонансных контуров все контуры должны вплотную примыкать один к другому, что создает определенные сложности при

реализации фильтров. Этот недостаток можно устранить с переходом к новому прототипу с четвертьволновыми связями, в котором резонансные контуры включаются в линию передачи на расстоянии λв / 4 один от другого. Принцип построения фильтров с четвертьволновыми связями основан на эквивалентности двух четырехполюсников: четырехполюсника в виде сосредоточенного последовательного нормированного сопротивления *z* в разрыве линии передачи и полуволнового отрезка линии передачи с сосредоточенной нормированной проводимостью у *= z*, шунтирующей отрезок в его средней точке (рис. 5.17). Эквивалентность устанавливается сравнением классических матриц передачи четырехполюсников.

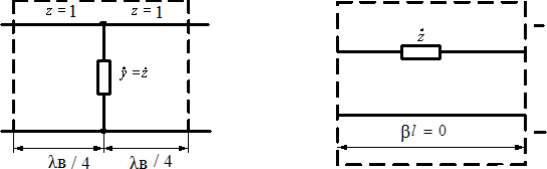


Рис. 5.17. К пояснению принципа образования четвертьволновых связей

Пусть полуволновый отрезок линии передачи зашунтирован проводимостью *у* в виде каскадного соединения трех элементарных четырехполюсников: отрезка регулярной линии передачи длиной λв/4, параллельной проводимости *у* и второго отрезка длиной λв / 4.

При построении фильтра с четвертьволновыми связями все последовательные контуры прототипа заменяют полуволновыми отрезками линии передачи, шунтированными в серединах параллельными резонансными контурами; при этом схема фильтра принимает вид, показанный на рис. 5.18.

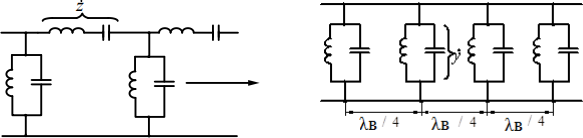


Рис. 5.18. Реализация ППФ с четвертьволновой связью

Полная эквивалентность построенного таким образом фильтра и его прототипа имеет место лишь на средней частоте, где длина отрезков линий связи равна точно *λв/*4.

В качестве колебательных контуров в фильтрах с четвертьволновыми связями можно применять параллельные шлейфы, резонансные диафрагмы, а также объемные резонаторы различных типов.

Существенным недостатком фильтров с четвертьволновыми связями является увеличение габаритов из-за присутствия соединительных отрезков линий между соседними резонаторами. Этот недостаток может быть устранен переходом к непосредственным связям соседних резонаторов.

Как известно, сопротивления неоднородностей, включенных через *λ*/2 вдоль линии, суммируются. Поэтому подключение к линии передачи через *λ*/2 резонаторов, выполненных на отрезках этой же линии передачи или же в виде объемных резонаторов, позволяет получить полосовой фильтр. Выбирая соответствующим образом резонансные частоты резонаторов и их параметры, можно получить требуемую частотную характеристику фильтра. Фильтры на резонаторах реализуются как ППФ или ПЗФ.

ППФ, выполненный на трех закороченных отрезках двухпроводной линии, показан на рис. 5.19, где *l*1*, l*2*, l*3 – длины закороченных отрезков. Когда *l*2*> l*1*> l*3, полоса пропускания фильтра получается более широкой. Очевидно, что такой фильтр пропускает частоты около средней частоты, для которой длина волны определяется как *λср = l*1/4*.*

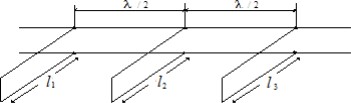


Рис. 5.19. Реализация ППФ с полуволновой связью

* + - 1. Построение фильтров СВЧ на микрополосковых линиях

ФНЧ образуется линейным проводником, имеющим конфигурацию, показанную на рис. 5.20, а. На рис. 5.20, б показана эквивалентная электрическая схема этого фильтра. Участок *l*1 линии имеет большее волновое сопротивление, относительно сопротивления подводящей линии, а участок *l*2 имеет меньшее сопротивление. Если *l*1 *< λ*1 / 4 и *l*2 *< λ*1 / 4 (*λ*1 соответствует граничной частоте ФНЧ), то участок *l*1 имеет индуктивное сопротивление, так как является аналогом закороченного отрезка линии передачи длиной меньше *λ*/4, а участок *l*2 имеет емкостное сопротивление, так как является аналогом разомкнутого отрезка линии передачи с длиной меньше *λ*/4. Расчет параметров этих неоднородностей был рассмотрен в предыдущем разделе.

ФВЧ образуется с помощью отрезков линий, закороченных на конце и разрывов в основной линии передачи (рис. 5.21, а). Длины закороченных

отрезков *l1, l2, l3* должны удовлетворять условиям, рассмотренным выше для ФНЧ. Разрывы в основной МЛП образуют последовательные ёмкости. Эквивалентная схема фильтра приведена на рис 5.21, б.

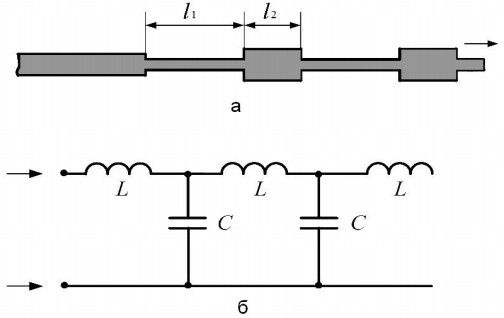


Рис. 5.20. ФНЧ на МПЛ: а – конфигурация; б – эквивалентная схема

Имеется большое количество конструкций ППФ на МПЛ. На рис. 5.22, а показана конструкция фильтра, образованная системой последовательных резонаторов СВЧ, выполненных в виде разомкнутых отрезков линии передачи длиной λ0/2 (λ0 – длина волны, соответствующая средней частоте), связь между контурами образуется небольшими разрывами в линии передачи *S*1, *S*2 и т.д. Эквивалентная схема такого фильтра показана на рис. 5.22, б.

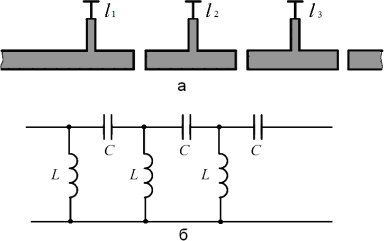


Рис. 5.21. ФВЧ на МЛП: конструкция (а); эквивалентная схема (б)

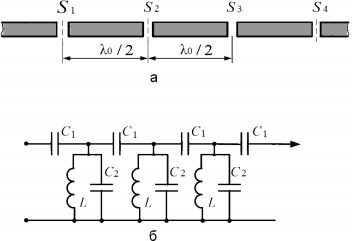


Рис. 5.22. ППФ на МПЛ с торцевой связью резонаторов: а – конструкция; б – эквивалентная схема

Сравнительно большие габаритные размеры являются основным недостатком данной конструкции ППФ.

Конструкция ППФ на встречных стержнях приведена на рис. 5.23, а. Фильтр определяет систему близкорасположенных резонаторов СВЧ, выполненных на четвертьволновых закороченных отрезках, связанных друг с другом за счет краевых полей. Эквивалентная схема этого фильтра приведена на рис. 5.23, б.

Конструкция ПЗФ, состоящего из подключенных через четверть волны ответвлений линий передачи, включающих узкий *l*1 и широкий *l*2 проводники, приведена на рис. 5.24, а. Такое ответвление эквивалентно последовательному соединению индуктивности и емкости. Если эквивалентные индуктивность и емкость образуют резонанс на частоте *f*0, то в МПЛ сопротивление в точках подключения отвода оказывается близким к нулю. В этом случае сопротивление участка линии передачи будет очень большим – отрезок длиной λ/4 закорочен на конце. Эквивалентная схема ПЗФ приведена на рис. 5.24, б.

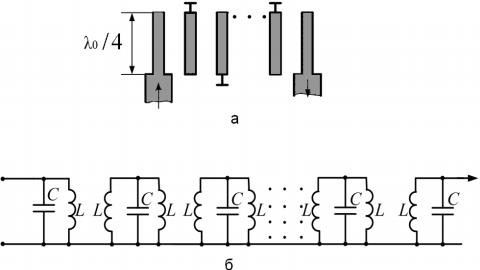


Рис. 5.23. ППФ на встречных стержнях: а – конструкция; б – эквивалентная схема

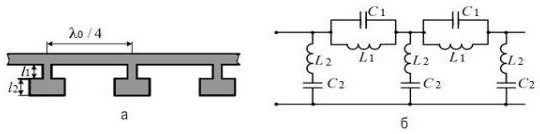


Рис. 5.24. ПЗФ: а – конструкция; б – эквивалентная схема; l1, l2 – отрезки линии, создающие последовательный контур

Фильтры, выполненные на МПЛ, обладают рядом преимуществ, основными из которых являются: технологичность – при серийном изготовлении стоимость фильтра резко снижается; малые габариты – их конструкции поддаются точному расчету, что позволяет автоматизировать проектирование с помощью ЭВМ. Недостатком является относительно большая величина потерь, обусловленная свойствами МПЛ.

Одной из серьезных проблем, возникающих при проектировании фильтров, является получение узких полос пропускания. Это вызвано ограниченной добротностью существующих типов линий передачи, применяемых в современной микроэлектронике СВЧ. Для реализации узкополосных фильтров с малыми потерями в полосе пропускания применяют различные высокодобротные резонаторы, например, на акустических линиях, на ферритовых сферах, а также объемные диэлектрические резонаторы.

Значительного уменьшения массогабаритных параметров фильтров можно достичь при использовании объемных многослойных структур, реализующихся в ОИС СВЧ.

Некоторые примеры многослойных фильтров на ОИС СВЧ и КВЧ приведены на рис. 5.25 и 5.26. Так, на рис. 5.25, а, б показаны конструкции избирательных двухзвенных ППФ, а на 5.25, в – ФНЧ, выполненных из симметричных экспоненциальных линий, связанных через диафрагмы.

Достоинством такого фильтра являются увеличенная ширина полосы заграждения, неравномерный (неэквидистантный) спектр резонансных частот и низкий уровень паразитных эффектов, связанный с высшими типами волн и колебаний. Для повышения крутизны скатов характеристики избирательности следует применять резонаторы, нагруженные определенным образом. В качестве примера на рис. 5.25, б показана схема конструкции полоснопропускающего фильтра, обеспечивающая полюсы затухания высокого порядка. Центральные резонаторы такого фильтра следует нагрузить на разомкнутые отрезки неоднородных линий.

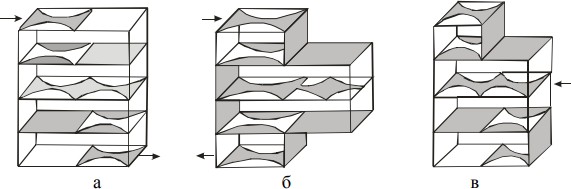


Рис. 5.25. Схема конструкции двухзвенного ППФ и фильтра ФНЧ на симметричных экспоненциальных линиях, связанных через диафрагмы

Наряду с неоднородными ЛП в качестве элементов фильтров применяют структуры в виде наборных ячеек (многокомпонентные элементы). На рис. 5.26, а показана конструкция двухзвенного полосно-пропускающего фильтра на симметричных ступенчатых линиях, связанных через диафрагмы. Аналогично выполняют фильтры на основе Т-образных ячеек (см. рис. 5.26, б). Многокомпонентные элементы могут содержать как отрезки однородных линий, так и неоднородных. На рис. 5.26, в показана схема конструкции фильтра на ячейке Вигнера–Зейтца, состоящей из неоднородных линий.

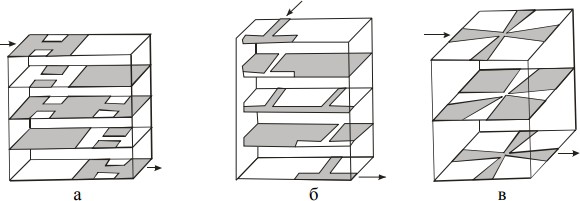


Рис. 5.26. Схемы конструкций двухзвенных ППФ: а – на ступенчатых линиях передачи; б – на Т-образных ячейках; в – на ячейке Вигнера–Зейтца

В упомянутых фильтрах диафрагма сохраняет свойства резонатора в многослойной структуре. Однако возможен и другой метод конструирования, при котором профилированные диафрагмы наделяют избирательную структуру новыми свойствами.

Улучшить характеристику избирательности фильтров можно при использовании многослойных структур, в которых существуют связи между несмежными резонаторами, например, при «сгибании» плоскостной цепи, проходящей через различные слои многослойной структуры.

* + - 1. Построение фильтров СВЧ на микрополосковых резонаторах

Топология микрополоскового фильтра с обозначением конструктивных параметров представлена на рис. 5.27, а. Каждый резонатор содержит нерегулярный шлейф, благодаря чему в каждом резонаторе на частотах, близких к основному полуволновому резонансу, возбуждаются две моды колебания, причем одна из них участвует только в формировании полосы пропускания, а на частоте второй, дополнительной, моды происходит еще и режекция СВЧ-мощности.

Эти обстоятельства приводят к тому, что частотная характеристика обратных потерь данного фильтра имеет вид, как у четырехзвенного, и, кроме того, увеличивается крутизна склонов частотной характеристики прямых потерь за счет режекции вблизи полосы пропускания (рис. 5.27, б).

Высокие селективные свойства такой конструкции фильтра делают ее очень перспективной, однако препятствием к ее широкому применению является трудность расчета такой конструкции.

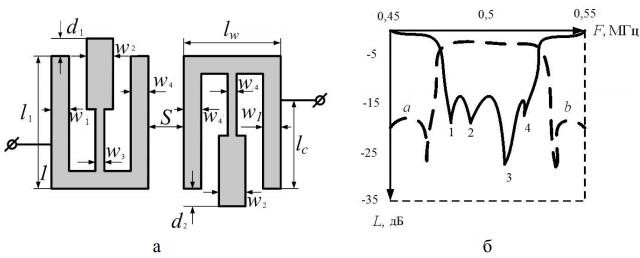


Рис. 5.27. Топология двухмодового микрополоскового фильтра (а) и его частотная характеристика (б) прямых и обратных потерь

Характерная особенность, которая отличает этот фильтр от обычных фильтров на полуволновых резонаторах, заключается в том, что в нем на один резонатор приходится больше настраиваемых параметров топологии. Всего данный фильтр имеет девять основных настраиваемых параметров, в то время как у обычного четырехзвенного их шесть. Кроме того, изменение одного (из возможных) параметров топологии приводит к одновременному существенному изменению нескольких параметров частотной характеристики, которые в свою очередь зависят от множества других параметров топологии фильтра. Например, параметр *d*1 влияет и на центральную частоту, и на ширину полосы пропускания, и на обратные потери одновременно, но, кроме этого, на те же самые параметры частотной характеристики оказывают существенное влияние такие параметры топологии, как длина резонатора *lw*, длина другого шлейфа *d*2, зазор между

резонаторами *S*, координата подключения фильтра к внешней линии *lc*. Все это создает значительные трудности при выборе нужного параметра топологии фильтра для корректировки частотной характеристики и усложняет процесс настройки.

Следует отметить некоторые особенности частотной характеристики, незаметные на первый взгляд. На рис. 5.27, б хорошо видны экстремумы прямых потерь (обозначены буквами *a* и *b*), на частотах которых при некоторых высоких значениях добротности могут возникать малоинтенсивные пики обратных потерь, составляющие десятые доли децибела.

* + 1. Волноводные фильтры СВЧ

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.

На рис. 5.28 *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. 5.28, *б*) имеет сравнительно меньшую длину, однако он сложнее в настройке. На рис. 5.28 *в* приведена конструкция 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. 5.28, *г*).

В настоящее время коаксиальные фильтры, по-видимому, применяются реже, чем фильтры других типов. Основным применением коаксиальных фильтров можно считать ФНЧ (рис.5.28, *д*). На рис.5.28, *е* изображена конструкция коаксиального ППФ. Наибольшим технологическим достоинством коаксиальных фильтров остается простора 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.

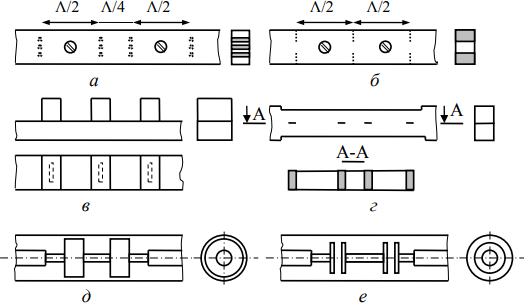


Рис. 5.28. Фильтры СВЧ: а – волноводный ППФ на индуктивных штырях; б - волноводный ППФ на диафрагмах; в - РФ на короткозамкнутых шлейфах;

г - fin-line фильтр; д – коаксиальный ФНЧ; е – коаксиальный ППФ

* + 1. Контрольные вопросы:

1. Что представляет собой объемный резонатор?
2. Что представляют собой собственные колебания?
3. Что понимают под спектром собственных колебаний резонатора?
4. Какой тип колебаний объемного резонатора называют основным?
5. Что представляет собой сильная и слабая связь?
6. Какие существуют конструкции объемных резонаторов?

### МИКРОПОЛОСКОВЫЕ ЛИНЕЙНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ

* + 1. Разомкнутый отрезок микрополосковой линии

На разомкнутом конце полосковой линии (рис 6.1) шириной *w* ЭМП не прерывается скачком, а продолжает медленно спадать из-за существования периферийных полей. Этот эффект может быть представлен эквивалентной схемой в виде шунтирующей ёмкости *CP* или с помощью эквивалентного отрезка линии передачи длиной *l*. Связь между двумя эквивалентными параметрами *CP* и *l* определяется формулой

*l*  *cZcCp* , (6.1)

*re*

где *c* – скорость света в вакууме; *Zc* – характеристический импеданс МПЛ с шириной проводника *w* и толщиной подложки *h*; ε*r e* – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость подложки МПЛ.

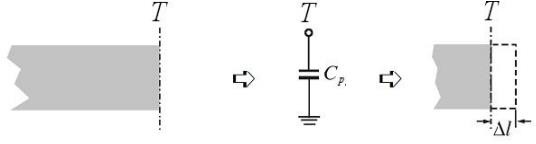


Рис. 6.1. Разомкнутый отрезок МПЛ и его эквивалентная схема

Нормированное по толщине подложки *h* значение *l* определяется выражением

*l*  135 , (6.2)

где

*h* 4

 0,81  0, 26(*W* / *h*)0,8544  0, 236

  0, 434907 *re* ,

1  0,81  0,189(*W* / *h*)0,8544  0,87

*re*

 1 (*W* / *h*)0,371 ,

2 2,35*r* 1

3 1

0,5274*tg*1 0, 084(*W* / *h*)1,9413

0,9236



*re*

2  ,

4 1 0,037*tg*1 0,067(*W* / *h*)1,456  6 5exp0,0361*r* 

   

5 1 0, 218exp7,5*W* / *h*

Погрешность вычислений по формуле (6.2) составляет менее 0,2 % для значений 0,01≤ *W / h* ≤ 100 и ε*r ≤* 128.

* + 1. Прямоугольное симметричное расширение микрополосковой

**линии**

Этот тип неоднородности образуется при соединении двух линий различной ширины и, следовательно, различных волновых сопротивлений. Эквивалентная схема для симметричной ступеньки, приведенной справа от физической модели (рис. 6.2), состоит из последовательных индуктивностей *L* и *L* , между которыми включена шунтирующая емкость *C*. Емкость и индуктивности могут быть определены по следующим формулам:

1 2

1

*С*  0,00137

*r e*1  *W*2 

*re*1  0,3

 *W*1

*h*  0, 264  [пФ], (6.3)

*Z*  *W*

  *e*

 0, 258 

*W h*  0,8 

*c*1 

1  *r* 1

 1 

*L*1 

*Lw*1 *L*,

*Lw*1  *Lw*2

*L*2 

*Lw*2 *Lw*1  *Lw*2

*L* , (6.4)

где

*Lw*1  *Zci*

/ *c*, (*i* 1, 2)

* погонные индуктивности МПЛ с ширинами

полосок *W1* и *W2* соответственно;

*rei*

 *Z* 

*r e*1

*re*2

2

*L*  0,000987*h*1 *c*1  [нГн],

 *Zc*2 

где

*Zci*

и *r ei*

 

* + характеристическое сопротивление и эффективная

диэлектрическая проницаемость для соответствующего отрезка ЛП; *с* – скорость света; *h* – толщина подложки в [мкм].

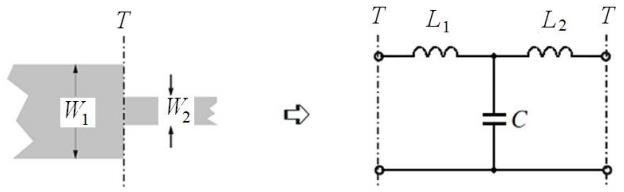


Рис. 6.2. Скачок по ширине МПЛ и его эквивалентная схема

* + 1. Разрыв микрополосковой линии

Разрыв в микрополосковых линиях (рис 6.3), как и в устройствах на полосковых линиях, используется для обеспечения разрыва цепи по постоянному току, для получения концевых связей в фильтрах, в качестве элементов связи в резонаторах и др. Эквивалентная схема разрыва или щели в МПЛ, приведенной справа от физической модели (рис 6.3), может быть представлена в виде П-четырехполюсника.

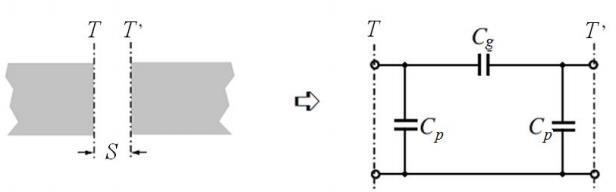


Рис. 6.3. Разрыв в МПЛ и его эквивалентная схема

Шунтирующая *Cp* и последовательная *Cg* ёмкости определяются по формулам

где

*C*

  0,8  *S*

*Cp*  0,5*Ce* , (6.5)

*Cg*  0,5*C*0  0, 25*Ce* , (6.6)

*m*0

0 *пФ* / *м*    *r*    exp*k*0 

*W*  9,6 

*C*  

 *W* 

0,9  *S*

*mе*

*е* *пФ* / *м* 12 *r*    exp*kе* 

*W*  9,6 

 *W* 

*m*  *W* 0,6191 lg*W h* 0,3853

 0 *h* 

 *для*

0,1 *s* /*W* 1,0

 

 *k*0  4, 26 1, 4531 lg*W h* 





 *me*  0,8675 

 

*k*  2,043 *W*

0,12  *для*

0,1 *s* /*W*  0,3

 *e*

 *h* 

*m*  1,565  

 *e* 0,16 1

*W h*

  *для*

 

 *ke* 1,97  0,03 

*W*



*h* 





0,3  *s* /*W* 1,0

Погрешность вычислений по формулам (6.5) и (6.6) составляет порядка 7 % для 0,5  *W / h*  2 и 2,5  *εr*  15.

* + 1. Прямоугольный изгиб микрополосковой линии

Изгиб под прямым углом обычно используется при конструктивном размещении узла на плате. Эквивалентная схема изгиба под прямым углом с одинаковыми волновыми сопротивлениями линий может быть представлена эквивалентной Т-цепью (рис. 6.4).

Последовательная индуктивность и шунтирующая емкость в эквивалентной схеме определяются по формулам:

14*r* 12,5*W h* 1,83*r*  2, 25





*C*

0,02*r*

*для W h* 1

*пФ* / *м*   *W h W h* . (6.7)



*W*

 *W W*

9,5*r* 1, 25 *h*  5, 2*r*  7,0 *для*



*h* 1

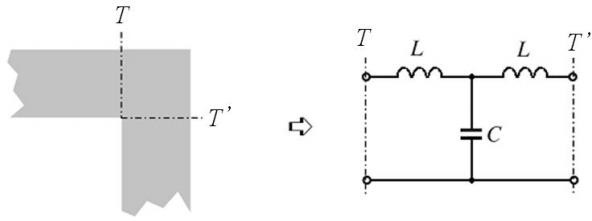


Рис. 6.4. Изгиб микрополоскового проводника под прямым углом и его эквивалентная схема

Погрешность определения ёмкости по формуле (6.7) составляет приблизительно 5 % при изменении диэлектрической проницаемости в

диапазоне 2,5 ≤ *r*

≤ 15 и нормированной ширины полоски 0,1 ≤ *W / h* ≤ 5. Расчет

индуктивности по формуле (6.8) обеспечивается с точностью до 3 % при 0,5 ≤ *W / h* ≤ 2.

* + 1. Сосредоточенные элементы модулей СВЧ

С появлением фотолитографии и тонкопленочной технологии размеры дискретных элементов с сосредоточенными параметрами (резисторов, катушек индуктивности и конденсаторов), используемых в электронных схемах на более низких частотах, могут быть уменьшены настолько, что они могут быть пригодны вплоть до миллиметрового диапазона волн.

Элементы с сосредоточенными параметрами находят наибольшее применение в полупроводниковых интегральных СВЧ-микросхемах и в широкополосных гибридных микросхемах, где требуются минимальные размеры, например, в трансформаторах волновых сопротивлений с большим коэффициентом трансформации. Вносимые потери элементов с сосредоточенными параметрами невелики. Следовательно, приборы большой мощности, характеризуемые очень низкими значениями входных сопротивлений, могут быть легко согласованы с большими волновыми сопротивлениями с помощью трансформаторов на элементах с сосредоточенными параметрами. Поэтому такие элементы находят применение в генераторах большой мощности, усилителях и малошумящих устройствах.

Построение некоторых устройств на элементах с сосредоточенными параметрами способствует улучшению их характеристик. Это относится к использованию резонансных структур с сосредоточенными параметрами. По

этой причине эти элементы рекомендуется применять в таких устройствах, как перестраиваемые варакторными диодами генераторы на диодах Ганна и широкополосные согласующие и трансформирующие цепи и др.

Для проектирования схем, содержащих элементы с сосредоточенными параметрами, требуются полные и точные характеристики этих элементов на СВЧ. Это приводит к необходимости разработки исчерпывающих математических моделей, учитывающих наличие заземленных оснований, эффекты близости, краевые поля, паразитные явления и др.

Аналогично СВЧ интегральным микросхемам на элементах с распределенными параметрами схемы, в которых используются элементы с сосредоточенными параметрами, изготавливаются на диэлектрической подложке. Однако подложка в схемах на элементах с сосредоточенными параметрами предназначена, главным образом, для физической поддержки элементов и обеспечения изоляции между ними, тогда как в СВЧ интегральных микросхемах, в которых используются элементы с распределенными параметрами, наибольшая энергия запасается или распространяется в подложке. Следовательно, требования к качеству подложки для элементов с сосредоточенными параметрами менее жесткие.

Однако большинству таких элементов присуще наличие краевых полей, простирающихся в подложку, и поэтому для уменьшения потерь в диэлектрике подложка должна быть выполнена из материала с низким значением тангенса угла потерь. Если в спиральной индуктивности межвитковая емкость мала, то более предпочтительным для подложки является материал с низкой диэлектрической проницаемостью.

В этих устройствах часто используется кварц. Если в СВЧ интегральных микросхемах применяются элементы с сосредоточенными и распределенными параметрами, то в качестве подложки обычно используются такие материалы, как окись алюминия.

С сосредоточенными параметрами при разработке устройств могут быть выполнены три основных элемента: катушки индуктивности, резисторы и конденсаторы. Далее рассмотрим конструкции этих элементов и их эквивалентные схемы, учитывающие паразитные явления.

* + 1. Сосредоточенные резисторы и индуктивности

Разработка резисторов, индуктивных элементов и конденсаторов на СВЧ направлена на достижение настолько малых размеров элементов, чтобы они размещались в очень коротких отрезках линий передачи с *Т*-волной (физические размеры намного меньше, чем длина волны *λ*0 на наибольшей рабочей частоте, т. е. меньше чем *λ*0 / 10).

Входное сопротивление короткого отрезка линии передачи длиной *l*, нагруженной на сопротивление нагрузки *Z*Н, полагая *x = l* и *Z(x) = Zвх* при γ*l<<*1 определяется формулой

*Zвх*  *Z*0 *Zн*  *Z*0*l*  *Z*0  *Zн**l* . (6.8) В случае короткого замыкания на конце отрезка линии передачи, т.е. при

*Z*н = 0, из (6.9)

*Zвх*  *Z*0 *l*  *R*1  *j**L*1 *l* . (6.9)

Из (6.10) следует, что короткий по сравнению с длиной волны короткозамкнутый на конце отрезок линии передачи будет вести себя подобно резистору или индуктивному элементу в зависимости от соотношения между значениями *R*1 и ω*L*1.

Для того чтобы реализовать индуктивный элемент или резистор, нет необходимости иметь оба типа проводимости линии передачи. Для этой цели можно использовать одиночную металлическую полоску на диэлектрической подложке.

Сосредоточенная индуктивность может быть реализована в виде либо прямого (рис. 6.5, a), меандрового (рис. 6.5, б) отрезка металлической полоски или проволоки, либо круглой или прямоугольной спирали (рис. 6.5, в, г). Внешний виток спиральной катушки может быть выведен наружу через изолированный переход или воздушный проволочный мостик (кроссовер).

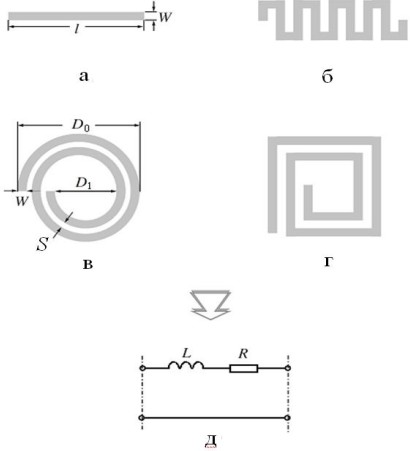


Рис. 6.5. Сосредоточенные индуктивности: а – ленточный прямолинейный проводник; б – меандровый ленточный проводник; в – круглая ленточная спираль; г – квадратная ленточная спираль; д – идеализированная эквивалентная схема

Прямые отрезки тонких полосковых проводников или проволоки используются для получения небольших значений индуктивностей – обычно

2…3нГн. Спиральные индуктивные элементы характеризуются высоким значением добротности *Q* и могут иметь высокие значения индуктивности.

Основными расчетными параметрами при конструировании индуктивных элементов являются индуктивность и потери. Эти параметры определяют добротность *Q*. При проектировании сосредоточенных индуктивных элементов на микроволновых частотах необходимо учитывать наличие паразитной шунтирующей емкости на корпусе или заземленную пластину, если сосредоточенная индуктивность выполнена в микрополосковом исполнении. Эта ёмкость может оказаться достаточной, чтобы повлиять на качество катушки. Поэтому для точной характеристики сосредоточенных элементов на рабочих частотах необходимо учитывать паразитные и другие эффекты, что возможно достичь только на основе строгого электромагнитного моделирования. Тем не менее описанные ниже некоторые основные расчётные соотношения могут быть полезны при расчетах.

Исходными параметрами при расчете печатных индуктивностей и резисторов являются ширина *W,* толщина *t*, длина проводника *l* и поверхностное сопротивлении *Rs* [Ом/ед. пл.]. Толщина катушки должна по крайней мере втрое превышать глубину проникновения поля в металл (глубину скин-слоя). Для спиральных катушек дополнительными параметрами являются количество витков *n* и расстояние между витками *s*.

Для прямолинейного полоскового проводника длиной *l* [мкм] индуктивность, выраженная в [нГн], определяется по формуле

*L*(*нГн*)  2 4   1  1,193 0, 2235*W*  *t*   *K*

, (6.10)

10 *l* ln *W*  *t* 

*l*  *g*

   

а активное сопротивление для 5 < *W / t* < 100 может быть рассчитано как

*R*  *Rsl*  

 *W* 

2(*W*  *t*)

1,4  0,217ln 5*t*  . (6.11)

  

Тонкие полосковые проводники прямоугольного поперечного сечения, нанесенные на диэлектрическую подложку, часто используют для получения низких значений индуктивности.

Для спиральной катушки индуктивность, выраженная в [нГн], при заданных внутреннем *Di* и внешнем *D*0 диаметрах, выраженных в [мкм], определяется по формуле

где

*а*  *D*0  *Di* ; *c*  *D*0  *Di*

*L*(*нГн*)  0,03937

*a*2*n*2

8*a* 11*c*

 *Kg*

, (6.12)

4 2

В выражениях (6.11) и (6.13) *Kg* – корректирующий коэффициент, учитывающий присутствие корпуса или заземленной пластины, а также заполнение током углов ленточного проводника.

В приближении первого порядка и предположени *W / h* > 0,5 выражение для

*Kg* имеет вид

где *h* – толщина подложки.

*K*  0,57  0,145ln *W* , (6.13)

*h*

*g*

На высоких частотах значение индуктивности уменьшается из-за скинэффекта. Уменьшение индуктивности составляет около 4 % на частоте 1 кГц, и с дальнейшим ростом частоты это значение остается неизменным.

Наличие заземленной пластины также оказывает влияние на значение индуктивности: при приближении заземленной пластины индуктивность уменьшается (6.14).

Активное сопротивление для спиральной катушки рассчитывается по формуле

*R*  1,5 *anRs* . (6.14)

*W*

Параметры для одновитковой катушки могут быть найдены по формулам (6.13) и (6.15), полагая *n =*1*.*

Анализ формул (6.12) и (6.14) показывает, что индуктивность одновитковой катушки меньше, чем прямой полоски такой же ширины и длины.

Ненагруженная добротность индуктивных элементов *Q* может быть рассчитана с помощью выражения

*Q*  *L* . (6.15)

*R*

Для индуктивностей, выполненных из прямолинейных ленточных проводников с номиналом более 1 нГн, значения добротностей *Q*≈100 на частоте около 1 ГГц могут быть получены только при использовании широких полосок (*l / W ≤* 15). Следует заметить, что реальная эквивалентная схема спиральной катушки индуктивности содержит не только индуктивность и последовательное сопротивление потерь (рис. 6.5, д). В нее входят и паразитные элементы, такие как собственная и межвитковая емкость *C*0, параллельные краевые емкости *C*1 и *C*2, возникающие из-за влияния заземленной пластины. Для спирали диаметром от 1,0 до 5 мм на подложке из окиси алюминия типичные значения паразитных элементов таковы: *C0* ≈ 15 пФ, *C1* = 0,1 … 0,2 пФ, *C2* = 0,05 … 0,1 пФ, а ненагруженная добротность на частоте 4 ГГц составляет *Q =* 80 … 100.

При проектировании катушек индуктивности следует учитывать следующие положения:

1. Лента спирали должна быть по возможности более широкой (большое значение *W),* и в то же время внешний диаметр *D*0 должен сохраниться небольшим. Это означает, что межвитковые расстояния должны быть предельно малыми.
2. Должно быть некоторое пространство в центре спирали катушки, через которое силовые линии будут проходить насквозь, в результате чего возрастает запасенная энергия на единицу длины. Оптимальное значение добротности достигается при *D*0 / *Di =* 5.
3. Поверхностное сопротивление *Rs* возрастает по закону .



*f*

Следовательно, добротность катушки должна возрастать по закону корня квадратного из частоты. Однако экспериментально обнаружено, что добротность возрастает только до определенной частоты, а затем быстро уменьшается. Вероятно, это происходит из-за того, что катушка начинает излучать высокочастотную энергию.

1. Для одного и того же размера *D*0 добротность круглой спирали выше, чем прямоугольной (примерно на 10 %), хотя индуктивность существенно меньше (примерно на 20 %).
2. Многовитковые катушки характеризуются высокими значениями добротности (из-за высокой индуктивности на единицу площади), но из-за наличия межвитковой емкости частота их собственного резонанса ниже. С ростом диэлектрической постоянной подложки межвитковая емкость возрастает, и частота собственного резонанса уменьшается. Это приводит к возрастанию реактивного сопротивления катушки.
   * 1. Сосредоточенные емкостные элементы

На рис. 6.6 представлены две широко распространенные разновидности конденсаторов: на встречно-гребенчатой структуре (ВГС) и конденсатор типа металл-диэлектрик-металл (MДM). Конденсатор на ВГС находит применение в тех приложениях, где требуется получить значение ёмкости менее 1пФ. Конденсатор типа MДM выполняется с использованием слоя диэлектрика, обладающего малыми потерями и расположенного между двумя металлическими пластинами.

Такая конструкция конденсатора применяется в тех случаях, когда в ограниченном объеме необходимо достичь сравнительно больших значений ёмкости (до 30 пФ). Для уменьшения потерь толщина металлических пластин должна быть не менее трех глубин скин-слоя.

Для достижения максимального значения плотности емкости положим *W = s*. Тогда, если толщина подложки намного превышает ширину гребня полоски ( *h*  *W* ), выражение для определения ёмкости конденсатора на ВГС с длиной гребенчатой структуры *l* [мкм] (рис. 6.6, а) имеет вид

*C*(*пФ*)  3,937105*l* *r* 1 0,11(*n*  3)  0, 252 , (6.18)

где *n* – число гребней полоски; ε*r* – диэлектрическая постоянная подложки.

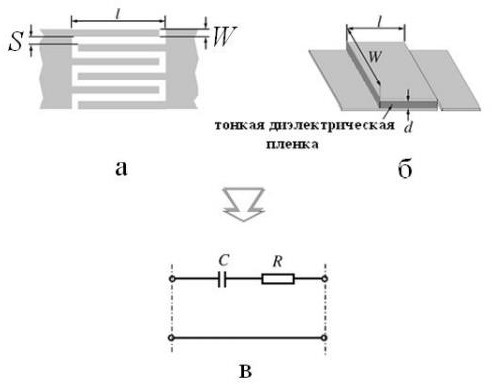


Рис. 6.6. Сосредоточенные ёмкости: a – конденсатор на встречно-гребенчатой структуре; б – конденсатор типа металл-диэлектрик-металл (МДМ); в – идеализированная эквивалентная схема

Ненагруженная добротность *Q* конденсатора на ВГС зависит от добротности диэлектрика *Qd* и добротности металлической гребенчатой структуры *Qc*:

1  1  1 . (6.19)

*Q Qc Qd*

Добротность диэлектрика главным образом определяется тангенсом угла электрических потерь: *Qd =* 1 / tgδ, а добротность металлической гребенчатой структуры *Qc* зависит от потерь в проводниках:

*Q*  1

*c* 

*CR*

, (6.20)

где

*R*  4 *Rsl* – сопротивление потерь (рис. 4.6, в).

3 *Wn*

Для МДМ-конденсатора емкость определяется по формуле для плоского

конденсатора с параллельными прямоугольными пластинами:

*C*   (*W* *l*) , (6.21)

*d*

где *W ∙ l* – площадь металлической пластины, разделенная диэлектриком толщиной *d* и относительной диэлектрической проницаемостью ε*.*

Добротность *Qc* конденсатора МДМ рассчитывается по формуле (6.19), в которой сопротивление потерь определяется из равенства

*R*  *Rs l* . (6.22)

*W*

Значение общей добротности *Q* для МДМ конденсатора рассчитывается по формуле (6.17).

* + 1. Квазисосредоточенные микрополосковые элементы
    2. Микрополосковые отрезки с высоким и низким импедансами

Короткие отрезки ЛП и нерегулярности микрополосковых линий, физические размеры которых много меньше 1/4 рабочей длины волны, используемые в СВЧ-технике для микроволновой реализации сосредоточенных элементов, получили название элементов с квазисосредоточенными параметрами. Такие элементы могут рассматриваться как сосредоточенные, если их размеры менее Λ/8*.*

На рис. 6.7, а показана топология прямолинейной короткой секции МПЛ без потерь с высоким импедансом *Zc,* включенной в регулярную микрополосковую линию передачи с постоянным и более низким импедансом *Z*0*.* На рис. 6.7, б приводится эквивалентная схема такой неоднородности в виде П-четырехполюсника.

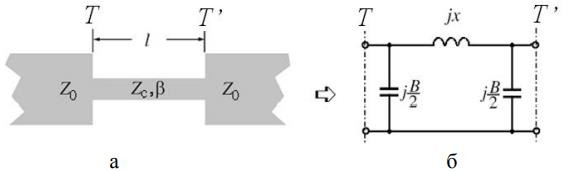


Рис. 6.7. Включение короткой секции МПЛ без потерь с высоким импедансом в регулярную микрополосковую линию

Эквивалентные параметры схемы выражаются через характеристический импеданс *ZC* и постоянную распространения в короткой секции:

*x*  *Z*

sin 2 

*B*  1 *tg*   *l*  , (6.23)

*c*  

*l* , 2 *Z*

  

  *c*  

которые могут быть получены из ABCD-параметров двух цепей.

Если *l <* Λ/8, то

*x*  *Z*  *l* ,

2

*B*  1   *l*  . (6.24)

*c*   

2 *Z*   

  *c*  

Несложно показать, что для *ZC* >> *Z*0 влиянием шунтирующей реактивной проводимости можно пренебречь и короткая секция МПЛ будет эквивалентна

последовательной индуктивности с номинальным значением *L = Zc l /*

*ф* = *ω / β* – фазовая скорость распространения ЭМВ в короткой секции.

*ф* , где

На рис. 6.8 показаны топология (рис. 6.8, а) и эквивалентная схема в виде Т-цепи (рис. 6.8, б) для другого практически важного случая, когда в регулярную линию передачи последовательно включена короткая секция МПЛ-линии без потерь с низким волновым сопротивлением *ZC < Z*0.

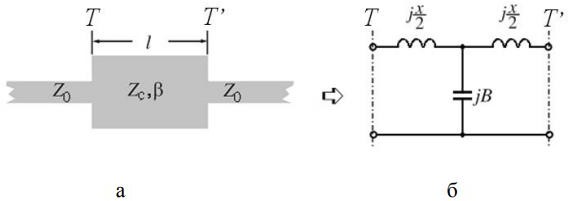


Рис. 6.8. Включение короткой секции МПЛ без потерь с низким импедансом в регулярную микрополосковую линию

Эквивалентные параметры схемы выражаются через характеристический импеданс *ZC* и постоянную распространения в короткой секции β = 2π / Λ:

*B*  1 sin 2 

*x*  *Z tg*   *l*  . (6.25)

*Z*  

*l* , 2 *c*

  

*c*    

Для *l/*8 значения параметров эквивалентной схемы определяются как

*B*  1  2 

*l* ,

*x*  *Z*

  *l*  . (6.26)

*Z*    2 *c*   

*c*    

Если

*ZC*  *Z*0

то влиянием последовательных реактивностей в

эквивалентной схеме можно пренебречь, и короткая секция МПЛ будет эквивалентна параллельной (шунтирующей) ёмкости с номинальным значением

*C*  *l* / *ZC* *ф* , где *ф*   /  – фазовая скорость распространения ЭМВ в

короткой секции.

Для того чтобы определить добротность *Q* элементов, состоящих из коротких последовательных секций, необходимо включить потери в МПЛ, которые учитываются в комплексной постоянной распространения *γ = α + jβ*. Тогда в эквивалентной схеме (рис. 6.7, б) последовательно с реактивностью включается дополнительное эквивалентное последовательное активное

сопротивление, величина которого приблизительно определяется *R*  *Zc**l* и

*Qz*  *x* / *R*.

Для случая, представленного на (рис. 6.8, б), потери учитываются параллельным включением эквивалентной шунтирующей проводимости *G ≈ α∙l / Zc* и *QY* = *B / G*. Совокупное значение добротности *Q* элемента, представляющего собой короткий отрезок МПЛ с потерями, находится по

формуле, аналогичной (6.19): 1 / *Q*

 1 / *QZ*

 1 /

*QY .* Тогда оценочная

величина добротности может быть определена как

*Q*  

2

, (6.27)

где *β* – фазовая постоянная [рад/единицу длины]; *α* – постоянная затухания [Нп/единицу длины].

* + 1. Замкнутые и разомкнутые микрополосковые отрезки типа

**шлейф**

На рис. 6.9 представлены топология и эквивалентные схемы коротких разомкнутого и замкнутого на концах шлейфов, выполненных на основе отрезков МПЛ без потерь.

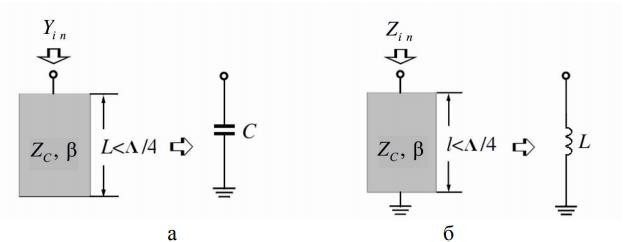


Рис. 6.9. Короткие шлейфы: а – разомкнутый и б – замкнутый

В соответствии c известной теорией длинных линий входной адмитанс (полная проводимость) разомкнутого на конце отрезка линии передачи длиной *l*

с характеристическим адмитансом *YC* 1 / *ZC* и постоянной распространения

  2

/  определяется так:

*Y*  *jY tg*  2 *l*  . (6.28)

*in c*   

Если

 

*l*   / 4 , то входной адмитанс имеет емкостный характер. При

условии, что шлейф

*l*   / 8

становится короче, т.е. входной адмитанс можно

приблизительно определить, как

*Yin* 

 2

*c* 

*jY*

*l*  

 

*j*   , (6.29)

*Ycl*

*ф*

    



 

где *ф*   / 

шлейф.

* фазовая скорость распространения ЭМВ в МП, образующей

Для короткозамкнутого на конце шлейфа без потерь входной импеданс определяется формулой

*Z*  *jZ tg*  2 *l* . (6.30)

*in c*   

 

Следовательно, короткий разомкнутый шлейф эквивалентен шунтирующей

емкости с номинальным значением C  *YCl* /*ф* .

Из **(**6.29) следует, что при

*l*   / 4

входной импеданс имеет индуктивный

характер. Если соотношением

*l*   / 8 , то входной импеданс приблизительно определяется

*Zin* 

 2

*c* 

*jZ*

*l*  

 

*j*   . (6.31)

*Zcl*

  



 *ф* 

 

Таким образом, короткий замкнутый на конце шлейф эквивалентен параллельной (шунтирующей) индуктивности с номинальным значением

*L*  *ZС* *l* /*ф* .

* + 1. Контрольные вопросы

1. Какой эффект может быть представлен эквивалентной схемой в виде шунтирующей ёмкости *CP* или с помощью эквивалентного отрезка линии передачи длиной *l?*
2. Для чего используется разрыв в микрополосковых линиях?
3. Для чего используется изгиб под прямым углом?
4. Какие существуют разновидности конденсаторов?
5. Где используется конденсатор на ВГС?
6. Когда используется конденсатор типа MДM?

### ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

Обсуждение главных принципов, лежащих в основе работы твердотельных СВЧ-приборов кратко рассмотрим различные типы 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 ~ 107 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 ~ 180°. 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 удается создать приборы лишь для длинноволновой части СВЧ-диапазона. Поэтому был разработан новый класс твердотельных приборов, основанных на идеях, отличных от обсужденных свыше.

* 1. Лавинно – пролетные диоды СВЧ

*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.

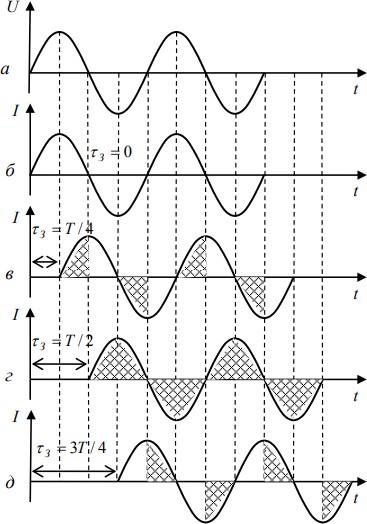
В настоящее время ЛПД является одним из самых мощных твердотельных источников СВЧ-излучения в диапазоне миллиметровых волн. К недостаткам ЛПД следует отнести высокий уровень собственных шумов, вызванных процессами лавинного умножения носителей заряда, и необходимость тщательного расчета и настройки цепей 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.7.1 проиллюстрированы общие принципы появления *отрицательного дифференциального сопротивления* (ОДС; англ. – *negative differential resistance*), полупериоды и четвертьпериоды с отрицательным сопротивлением заштрихованы.

На рис.7.1, *а-б* отрицательное дифференциальное сопротивление

отсутствует. Полное отрицательное дифференциальное сопротивление, наблюдающееся на всем протяжении периода *Т*, появляется при времени

запаздывания

 *з*  *Т* /2

(рис.7.1, *г*). 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

 *з*  *Т* /4 и

*з*  3*Т* / 4

ОДС наблюдается

Рис. 7.1. Появление отрицательного дифференциального сопротивления при разном времени запаздывания тока относительно напряжения

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

*Т* / 4  *з*  3*Т* / 4 ,

что равносильно фазовому сдвигу φ между током и напряжением

 / 2    3 / 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

1 *T*

*P*  *T* *uidt*

, (7.1)

0

где

*u* *Umsin*(*t* );*i*  *Imsin**t* . Отсюда видно, что при  

0 мощность Р >

0, элемент имеет активное сопротивление и потребляет переменную мощность.

При условии 

  / 2

элемент имеет чисто реактивное сопротивление и

переменной мощности не потребляет (*Р* = 0). В случае фазового

сдвига  / 2  

 3 / 2

переменная мощность *Р* < 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 *Р* < 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 послед нем, при соответствующей настройке, можно создать поток носителей заряда, движущихся в тормозящем высокочастотном поле контура. Эти носители будут отдавать полю свою энергию, создавая усиление колебаний. Прибор с ОС может работать также в режиме автоколебаний.

* + 1. Лавинные умножители

*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 *р-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 α(*Е*) и β(*Ε*). Это количество электронно-дырочных пар, образуемых соответственно электронами или дырками на единице длины. Коэффициенты *α* и *β* быстро растут с увеличением

напряженности поля *Е*. Наилучшей аппроксимацией для них оказывается функция вида

 *E* *m*

  0  *E*  , (7.2)

 *K* 

где, например, для арсенида галлия

*m*  6, *EK*

 6105 В/см – поле, при котором

начинается лавинная ионизация атомов арсенида галлия.

ЛПД был создан 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 дециметровых 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.

* + 1. Режимы работы лавинно-пролетного диода

Рассмотрим сначала два основных типа конструкций ЛПД. На рис.7.2 показаны *однопролетная* структура (то есть, с одной активной областью) и так называемая *двухпролетная* (c двумя активными областями) структуры. В первом приборе, для которого характерно наличие *р+-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.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 7.2 . Схематическое представление структур ЛПД с переходами:  а – р+-n; б – p-n | Конструкция корпуса ЛПД (рис.7.3) подобна обычным корпусам СВЧ диодов. Обычно  полупроводниковая структура 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.

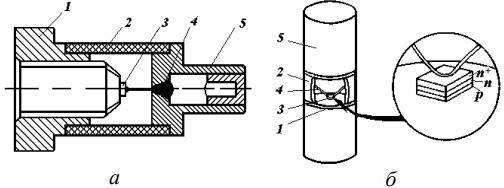


Рис. 7.3. Конструкция ЛПД: а – германиевого; б – кремниевого; 1– металлическая основа; 2 – керамическая втулка; 3 – кристалл; 4 – соединительный электрод; 5 – ниппель

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. 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 (ωτ~π). Электронно-дырочные пары генерируются в этом режиме в слое лавинного умножения. Генерируемые дырки уходят в *р*-область, а электроны участвуют в энергообмене с полем. В IMPATTрежиме ток инжекции в пространстве дрейфа достигает максимума к моменту, когда приложенное к диоду напряжение проходит через ноль. Дальнейшее отставание по фазе тока носителей обусловливается 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 *ТRАРАТТ* (от англ. *ТRAрреd Plasma* – захваченная плазма и *Avalanche Triggered Transit* – пробег области лавинного размножения); открыт 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 приводят 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 волях скоростью насыщения. Скорость дрейфа электронов плазмы 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 *р-n* перехода. Задержка экстракции носителей из *р-n* перехода обусловила название

«*режим с захваченной плазмой*».

Так как скорость направленного движения носителей заряда в лавиннопролетных 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 (высокодобротные резонансные системы, в которые помещается *р-n* переход). Возникает *ТRАРАТТ*-режим в условиях большого смещения на диоде с резко неоднородным распределением электрического поля. Используются *ТRАРАТТ*диоды, изготовляемые 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 изготовляются из кремния и имеют два *р-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 маломощных и малошумящих усилителях во входных цепях СВЧ приемных устройств.

***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 1,08×0,54 мм2 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

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 106 Вт/см2. 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 милливатт.

***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 *IMРАТТ*-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.

* 1. СВЧ диод 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*) состоят 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*).

* + 1. Эффект Ганна и механизм работы диода с объемной неустойчивостью заряда

*Генератор Ганна* – это полупроводниковый прибор, действие которого основано на появлении отрицательного сопротивления под воздействием сильного электрического поля, предназначенный для генерации и усиления СВЧколебаний.

Энергетическая диаграмма некоторых полупроводников (например, арсенида галлия), как уже отмечалось раньше, может иметь несколько минимумов.

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* > *Eпор*) электроны, приобретая дополнительную энергию превышающую ∆*W*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 μ1, а подвижность «тяжелых» электронов – μ2, то выражение для плотности тока через кристалл полупроводника можно записать так:

*j*  *e**n*11  *n*22  *E* . (7.3)

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 7.4. Зависимость плотности тока через полупроводник с многодолинной структурой зоны проводимости от напряженности электрического поля | При слабых электрических полях (E < Eпор) практически все электроны находятся в центральной долине, *n*1 ≈ *n*0 и плотность тока при этом *j* = *qn*0*µ*1*E*, что соответствует участку 1 ВАХ кристалла полупроводника (рис.7.4).  При сильных электрических полях (E >> Eпор) можно предположить, что практически все электроны приобретут добавочную энергию и окажутся в боковой долине. В этом случае *n*2 ≈ *n*0 и *j* = *qn*0*µ*2*E*, что соответствует участку 3 ВАХ (рис.7.4).  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.7.4, не удается, так как в кристалле или около невыпрямляющих контактов всегда есть неоднородности, в результате чего возникают локальные напряженности электрического поля, превышающие среднюю напряженность. Превращение и 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 рис7.4)

В арсениде галлия четко различают две подзоны-долины, в которых реализуются различные эффективные массы и соответственно подвижности μ1 = 8000 см2/(В⋅с), *m*1\* = 0,07*m*0; μ2 = 180 см2/(В⋅с), *m*2\* = 1,2*m*0. Пороговое поле междолинного перехода для арсенида галлия составляет 3,3 кВ/см, время междолинного перехода τ ≈ 10-13с, пороговая скорость 2⋅107 см/с. Большей эффективной массе отвечает большая плотность состояний. Поэтому при E > Eпор 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, теллури да 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 Епор ≈ 10

кВ/с. У фосфида индия более высокая подвижность носителей и энергетическая щель составляет 0,5 эВ.

Междолинные переходы наблюдались в твердых растворах арсенида и фосфида галлия, причем энергетический зазор между долинами в этих полупроводниках уменьшается от величины 0,36 эВ до нуля (при переходе от GaAs к GaAs0,5P0,5). В твердых растворах фосфида индия или галлия наблюдается междолинный переход при пороговых полях Епор ≥ 600 В/см.

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.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 7.5. Распределение концентрации и электрического поля в начальный момент | Пусть на однородно легированный кристалл арсенида галлия (рис. 7.5), 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1*E*0  *en*00 , (7.4)  где ν0– 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 нескомпенсированных 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.7.6).

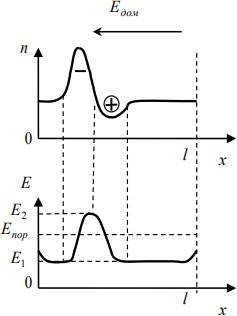


Рис. 7.6. Распределение концентрации электронов и электрического поля после формирования домена

аноду (*v* = *v*2).

Домен обладает своим электрическим полем *Ед*, 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 движениям

«тяжелых» электронов (скорость домена) оказывается равной скорости движения

«легких» электронов: *v*1 = *v*2, или μ1*E*1 = μ2*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

Очевидно, что *v*1 < *v*0 , так как *EI* < *E*0. Поэтому после образования домена плотность тока через кристалл уменьшится до

*j*min

 *en*01. (7.5)

Минимальное значение плотности тока через кристалл будет сохраняться в течение всего времени движения домена через кристалл или в течение времени пролета

где *L* – длина кристалла.

*tпрол*  *L* , (7.6)

2



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.7.7.

Рассмотренный механизм действия прибора с междолинным переходом

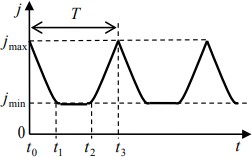
электронов соответствует пролетному режиму работы. В этом режиме работы, как было отмечено, электрическое поле в домене растет во время его формирования при одновременном уменьшении напряженности электрического поля за пределами домена. По этой причине в кристалле может образоваться только один домен, так как переход электронов из

Рис. 7.7. Зависимость тока, проходящего через генератор Ганна, от времени

центральной долины в боковую может происходить только в домене, где суммарная напряженность электрического поля превышает пороговое значение.

Время формирования домена определяется временем максвелловской релаксации

*M*  0  

0

*en*01

, (7.7)

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*  *L*



*   , или

*n L*  0

. (7.8)

*прол* 0

*д*

0 *e*2

Это условие получило название критерия Кремера. Величина (*n*0*L*KP) составляет примерно 7⋅1011 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*KP), но и величиной приложенного к диоду напряжения, параметрами кривой *v*(*E*) и др.

* + 1. Режимы работы генератора на диоде Ганна

Диод Ганна может служить генератором благодаря отрицательной дифференциальной проводимости в определенной области полей. Рассмотрим реальную ВАХ диода (рис.7.8).

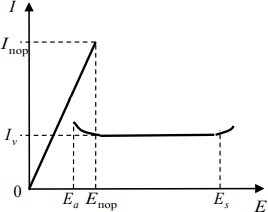
При *Е* < *Et* диод представляет собой омическое сопротивление. При *Е* = *E*пор образуется домен. Вольтамперная характеристика образца с доменом – падающая. При полях *Е* > *ES* ток возрастает за счет ударной ионизации в домене. Домен исчезает при *Еa* < *E*пор.

Рис. 7.8. Вольтамперная характеристика диода Ганна

При постоянном поле *Е* > *E*пор в диоде Ганна с достаточно большим значением параметра *n*0*L* 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.

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.

Этот диапазон перекрывается несколькими режимами работы.

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 тока через диод.

Итак, пусть к диоду приложено напряжение *U* = *L*(*E*0 + *e*0sinω*t*). Если амплитуда переменного поля *e*0 мала по сравнению с разностью *Е*0 – *E*пор, где *Е*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 *Е*0 – *E*пор < *e*0 < *Е*0 – *Ea*, 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*пор. Новый домен не образуется, и образец ведет себя как омическое сопротивление до тех пор, пока поле не станет равным *E*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 *Е*0 – *Eа* < *e*0, домен исчезает не доходя до анода в момент, когда сумма рное поле смещения на диоде становится равным *Eа*. Этот режим носит название «*режима с подавлением 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 *Е*0 – *Eа* < *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*(*Е*). Режим ОНОЗ особенно эффективен на высоких частотах (*f* ≥ 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* ≥ 1012 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 *Е* = *E*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.

* 1. СВЧ диод с барьером Шоттки

Простой контакт металл – полупроводник представляет собой нелинейное сопротивление, которое используется в большинстве СВЧ-диодов. Подобные приборы называются диодами с барьером Шоттки. В случае приложения прямого смещения из-за инжекции основных носителей из полупроводника в металл начинает протекать ток. Эффекты неосновных носителей практически не сказываются. В отличие от диодов с *р*–*n-*переходом, у диодов с барьером Шоттки отсутствуют время обратного восстановления и емкость накопленных зарядов. Их вольт-амперные характеристики и *С–U-*характеристики качественно похожи на характеристики диода с *р*–*n-*переходом, но приборы с барьером Шоттки имеют более резкую прямую ветвь, меньшее напряжение включения, меньшие последовательное сопротивление и напряжение пробоя.

В реальном полупроводнике на его поверхности имеются неоднородности, что приводит к отсутствию на ней электронейтральности. Непосредственно под поверхностью образуется запорный слой (положительный), который искажает границы зон, что отражено потенциалом *e*ϕ’. Энергетические уровни отдельно металла, идеального и реального полупроводников показаны на диаграмме (рис.7.9). Если сблизить оба материала, т.е. произвести контакт, то между ними установится равновесие и в соответствии с законом термодинамики их уровни Ферми должны совпасть (рис.7.10). По мере приближения двух поверхностей поле, определяемое выражением *e*Δ*=e*Ψm – *e*Ψs, будет возрастать, т.е. возникнет *e*Δ*=e*Ψm – *e*Ψs. Это и есть влияние поверхностного заряда на полупроводнике. ω0

– ширина запорного слоя.

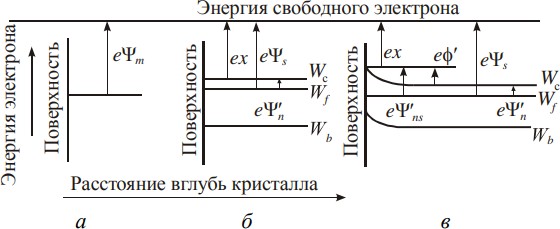


Рис. 7.9. Диаграммы энергетических уровней металла и полупроводника: а – металла; б – идеального полупроводника; в – реального полупроводника

Реально технология обеспечивает δ = 0,5 … 5 *А* . Такой тонкий промежуточный слой достаточен для того, чтобы носители перемещались между металлом и полупроводником. Максимальная высота барьера по отношению к носителям известна как высота барьера металл – полупроводник:

*e*ms  *e*m *ex* *e* .

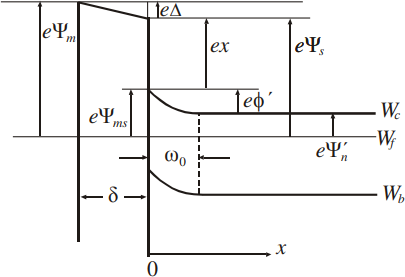


Рис. 7.10. Энергетическая диаграмма барьера Шоттки

Следует заметить, что поверхностный заряд *e*Δ в принципе может иметь любую полярность, зависящую от химических свойств поверхности

полупроводника и положения поверхностных состояний в энергетическом поле. В зависимости от полярности и величины заряда поверхности *e*Δ может иметь любой знак.

Высота запорного слоя Пуассона

*е* '

может быть получена из решения уравнения

где   *eND* , и она равна

*d* 2*U dx*2

  ,



' *NDe*2

*е* '  *e*ms  *e**n* 

2 0 ,

где *е –* заряд электрона; *ND* – уровень концентрации; *ε* – диэлектрическая постоянная.

Если мы к такому соединению металла с полупроводником приложим внешнее напряжение, то на основании записанной формулы получим диаграммы, представленные на рис.7.11. Здесь

 *NDe*2

*е* '*UA*

 2 , (7.9)

где ω *–* новая ширина запорного слоя, возникшего в результате воздействия внешнего напряжения.

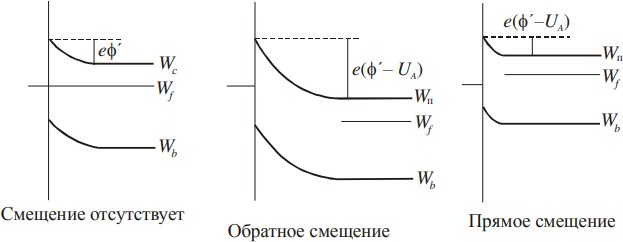


Рис. 7.11. Диаграммы при подаче смещения

Из уравнения (7.9) можно получить величину поверхностной плотности заряда, накопленного в запорном слое:

*Q*  *eN A*

*D*  ,

где *Q* – плотность заряда; *Ut*  '*UA* ; *А* – единица площади; *l* – длина запорного слоя.

2*lUt ND*

Отсюда емкость на единицу площади определяется так:

*C*  1 *dQ*  .

 *eND*

2*Ut*

*A AdUt*

Из этого уравнения ясна зависимость емкости от распределения концентрации носителей в глубину полупроводника и приложенного к переходу напряжения.

Выражение для емкости, переписанное в виде

1  2*Ut* ,

*C* 2 *A*2*eN*

*D*

показывает зависимость емкости от *Ut* . Это прямая линия, если *ND* постоянно, но

*ND* изменяется по глубине и это уравнение не дает прямой линии, т.е. *C*  *U* -1/2 , и зависимость емкости от напряжения нелинейна.

*t*

Если материал на поверхности полупроводника имеет намного меньшую плотность доноров по сравнению с той, которая в остальном образце (на глубине примерно 1000... 10 000 Å), то такой барьер, возникающий от контакта с металлом, называют барьером Мотта. В тонком высокоомном *i*-слое падает все приложенное к барьеру напряжение, поэтому толщина обедненного слоя в *n*+- области пренебрежимо мала и не зависит от смещения, т.е. сопротивление и емкость перехода определяются толщиной *i*-слоя и меньше, чем у диода с барьером Шоттки такой же площади. Поэтому постоянная времени *τ = ZsCj*, потери и шумы диода с барьером Мотта меньше, а нелинейность ВАХ больше, в результате возрастает частотный предел работы. Кроме того, благодаря наличию *i*-слоя электрическая прочность диода с барьером Мотта выше.

* 1. Диод СВЧ с управлением импедансом (p-i-n диод)

Эти диоды прежде всего имеют широкую область пространственного заряда, и к ним особенно применим термин *управляемый импеданс.* Проводимость таких диодов почти пропорциональна количеству накопленных неосновных носителей, но получающаяся структура накопленного заряда реагирует только на низкие частоты. Носители не могут достаточно быстро входить в слой пространственного заряда и покидать его, чтобы следовать за напряжением на СВЧ. Такой диод на СВЧ будет представлять собой квазилинейный импеданс, значение которого управляется внешним постоянным или низкочастотным переменным смещением.

Диоды с управляемым импедансом могут успешно использоваться в четырех типах устройств СВЧ: переключателях, предохранителях, модуляторах СВЧ-мощности и переменных аттенюаторах для управления амплитудой сигналов. Они состоят из сильнолегированных *р-* и *n-*областей, разделенных слоем сравнительно чистого высокоомного полупроводника с концентрацией примеси порядка 1012...1013 см–3, близкого по свойствам к собственному

*i-*полупроводнику. Толщина высокоомной области для различных приборов составляет от 3 до 150 мкм в зависимости от мощности и быстродействия. Емкость таких структур определяется толщиной *i-*го слоя и значительно меньше, чем у *р*–*n*-переходов. Это позволяет увеличивать площадь структур, а значит, и повышать предельно допустимую рассеиваемую мощность.

По этой же причине пробивное напряжение у таких структур может составлять сотни вольт – единицы киловольт. В реальных структурах высокоомная область имеет электронную или дырочную электропроводность, поэтому их называют соответственно *p+– v – n+-* или *p+* – π *– n+-*структурами.

Пусть высокоомная область имеет дырочную электропроводность, толщина ее *w* достаточно велика, а переходы *p+–* π и π *– п+* являются резкими. Тогда распределение концентрации примеси, объемного заряда и напряженности электрического поля в полупроводниковой структуре при нулевом и большом обратном смещении будет соответствовать рис.7.12.

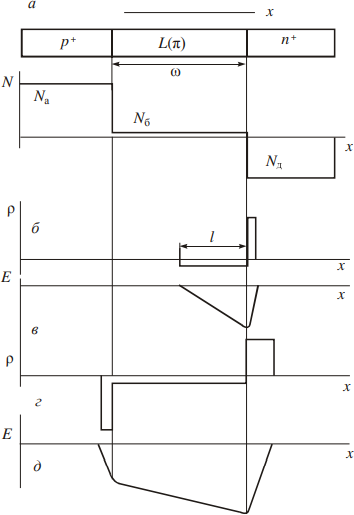


Рис. 7.12. Распределение концентрации примесей по длине диода (а); возникновение обедненной носителями области l при прямом смещении (б); распределение поля по длине диода при прямом смещении (в); обедненная область при обратном смещении (г); распределение поля при обратном смещении (д)

Вблизи контакта π – *п+* образуется обедненная основными носителями область, ширина которой *l* зависит от концентрации примеси в π-области и определяется выражением

 *U* 1/2

*l*  *l*0 1  ,



 *k* 

где *U* – приложенное напряжение; 𝜑*k* – контактная разность потенциалов;

*l*0  ,

2

*k*

0 *eNб*

где *Nб* – концентрация π-слоя. Если к структуре приложить обратное смещение, то ширина обедненной области в π-слое растет и при некотором отрицательном напряжении перекрывает весь высокоомный слой. Ширина обедненной области в *р+*- и *n+-*материале небольшая вследствие высокой концентрации примесей. Поэтому полная ширина обедненной области и емкость структуры практически остаются постоянными с изменением напряжения.

* 1. Транзисторы СВЧ
     1. Биполярные транзисторы СВЧ

Физические принципы работы транзисторов рассмотрены во многих книгах, но мы уделим преимущественное внимание тем параметрам и характеристикам транзисторов, которые наиболее существенны в СВЧ-диапазоне и определяют частотные свойства транзисторов.

Для СВЧ-транзисторов есть такое понятие, как коэффициент качества, определяется он как произведение коэффициента усиления по мощности на ширину полосы в степени 1/2:

 *f* 1/2

*K*   *T* 

 8*rbCk* 

, (7.10)

где *f*т – предельная частота усиления по току; *rb –* сопротивление базы;

*Сk* – емкость коллектора.

Коэффициент качества также можно выразить через время задержки сигнала между эмиттером и коллектором τek:

*K*  1

4 *rbCk**ek*

1/ 2

. (7.11)

Анализируя это выражение, можно сделать вывод, что для получения хорошего СВЧ-транзистора при конструировании должны быть сведены к минимуму сопротивление базы, емкость коллектора и время задержки сигнала в транзисторе.

**Сопротивление базы.** В планарном транзисторе небольшой базовый ток, протекая параллельно плоскостям эмиттерного и коллекторного переходов из области базового контакта, создает в базе поперечное падение напряжения,

поскольку базовая область имеет конечное сопротивление. Поперечное падение напряжения в базе может влиять на работу транзистора, так как части эмиттера, наиболее удаленные от базового контакта, будут работать при меньшем смещении, чем близлежащие части, а поскольку эмиттер имеет малое удельное сопротивление, происходит смещение эмиттера к краю, лежащему ближе к базовому контакту. Чтобы устранить эффект самосмещения, конструируют эмиттер с большой величиной отношения периметра к площади, например, в виде ряда длинных узких полосок, так что поперечное падение напряжения на каждой полоске в результате протекания базового тока оказывается малым.

СВЧ-транзисторы конструируют таким образом, что при малой ширине эмиттерных полосок и используемых на практике плотностях тока ток по площади эмиттера распределяется практически равномерно. Можно показать, что при этих условиях вклад в сопротивление базы той ее части, которая находится под эмиттером, определяется выражением

*rbi*

 *tR*0*e* , (7.12)

2*ln*

где *S* и *l* – соответственно ширина и длина эмиттерной полоски; *n –* число полосок, каждая из которых лежит между двумя базовыми контактами; *R*0*е* – поперечное сопротивление базы, находящейся под эмиттером, измеренное в омах на квадрат, что соответствует удельному сопротивлению базы, деленному на толщину базы.

Уравнение сопротивления части базы, лежащей между краем эмиттера и краем базового контакта, можно записать в виде

*r*  *tR*0*b* , (7.13)

*b*0 2*ln*

где *t –* расстояние от края эмиттера до края базового контакта; *Rb0* – поперечное сопротивление этой части базы.

Обычно *R*0*e* больше *R*0*b*, поскольку часть базы, находящаяся под эмиттером, имеет меньшую толщину и более низкий уровень легирования.

Такая структура с двумя эмиттерными и тремя базовыми контактами показана на рис. 7.13.

Структуру с поочередным расположением эмиттерных и базовых полосок называют гребенчатой. Величину *rbi* называют сопротивлением активной базы, а *rb*0 – сопротивлением пассивной базы. Кроме того, на сверхвысоких частотах следует учитывать, что есть еще один компонент базового сопротивления – сопротивление базового контакта *rb* конт.

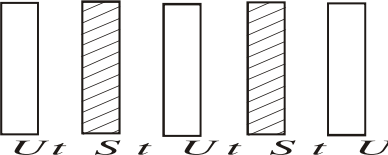


Рис. 7.13. Гребенчатая структура транзистора

Таким образом, суммарное сопротивление базы

*rb*  *rbi* + *rb*0 + *rbконт* , (7.14)

причем

*r b конт*

 *b конт* , (7.15)

*Uln*

где *rb* конт – удельное сопротивление базового контакта; *U –* ширина базовой контактной полоски.

На рис. 7.14 представлена конструкция микротранзистора и его эквивалентная схема. На рис. 7.14, *б* – эквивалентная схема компонентов сопротивления базы для гребенчатой транзисторной структуры с одной эмиттерной полоской, на рис. 7.14, *в* – та же эквивалентная схема, но с учетом распределенной емкости коллектора.

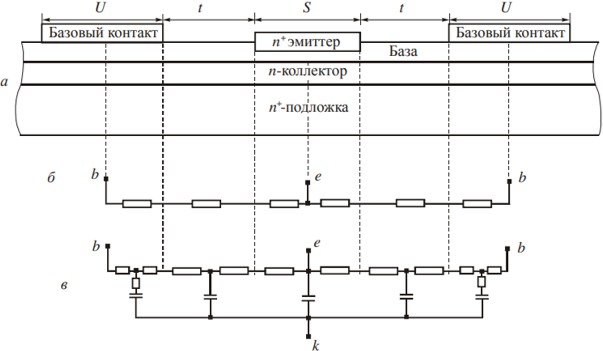


Рис. 7.14. Конструкция микротранзистора и его эквивалентная схема

Длина эмиттерной и базовой полосок *l* входит во все три компонента базового сопротивления, следовательно, сопротивление базы можно уменьшить просто путем увеличения *l*. Однако эмиттер нельзя делать слишком большой длины, иначе падение напряжения вдоль длины будет создавать смещение на частях эмиттера, наиболее удаленных от эмиттерного контакта. Практический предел увеличения длины эмиттера достигается, когда плотность тока в эмиттерной металлизации на конце контактной полоски становится равной предельно допустимой величине пробоя для данной системы металлизации. Уменьшить сопротивление базы можно также увеличением числа эмиттерных полосок *n*, и именно этот путь используется при гребенчатой конструкции транзистора.

**Емкость коллектора.** Вторым параметром в уравнении качества СВЧ-транзистора, влияющим на его высокочастотные свойства, является емкость коллектора *Сk*. Она состоит из емкости переходного слоя Ст*k* и диффузионной емкости *С*д*k* :

C*k*  *CТk*  *CДk* . (7.16)

Диффузионная емкость *С*д*k* связана с изменением заряда в базе под действием напряжения, и для того чтобы ее влияние было существенным, необходима модуляция ширины базы переменным напряжением на коллекторе. Но поскольку уровень легирования базы намного выше, чем коллекторная область, и обедненный слой *р*–*n*-перехода находится полностью в коллекторной области, изменение напряжения на коллекторе не оказывает существенного влияния на ширину базы, поэтому емкостью *С*д*k* можно пренебречь.

Емкость переходного слоя *С*т*k* зависит от площади коллектора и ширины обедненного слоя. Так как профиль распределения примеси в базе СВЧ-транзистора имеет очень большой градиент, часто пользуются формулой резкого перехода:

 *e* *Nk*

*C*  0*A*

*тk k*  2(*U*

1/2

 ,

или для кремния

 ) 

 *N* 1/2

*Cтk*  *Ak*  2,88104  *k* 

(*U* )

 

[пФ], (7.17)

где *Аk –* площадь коллектора; *Nk* – уровень легирования в эпитаксиальной коллекторной области; *U –* приложенное напряжение к коллектору; φ – контактный потенциал перехода.

Хороший СВЧ-транзистор должен быть сконструирован таким образом, чтобы коллекторный эпитаксиальный слой был полностью обеднен при подаче напряжения на транзистор. В этом случае

*Cтk*

 *Ak*0 , (7.18)

*Wэпит*

где *W*эпит – толщина эпитаксиального слоя; *ε* – диэлектрическая постоянная;

*ε*0 – диэлектрическая проницаемость вакуума.

В этих условиях, чтобы избежать преждевременного прокола базы до пробоя коллектора, должно выполняться соотношение

*Wэпит*  *Nb*

, (7.19)

*Wb Nk*

где *Wb* – ширина базы; *Nb* – концентрация примеси в базе.

Для минимизации емкости коллектора и, следовательно, улучшения СВЧ-характеристик транзистора надо свести к минимуму площадь коллектора. Это означает, что размеры *S*, *t* и *U* (см. рис.7.13) должны быть как можно меньше, а величины *l* и *п* – не больше, чем это требуется для обеспечения нужной величины тока и выходной мощности.

В эквивалентной схеме транзистора, представленной на рис. 7.14, *в*, коллекторная емкость *Сk* разделена на элементы, образующие *RС*-линии передачи с соответствующими элементами сопротивления базы.

Если обозначить через *С*0 коллекторную емкость на единицу площади, то

*Cki*  *C*0*Sl*,

*Ck* 0  2*C*0*tl*,

*Ckконт*  *C*0*Ul* .

Для эквивалентной схемы, представленной на рис. 7.14, уравнение качества можно записать так:

 1/ 2

*K*  





*fT*

 *r* 

 . (7.20)





8 *rbi*  *rb*0  *rb конт* *Cki*   *б* 0  *rb конт*  *Cki*  *rb контCk конт*  

 

 2 

 

Во все компоненты знаменателя входит *rb*конт , значит, если ширина базовой контактной полоски достаточно велика, т.е. *rb*конт мало´, то величина *K* слабо зависит от сопротивления базового контакта, а при меньших значениях ширины полоски величина *K* уменьшается. Следовательно, ширина базовой контактной полоски должна определяться соотношением величин удельного сопротивления базового контакта и поперечного сопротивления пассивной базы.

Удельное сопротивление базового контакта зависит от типа используемой системы контактной металлизации и уровня легирования поверхности кремния. Для снижения поперечного сопротивления базы под базовым контактом и уровня легирования поверхности кремния часто используют *р*+-диффузию или ионное легирование в область, находящуюся под базовой контактной полоской.

**Время задержки сигнала** τ*еk* (см. уравнение (7.11)) представляет собой полное время переноса носителя заряда. За время прохождения через прибор носитель заряда претерпевает последовательно несколько этапов задержки, каждый из которых рассмотрим ниже. Эти составные элементы времени задержки суммируются:

*ek* *e* *eb* *bk* *b* *d* *k* , (7.21)

где *τе* – эмиттерное время задержки, связанное с избыточным накоплением дырок в эмиттере; *τeb* – время заряда емкости перехода эмиттер – база через эмиттер; *τbk*

– время заряда емкости перехода база – коллектор через эмиттер; *τb* – время переноса носителей через базу; *τd* – время задержки в обедненном слое коллектора; τ*k* – время заряда емкости перехода база – коллектор через коллектор. Каждую из постоянных времени можно выразить через соответствующую характеристическую частоту *ω*=1/*τ*, тогда получим выражение

1  1  1  1  1  1  1 . (7.22)

*T* *e*

*eb*

*bk*

*b* *d* *k*

Частота *ωТ* = 2*πfТ* – наиболее важный параметр СВЧ-транзистора, так как она определяет коэффициент усиления по току и коэффициент шума, *fТ* – частота, на которой коэффициент усиления по току в схеме с общим эмиттером равен единице; ее называют граничной частотой коэффициента усиления по току.

**Эмиттерное время задержки.** Ранее считалось, что для обеспечения высокой эффективности эмиттера в него необходимо вводить как можно больше примеси, руководствуясь лишь тем, чтобы не создать слишком больших нарушений кристаллической решетки. Однако высокий уровень легирования влияет на зонную структуру кремния, во-первых, из-за расширения примесной зоны и, во-вторых, из-за того, что большое число примесных атомов нарушает периодичность кристаллической решетки кремния, вызывая размытие границы зоны. Таким образом, высокий уровень легирования эмиттера приводит к уменьшению ширины запрещенной зоны кремния, степень которого зависит от суммарной концентрации примеси, а, следовательно, может быть различной в разных точках эмиттера.

Высокая степень легирования эмиттера приводит к возникновению задержки в нем, длительность которой определяется выражением

 *Q*  1 *Xeb x*2

*pe*0

*I D*



*e*  *e* 

*pe* 0

*k*

 *xdx*  2*Deb*

0

, (7.23)

где *Qe* – избыточный накопленный заряд неосновных носителей в эмиттере:

*Ik* – ток коллектора; *Dре* – коэффициент диффузии дырок, инжектированных из

базы в сильно легированный эмиттер; *β*0 – коэффициент усиления по постоянному току; *xеb –* глубина эмиттера.

Поскольку длительность задержки определяется интегралом накопленного заряда от поверхности эмиттера до границы области пространственного заряда эмиттер – база, ее можно сократить путем уменьшения глубины эмиттерного перехода.

При конструировании СВЧ-транзисторов переходы всегда стараются делать малой глубины, чтобы повысить градиент распределения примеси в переходе эмиттер – база с целью снижения эмиттерной емкости за счет уменьшения краевой емкости эмиттера. Еще более важным основанием для снижения глубины эмиттера является, как мы видели, необходимость уменьшения τ*е*. Чтобы использовать малую глубину эмиттера для повышения *f*т (т.е. граничной частоты усиления транзистора), необходимо прежде всего убедиться в том, что система эмиттерной металлизации не только обеспечивает хороший омический контакт с малым сопротивлением к эмиттерной поверхности, но и не вызывает диффузии или миграции примесей к переходу эмиттер – база при последующей работе транзистора, в противном случае возможно повреждение перехода. Величину τ*е* можно уменьшить и путем уменьшения градиента распределения примеси в эмиттере, как уже говорилось выше.

**Время заряда емкости эмиттер – база через эмиттер** τ***eb***. Переход эмиттер

– база включен в прямом направлении, и эмиттерный ток делится между параллельно включенными сопротивлением эмиттера *re* и емкостью эмиттерного перехода *С*т*е*. Только та часть тока, которая проходит через *re*, инжектируется в базу и усиливается. Ток, текущий через *С*т*е*, является паразитным. В результате образуется *RС*-цепочка с временем задержки:

  1  *reC*

. (7.24)

*eb* *eb Te*

Здесь *re* – отношение эмиттерного напряжения к току эмиттера, а

*С*т*е* – барьерная емкость перехода, которые определяются выражениями

*kT* 25

 *N* 1/2

*re*  *eI*  ,

*e*

*I*

*e*

*CTe*  2,88104 *Ae*  *be* 

 

*U* 

[*пФ*],   0,7*В* .

Для уменьшения *reb* можно увеличить ток эмиттера *Iе*, понизив таким образом *re*. СВЧ-транзисторы обычно работают при таких уровнях эмиттерного тока, что *τeb* не вносит существенного вклада в суммарное время задержки.

Емкость эмиттерного перехода *С*т*е*, возникающая в результате изменения ширины обедненного слоя эмиттера, пропорциональна площади эмиттера.

Для улучшения частотной характеристики транзистора площадь эмиттера следует уменьшить до предела, определяемого мощностью рассеяния и требованиями надежности. Это можно сделать уменьшением ширины эмиттера

*S.* Нижний предел для *S* определяется разрешающей способностью фотолитографии. Последовательное сопротивление эмиттера *rse,* в которое входят сопротивление кремния в области эмиттера и сопротивление эмиттерной металлизации, включено последовательно с *reС*т*е* так, что заряд эмиттерной емкости осуществляется через комбинацию сопротивлений *re* и *rse*. Постоянная времени определяется выражением

  1  *rse*  *re* *C*

. (7.25)

*eb* *eb Te*

В малошумящем маломощном СВЧ-транзисторе значение *rse* может составлять 0,5...1,0 Ом, что на порядок ниже типичной величины *re* для этого типа транзисторов.

В мощные СВЧ-транзисторы часто встраивают дополнительные эмиттерные резисторы для выравнивания тока в различных частях гребенки эмиттера. Поскольку эти транзисторы работают при гораздо более высоких уровнях тока, чем малошумящие приборы, величина *re* будет сравнительно малой, так что для определения τ*eb* можно пользоваться уравнением (7.25).

**Время заряда емкости база – коллектор τ*bk* через эмиттер.** В СВЧ-транзисторе следует учитывать время задержки сигнала, которым в низкочастотных транзисторах можно пренебречь, например, время задержки, определяемое временем заряда емкости коллекторного перехода через эмиттер, которое создает частотные ограничения *RС*-типа:

  1  *rse*  *re* *C*

. (7.26)

*bk* *bk Tk*

При наличии эмиттерных резисторов, используемых для выравнивания тока в эмиттере, учитывается их вклад в *rse.* При отсутствии эмиттерных резисторов величина *rse* обычно пренебрежимо мала по сравнению с *re*. В последнем случае, который относится к маломощным СВЧ-транзисторам, выражение (7.17) сводится к виду

*bk*  *reCTk* .

**Время переноса носителей через базу τ*b*** определяется из решения уравнения переноса. Это уравнение решается через выражение для коэффициента переноса в базе β\*, представляющего собой отношение тока на границе базы с коллектором к току на границе базы с эмиттером. β\* является комплексной величиной, поскольку при перемещении носителей в базе происходит не только уменьшение амплитуды сигнала, но и сдвиг по фазе.

Время переноса электронов через базу *р*-типа можно выразить через ширину базы *W* и коэффициент диффузии электронов в базе *Dnb*:

*t*  *W* 2

*b Dnb*

. (7.27)

Коэффициент переноса определяется выражением

 2

 *W* 

 \*   

1/2

* *j**btb* 

, (7.28)

где *L –* длина базы.

 *L*  

Чтобы найти предельную частоту передачи тока в базе ω*b*, которая

определяется как частота, соответствующая уменьшению  \* на 3 дБ по

сравнению с низкочастотным уровнем, уравнение (7.19) разлагают в ряд и

находят *ωbtb* из условия

 \* 

1. , отсюда *ωbtb* = 2,43.

2



Подставив в данное выражение значение *tb* , получим

 *W* 2

 2, 43 ,

или

*b Dnb*

1  *W* 2 .

*b* 2, 43*Dnb*

Таким образом, постоянная времени переноса через базу определяется выражением

*b* 

*W* 2

2, 43*Dnb*

. (7.29)

Уравнение (7.29) описывает время переноса через базу только в том случае, когда перемещение носителей заряда происходит за счет диффузии. Если в базе имеется дрейфовое поле *Е*, возникающее благодаря градиенту концентрации примеси в базе, то время переноса электронов через базу будет меньше, так как помимо диффузионного перемещения ускорение электронов будет происходить за счет электрического поля. Этот эффект можно учесть, воспользовавшись модифицированной формулой

*b* 

*W* 2

*nDnb*

. (7.30)

В случае кремниевых СВЧ транзисторов *n*–*р*–*n*-типа с диффузионной базой типичное значение *n* лежит в диапазоне 4...7.

**Время задержки в обедненном слое коллектора.** После того как инжектированные носители заряда проходят через базу, они попадают в обедненный слой обратносмещенного коллекторного перехода и переносятся через него под действием сильного электрического поля, существующего в переходе. Скорость движения носителей достигает скорости насыщения *V*нас при электрических полях порядка 104 В/см. Так как поле в обедненном слое коллектора СВЧ-транзистора обычно гораздо выше этой величины, можно считать, что носители проходят весь обедненный слой со скоростью насыщения. При нормальной работе эта скорость почти не зависит от изменения коллекторного напряжения во всем его рабочем диапазоне.

Время переноса носителей через обедненный слой шириной *Хd* как при плавном, так и при ступенчатом распределении примеси определяется выражением

*td* 

*Xd*

*Vнас*

. (7.31)

как

Соответствующая задержка сигнала при этом составляет *td /* 2.

Таким образом, время задержки в обедненном слое коллектора определится

*t*  1 

*d* *d*

*Xd*

2*Vнас*

. (7.32)

Чтобы сделать минимальным время задержки τ*d*, следует уменьшить *Хd.* Этого можно достичь путем уменьшения удельного сопротивления эпитаксиального слоя коллектора при неизменной величине коллекторного напряжения. Величина τ*d* весьма чувствительна к изменению коллекторного напряжения, поскольку *Хd* изменяется как корень квадратный из приложенного напряжения. Однако в СВЧ-транзисторах слой объемного заряда коллектора обычно распространяется на всю глубину эпитаксиального слоя. В этих условиях τ*d* определяется выражением

  *Wэпит* , (7.33)

*d* 2*Vнас*

где *W*эпит – глубина эпитаксиального слоя.

**Постоянная времени заряда емкости перехода база – коллектор *τk* через коллектор.** Емкость коллекторного перехода *С*т*k* должна заряжаться через суммарное сопротивление эмиттер – коллектор, состоящее из трех частей: последовательного сопротивления эмиттера *rse*, дифференциального сопротивления эмиттерного перехода *re* и последовательно включенного сопротивления коллектора *rsk*. О влиянии *rse* и *re* говорилось выше, поэтому рассматривать их не будем. Выражение для последней составляющей времени задержки сигнала примет вид

При изготовлении кремниевых *n*–*р*–*n* транзисторов СВЧ используются эпитаксиальные слои *n*-типа, выращенные на подложке *n*+-типа, причем при нормальной величине рабочего напряжения обедненный слой коллектора проникает на всю глубину эпитаксиального слоя, почти достигая подложки. В этих условиях последовательное сопротивление коллектора почти полностью определяется удельным сопротивлением подложки ρ*k* и ее толщиной *lk*, так что

  1  *r C*

. (7.34)

*k* *k sk Tk*

При изготовлении кремниевых *n*–*р*–*n* транзисторов СВЧ используются эпитаксиальные слои *n*-типа, выращенные на подложке *n*+-типа, причем при нормальной величине рабочего напряжения обедненный слой коллектора проникает на всю глубину эпитаксиального слоя, почти достигая подложки. В этих условиях последовательное сопротивление коллектора почти полностью определяется удельным сопротивлением подложки ρ*k* и ее толщиной *lk*, так что

где *Аk –* площадь коллектора.

*rsk*

 *klk* , (7.35)

*Ak*

Емкость коллекторного перехода в условиях полного обеднения эпитаксиального слоя определяется выражением

тогда

*CTk*

 *Ak*0 ,

*Wэпит*

  *k lk*0 . (7.36)

*k Wэпит*

Удельное сопротивление подложки обратно пропорционально концентрации примеси, следовательно, для снижения τ*k* надо использовать сильнолегированную подложку *n*-типа. Для легирования подложки часто используют сурьму, так как она диффундирует в кремнии сравнительно медленно и это позволяет избежать диффузии из подложки в эпитаксиальный слой в процессе изготовления транзистора. Толщину подложки *lk* следует уменьшать для снижения τ*k* и, что особенно важно в мощных транзисторах, для теплового сопротивления между активной областью прибора и теплоотводом. Суммарное время задержки сигнала между эмиттером и коллектором можно суммировать следующим образом:

*ek*

2

 *eb*

*X*

2*Dpe*0

* *re* *CTe*

 *CTk* 

*W* 2

*nDnb*

* *Xd*

2*Vнас*

 *rskCTk* . (7.37)

Таким образом, при конструировании транзистора для уменьшения τ*ek* и, как следствие, увеличения *f*т необходимо исходить из следующих практических соображений.

1. Глубина эмиттерного перехода должна быть малой. На практике транзисторы СВЧ имеют глубину эмиттерного перехода не более 0,1...0,2 мкм. Ограничением является возможность диффузии контактной металлизации в эмиттер в процессе изготовления транзистора (при высоких температурах) или при его последующей работе. По этой причине в качестве контактной металлизации к мелким *р*–*n*-переходам используют сложные металлические системы: либо алюминий с подслоем титана, либо сплав алюминий-кремний.
2. Концентрация примеси в эмиттерной области не должна быть слишком высокой.
3. Коэффициент усиления по постоянному току β0 должен быть как можно больше, т.е. отношение уровня легирования эмиттера к уровню легирования в базе должно быть много больше единицы (приблизительно на порядок). Причем эмиттер во избежание сужения запрещенной зоны и, как следствие, снижения эффективности сильно легировать нельзя.

Из пп. 2 и 3 следует, что степень легирования эмиттера в СВЧ-транзисторах не должна быть слишком высокой, что противоречит теории, согласно которой эмиттер легировали так сильно, как только возможно это сделать, не нарушая, конечно, при этом решетку полупроводникового кристалла.

1. Эмиттерное сопротивление должно быть мало, для чего рабочую точку транзистора смещают в область более высоких токов. Любое дополнительное сопротивление *rse* должно быть, как можно меньше; это касается и сопротивления металлизации, и контактного сопротивления, а также и выравнивающих балластных резисторов в мощных транзисторах.
2. С целью снижения емкости *С*т*е* следует уменьшать площадь эмиттера настолько, насколько это возможно из соображений плотности тока в транзисторе и эмиттерной металлизации. Кроме того, концентрация примеси в базовой области под эмиттером (активная база) не должна быть слишком большой, чтобы переход не получился слишком узким.
3. Емкость коллекторного перехода *С*т*k* следует уменьшать, ограничивая площадь коллектора, насколько это возможно из соображений рассеяния мощности и отвода тепла.
4. Ширина базы *W* должна быть как можно меньше. Методом ионного легирования в настоящее время получают ширину базы менее 0,1 мкм.
5. Ширина обедненного слоя коллектора *Xd* должна быть настолько малой, насколько это возможно с точки зрения требований к величине рабочего напряжения и уровню легирования коллектора.
6. Коэффициент диффузии электронов в базе должен быть как можно больше, для чего активную базу легируют слабее, чем пассивную, находящуюся между эмиттерным и базовым контактами.
7. Уменьшение последовательного сопротивления коллектора *rk* достигается благодаря использованию эпитаксиальных пленок. При конструировании транзистора предусматривается полное обеднение эпитаксиального слоя при рабочем напряжении. В этих условиях *rsk* определяется свойствами подложки, которую изготавливают из низкоомного кремния и делают настолько тонкой, насколько это возможно из практических соображений. Таким путем удается уменьшить величину *rsk*, и тогда единственное, что остается, это обеспечить малую величину контактного сопротивления между обратной стороной кристалла и держателем.

*7.5.1.1.*Эквивалентная схема биполярного транзистора СВЧ

Эквивалентная схема СВЧ биполярного транзистора может быть представлена в виде сочетания *RС*-цепочек и генератора тока. Элементами такой схемы являются сопротивления и емкости, соответствующие различным частям структуры транзистора.

Дополнительным элементом является диффузионная емкость *С*д, представляющая собой произведение обратной величины *re* на сумму постоянных времени, обратных круговым частотам ω*е*, ω*b* и ω*d* и соответствующих обедненным областям эмиттера, базы и коллектора.

Введены также параметры *Сbk* (рад) и *Сеk* (рад), являющиеся емкостями базовой и эмиттерной контактных площадок, обратно пропорциональных толщине окисла, и параметры *rbk* (рад) и *rеk* (рад), отображающие соответствующие последовательные сопротивления, зависящие от толщины коллекторного эпитаксиального слоя и подложки, а также от уровня их легирования и измеренные в радианах (рис. 7.15).

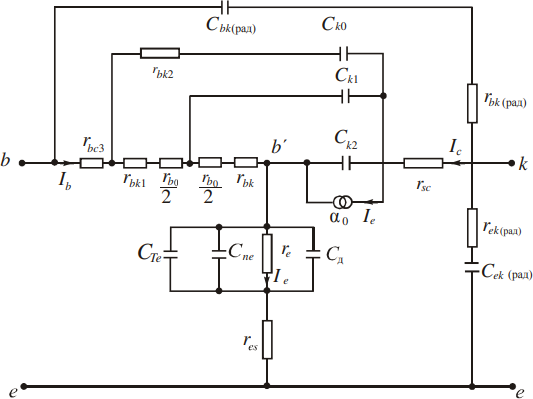


Рис. 7.15. Эквивалентная схема биополярного транзистора СВЧ

Упрощенный вариант эквивалентной схемы может быть более полезен разработчикам схем в качестве модели для автоматизированного анализа работы активного элемента. В упрощенной схеме сопротивление базы, включая контактное сопротивление, представлено в виде сосредоточенного элемента *rbb*, а все емкости, подключенные параллельно *re*, представлены в виде сосредоточенного емкостного элемента *Се*.

Элемент *Сe* = (ωт*rе*)-1, где ωт – измеренное значение ширины полосы и, следовательно, учитывает емкости *С*т*е*, *Сnе*, *С*д и *Сеk* (рад). Коллекторная емкость изображена в виде активной емкости *Сk*1 и паразитной емкости *Сk*2, включающей также емкость контактной площадки *Сbk*(рад). Последовательные сопротивления эмиттера и коллектора в этой схеме не учтены (рис. 7.16).

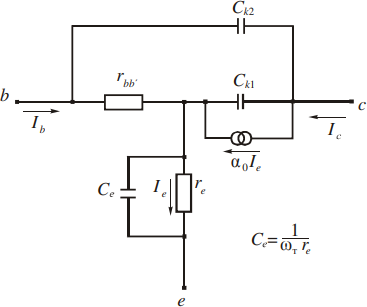


Рис. 7.16. Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора СВЧ

* + 1. Униполярные (полевые) транзисторы СВЧ

Полевые транзисторы конструктивно похожи на биполярные. В биполярном транзисторе СВЧ имеется узкий длинный эмиттер, по обеим сторонам которого близко расположены узкие длинные базовые полоски, в полевом же с обеих сторон узкого длинного затвора близко расположены узкие и длинные исток и сток (рис. 7.17). Аналогия может быть распространена и на частотные свойства этих приборов, поскольку величина *f*max для биполярного транзистора обратно пропорциональна ширине эмиттерной полоски *f*mах≈40*/(S+*2*t)* (ГГц), в то время как для полевого – ширине затвора *f*mах ≈ 33 / *L* (ГГц).

Таким образом, для СВЧ-параметров обоих приборов критичной является возможность реализации прецизионной геометрии электродов на поверхности полупроводника.

Полевые транзисторы могут иметь конструкцию трех типов: с изолированным затвором, с *р*–*n*-переходом в качестве затвора и с барьером Шоттки в качестве затвора. Лучшие СВЧ-параметры получены на приборах из арсенида галлия с каналом *n*-типа и барьером Шоттки в качестве затвора.

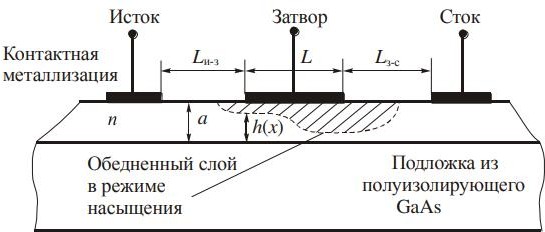


Рис. 7.17. Конструкция полевого транзистора СВЧ

Полевые СВЧ-транзисторы изготавливаются из арсенида галлия *n*-типа по планарно-эпитаксиальной технологии с затвором на барьере Шоттки (рис. 7.18).

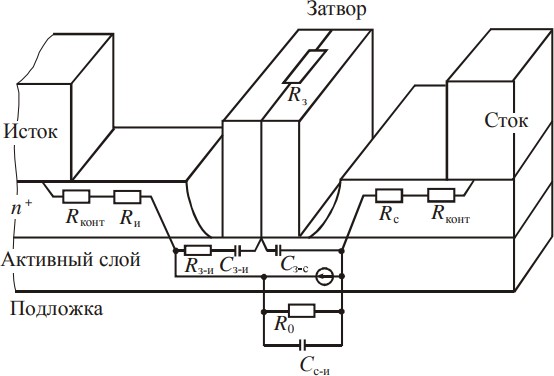


Рис. 7.18. Конструкция полевого транзистора СВЧ с барьером Шоттки и его эквивалентная схема

Геометрические размеры контактной системы примерно такие же, как у биполярных транзисторов, однако электроды истока и стока имеют омические контакты с полупроводником. В данной схеме общим электродом является исток. На управляющий электрод затвора на барьере Шоттки подают обратное смещение *U*з-и*,* поэтому его ток весьма мал, примерно 10–9 А, благодаря чему входное сопротивление полевого транзистора с барьером Шоттки (ПТШ) велико. Напряжение питания *U*с-и включено так, чтобы электроны в тонком эпитаксиальном слое *n*, который служит каналом, двигались от истока к стоку. Ток через нагрузку *Z*н определяется сопротивлением канала, зависящим от напряжения на затворе *U*з-и: чем выше обратное напряжение, тем больше толщина обедненной области барьера Шоттки под затвором и меньше активная проводящая часть *n*-слоя; сопротивление канала увеличивается, рост тока стока *I*c прекращается.

Таким образом, в отличие от биполярного, полевой транзистор управляется напряжением и характеризуется крутизной *S =* Δ*Ic /* Δ*Uз-и,* достигающей сотен миллиампер на вольт. Выходные вольт-амперные характеристики ПТШ (зависимость *I*c от *U*с-и при *U*з-и = const) имеют пентодный вид. Его выходное сопротивление велико.

Отметим некоторые преимущества ПТШ по сравнению с биполярным транзистором. Благодаря более простой и совершенной технологии изготовления ПТШ имеют меньший разброс электрических параметров. Ток в них течет не через *р*–*n*-переходы, а между омическими контактами в однородной среде канала, поэтому транзистор обладает более высокой линейностью ВАХ, у них нет шумов токораспределения, а плотность тока может быть большей, следовательно, уровень их шумов меньше, а отдаваемые мощности больше. Скорость движения электронов в арсениде галлия, из которого изготавливают ПТШ, примерно в два раза выше, чем в кремнии, а вместо емкостей эмиттерного и коллекторного переходов в ПТШ имеется сравнительно малая емкость обратносмещенного барьера Шоттки под затвором, поэтому данный тип транзисторов работает на более высоких частотах. Внутренняя обратная связь через паразитные емкости незначительна, поэтому усилители на полевых транзисторах с барьером Шоттки работают более устойчиво в широком диапазоне частот. Главный недостаток транзисторов на арсениде галлия – это более низкая теплопроводность, она в три раза меньше, чем в кремнии, однако биполярные транзисторы уступают ПТШ по выходной мощности на частотах свыше 5 ГГц, а по коэффициенту шума – на частотах выше 1,5 ГГц. В настоящее время на ПТШ создаются твердотельные схемы СВЧ практически любого назначения в диапазоне от дециметровых до миллиметровых волн.

* + - 1. Полевые транзисторы СВЧ с барьером Шоттки

Важное место в СВЧ-микроэлектронике занимают полевые транзисторы с барьером Шоттки на полупроводниковых материалах группы А3В5, в частности арсениде галлия. Основными преимуществами данного материала являются более высокая скорость электронов, обеспечивающая большее быстродействие приборов и хорошие изолирующие свойства подложек. Однако арсенид галлия по сравнению с кремнием обладает низким качеством собственного окисла и имеет высокую плотность поверхностных состояний на границе раздела полупроводник – изолятор. Это затрудняет изготовление на арсениде галлия таких приборов, как МОП-транзисторы. Поэтому практическое использование получили полевые транзисторы на основе барьера Шоттки. В большинстве случаев эти приборы изготавливаются непосредственно ионной имплантацией в полуизолирующую подложку из арсенида галлия. Рассмотрим более подробно принцип действия подобных транзисторов как наиболее распространенных в микроэлектронике СВЧ.

**Принцип действия ПТШ.** Схематичное изображение полевого транзистора с барьером Шоттки приведена на рис.7.19. Обедненная носителями область барьера Шоттки определяет поперечное сечение проводящего канала под затвором, модулируя его проводимость и тем самым ток в цепи исток – сток.

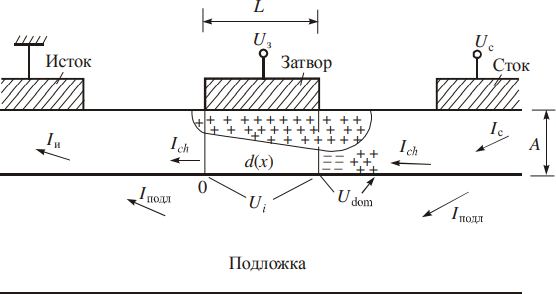


Рис. 7.19. Схематичное представление полевого транзистора с барьером Шоттки

Проанализируем канал *n*-типа, в котором обедненная область расширяется по мере приближения к стоку, поскольку в этом направлении увеличивается обратное смещение между каналом и затвором. Как только напряжение на затворе станет меньше какого-то порогового, равного

*UT*  *UP*0  *PUbi* , (7.38)

где *U*т – пороговое напряжение, то ток через прибор падает практически до нуля.

В уравнении (7.38) *UP*0 – напряжение перекрытия, равное

*U*  *qND A* , (7.39)

*P*0 2

где *Ubi* – встроенный потенциал. В уравнении (7.39) *А* – толщина канала, а *ND* – концентрация доноров, которая равна концентрации электронов *n*0 в необедненной части канала.

Предположим, что легирование канала однородно. Если напряжение на затворе *U*з больше чем пороговое *U*т, то увеличение напряжения сток – исток *U*с-и до величины больше напряжения насыщения *U*с-инас приводит к насыщению тока через канал. Насыщение тока вызвано насыщением скорости электронов в сильном электрическом поле канала. В ПТШ на арсениде галлия с коротким каналом, где длина затвора *L* составляет 0,5...2 мкм, типичные величины средней напряженности электрического поля в канале довольно высокие (порядка 5...20 кВ/см), а эффекты горячих электронов и связанная с ними нелинейность зависимости дрейфовой скорости электронов от напряженности электрического поля очень важны.

**Модель Шокли.** Рассмотрим простую модель, в которой указанные эффекты не учитываются, а предполагается, что дрейфовая скорость, равная

*Vдр*  *Е* , (7.40)

(*μ* – подвижность в слабом поле), пропорциональна продольной составляющей электрического поля вплоть до точки, где канал перекрывается на стоковой стороне затвора, что происходит при

*UЗ**И* *UС**И* *UT* . (7.41)

Эта модель называется моделью Шокли, она базируется на допущении, что толщина обедненной области под затвором есть медленно изменяющаяся функция координаты (рис. 7.20).

Предположим, что проводящая часть канала нейтральна, область под затвором полностью обеднена, электрическое поле от стокового напряжения *Е* в канале направлено вдоль оси *X*, электрическое поле под затвором *Е*зат – по оси *Y*, граница между нейтральным каналом и обедненной областью резкая и потенциал вдоль канала изменяется достаточно медленно, так что в каждой точке толщина слоя обеднения может быть найдена решением одномерного уравнения Пуассона.

Найдем приращение потенциала в канале, опираясь на эти допущения:

*dU*  *IkdR* 

*IkdX*

*q**N W*  *A*  *A* (*X* )

, (7.42)

*D*  *d* 

где *I*к – ток канала; *dR* – приращение сопротивления канала; *Х* – координата вдоль канала; *А* – толщина активного слоя; *Аd*(*Х*) – толщина обедненного слоя (рис. 7.20); *W* – ширина затвора.

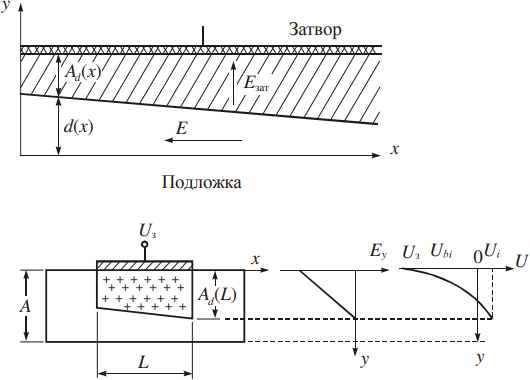


Рис. 7.20. Изменение толщины обедненной области под затвором

Толщина обедненного слоя в какой-то точке *Х* задается выражением

 2 *U* ( *X* ) *U*

*U*  1/2

*A* (*x*)    *bi з*  

. (7.43)

*d*  



*qN*

 *D* 

Если в уравнение (7.42) подставим значение *Аd*(*Х*) и проинтегрируем его по направлению *Х* от нуля (истоковая граница затвора) до *L* (стоковая граница затвора), получим основное уравнение полевого транзистора с барьером Шоттки:

2 *U*







*i* *Ubi*

*Uз*

3/2 *U*

*Uз*

3/2 





*Ik*  *g*0 *Ui*  

3





*UP*0

3/2

*bi*

 , (7.44)





где *I*к – ток канала; *Ui* – падение напряжения в канале под затвором;

*g*  *q**NDWA* ,

0 *L*

– проводимость необедненного канала; *L* – длина затвора; *UР*0 – идеальное напряжение перекрытия, определяемое формулой (7.38).

Если пренебречь последовательными сопротивлениями областей сток – затвор и затвор – исток, включая контакты, то *Ui* = *U*с-и. Уравнение (7.44)

применимо только до точки, где еще сущес твует нейтральный канал, даже в самой узкой части стоковой границы канала, т.е. при

 2 *U* *U* *U* 1/2

*A* (*L*)  *A* *U*  *i bi з*   *A* . (7.45)



*D* 0  *i*



*qND* 

Предполагается, что при *А*(*L*) = *А* (условие перекрытия канала) происходит насыщение тока через канал. Поэтому напряжение насыщения *Ui* нас в модели Шокли задается выражением

*Uiнас* *UP*0 *Ubi* *Uз* , (7.46) что согласуется с соотношением (7.41).

Подставляя значение *Ui* нас в основное уравнение (7.44), получаем значение тока насыщения:

3



1

*I*  *g*  *U*

* + 2 *Ubi*

*Uз*

3/2

*U*



*U*



*U*  . (7.47)

*кнас*

3

0  *P*0



1/2

*P*0

*bi з* 



 

Очень важной характеристикой полевого транзистора является его крутизна

*gm* 

*dIC dUЗ*

|

*I**const*

*U*

. (7.48)

Из основного уравнения (7.45) найдем крутизну на линейном участке:

*g*  *g*

*Ui* *Ubi*

*Uз*

1/2 *U*

*Uз*

1/2

.



*m* 0 *U*

1/2

*P*0

*bi*

Если подставить выражение (7.47) в уравнение крутизны, то можно определить крутизну на участке насыщения:

*g*  *g*



1

*Ubi*

*Uз*

1/2 

 . (7.49)



*m нас* 0 



*UP*0 





Для малых значений напряжения сток – исток

*Ui*  *Ubi* *Uз* . (7.50)

Уравнения (7.43) и (7.48) можно упростить:

*I*  *g*



1

*Ubi*

*Uз*

1/2 

*U*



, (7.51)

*i*

*к* 0 



*UP*0 





*g*  *g*0*Ui*

. (7.52)

*m* 1/2

*U*

2*U*

*P*0

*bi* *UЗ*

1/2

Полученные результаты можно представить в универсальной безразмерной форме, если ввести безразмерные переменные:

*i*  *Ik*

*U*

, *iнас* 

*Ik нас*

*g U*

, *ui*

 *Ui* ,

*U*

*u*  *Ubi* *Uз* ,

*з U*

*uнас*

 *Ui нас* ,

*U*

*P*0 0 *P*0 *P*0 *P*0 *P*0

*G*  *gm нас* ,

*u*  *U* (*x*) . (7.53)

*нас*

*g*0 *UP*0

Тогда основные соотношения преобразуются к виду

*i*  *U*

 2 *U* *U* 1/2  2*U* 1/2 , (7.54)

*i* 3 *i з* 3 *з*

*iнас*  1  2*Uз*3/2 *Uз* , (7.55)

3 3

*uнас* 1*Uз* , (7.56)

*Gнас* 1 . (7.57)

*Uз*

Безразмерные характеристики полевого транзистора по модели Шокли представлены на рис. 7.21.

Из уравнения (7.42) можно найти распределение потенциала в канале. Проинтегрируем это уравнение по направлению *Х* и, принимая во внимание уравнение (7.44), найдем соотношение, выраженное во введенных безразмерных переменных:

*U* (*z*)  2 *U* (*z*) *U*



3 *з*

3/2  2*U*

3



3/2 

*з*

*Ui*



* 2 *U*

3 *i*



*Uз*

3/2  2*U*

3



3/2  *Z* , (7.58)

 



*з*

где *Z=X/L.*

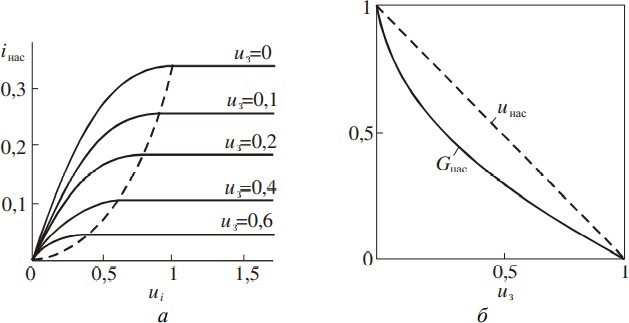


Рис. 7.21. Безразмерные (а – выходные, б – проходные) характеристики полевого транзистора по модели Шокли

* + - 1. Эквивалентная схема полевого транзистора СВЧ

Для расчетов усиления транзистора в частотном диапазоне согласования полевого транзистора с источником сигнала и нагрузкой на практике применяют упрощенную эквивалентную схему для малого сигнала (рис. 7.22).

Усилительные свойства транзистора характеризуются крутизной *S*, емкость

*С*с-з сток – затвор определяет степень паразитной обратной связи; емкость затвор

– исток *С*з-и является составной частью входного импеданса; *R*вн есть сопротивление части канала, не перекрытого обедненным слоем барьера Шоттки; *R*з – сопротивление металлизации затвора; *R*и и *R*с – сопротивления частей эпитаксиального *n*-слоя на участках исток – затвор и затвор – сток, которые не зависят от напряжения *U*з-и и включают в себя сопротивление омических контактов истока и стока; *R*с-и – дифференциальное выходное сопротивление.

Из выводов ПТШ на эквивалентной схеме рассматривается лишь индуктивность *L*и общего электрода истока, в наибольшей степени влияющая на его усиление. Полагая *R*з ≈ *R*и ≈ *R*с ≈ *L*и ≈ 0, получим схему для расчетов на согласование транзистора.

**Частотные свойства.** Полевой транзистор в СВЧ-диапазоне, как и биполярный транзистор, характеризуется частотами *f*max и *f*т:

 *R*  *R*  *R*

1/2

*f*max  0,5 *fT*  *вн R и з*  2 *fT RзCс**з*  

 *с**и*

1/2

*f*  *R*



1/2

 4

*fT*

2 *RзCс**з* 

 *T*  *c*  ,

2  *Rи*  *Rз* 

*f*  *S*  *S*  (2 )1 .

*T* 2*Cз**и* (1 *Rc*  *Rи* )  *SR* 2*Cзи*

*Rc**и и*

где   *Сз**и* / *S*

 *l з*

/ *Vнас*

* половина времени пролета электронов через канал

со скоростью насыщения *V*нас.

Емкость *С*з-и определяется как

*Cз**и*  *еNкWзlзa* ,

2*UP*

где

* + напряжение прокола канала.

1.  *еNкa*

*P* 20

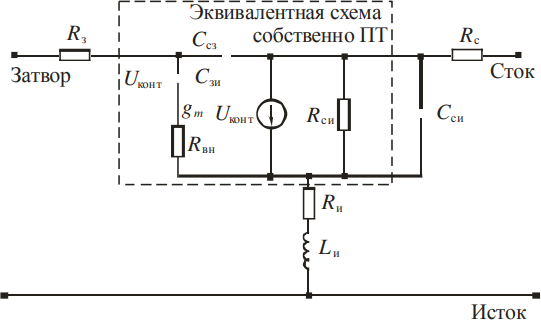


Рис. 7.22. Упрощенная эквивалентная схема для малого сигнала

Скорость электронов в арсениде галлия имеет предел *V*нас = 1,4·105 м/с, поэтому усилия разработчиков направлены на создание ПТШ с затворами субмикронных размеров (*l*з < 1 мкм). Большое влияние на *f*max оказывает при этом возрастание *R*з, для его снижения металлизацию затвора выполняют с отношением толщины к длине, большим единицы, и стараются уменьшить ширину *W*з.

К настоящему времени созданы ПТШ миллиметрового диапазона волн с *l*з ≈ 0,25 мкм с треугольным затвором, Т-образной конфигурации и шириной затвора 75 мкм (рис. 7.23).

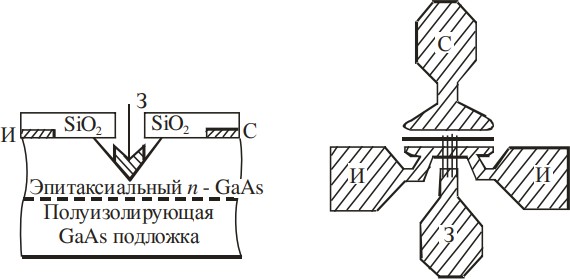


Рис. 7.23. Топология транзистора с затвором Т-образной конфигурации

Такое питание затвора уменьшает паразитные емкости и расфазировку управляющего сигнала при его распространении по ширине затвора, что повышает *f*max в два раза при всех прочих равных условиях. Данный транзистор на частоте 32 ГГц имеет усиление около 7 дБ и *K*ш ≈ 2,6 дБ.

Другой транзистор, изготовленный методом электронно-лучевой литографии и ионной имплантации на 60 ГГц, показал усиление около 6 дБ и *K*ш

*≈* 8 дБ. Становится реальной задача создания ПТШ на 100 ГГц, однако вследствие возрастающего влияния краевой емкости затвора и роста *R*з путь дальнейшего уменьшения *l*з малоэффективен. Последующий прогресс связывают с новыми конструкциями и принципами работы приборов. Усиление у ПТШ, так же, как и у биполярного, падает со скоростью 6 дБ/октаву.

**Шумовые свойства ПТШ.** Важнейшим преимуществом ПТШ, обусловившим их широкое применение в приемных устройствах, является малый уровень шумов. Кроме тепловых шумов сопротивлений истока, затвора и канала в ПТШ имеют место шумы преобразования энергии при столкновении электронов с кристаллической решеткой полупроводника и примесями (шумы генерации-рекомбинации), а также шумы, связанные в основном с поверхностным состоянием полупроводника. Поэтому особое внимание уделяется совершенствованию технологии изготовления ПТШ с целью уменьшения естественных дефектов в полупроводнике и на поверхности. Применение поликристаллической пленки из арсенида галлия снижает шумы, улучшает стабильность параметров и надежность транзистора. Поскольку в ПТШ на арсениде галлия преобладают тепловые шумы, очень эффективным оказывается охлаждение приборов, что позволяет снизить шум в 3–6 раз, а это дополнительно приводит к увеличению полосы и усиления, так как у арсенида галлия при охлаждении возрастают подвижность электронов и их дрейфовая скорость *V*др.

**Мощные полевые транзисторы.** На частотах ниже 3 ГГц в основном используются мощные кремниевые биполярные транзисторы. На более высоких частотах явно выигрывают ПТШ. Если их сравнивать по коэффициенту качества (произведению мощности на квадрат частоты) *K=P*вых*f*max2 =const, то благодаря вдвое большей скорости электронов приборы на арсениде галлия могут быть вчетверо мощнее кремниевых ПТШ на одной и той же частоте. Если же учесть, что и на входе мощность во столько же раз меньше, во сколько подвижность электронов в канале у GaAs выше, т.е. в три раза, то коэффициент качества у ПТШ на арсениде галлия теоретически может быть примерно в 12 раз выше, чем у аналогичного прибора на кремнии. Эффективный способ получения больших *Р*вых есть увеличение суммарной ширины канала *WΣ,* т.е. на кристалле делают несколько затворов.

Причем, чтобы не снизить училение из-за расфазировки и потерь в затворах, их(штыри) делают в ширину не более 116 длины волны. Это мощное ограничение суммарной ширины и, как следствие, выходной мощности. Наиболее сложен отвод тепла в мощных ПТШ на арсениде галлия, теплопроводность которого в три раза хуже, чем кремния. Для улучшения охлаждения ПТШ толщину уменьшают до 50 мкм, что сопряжено с опасностью рассыпания подложки в процессе производства.

Перечисленные трудности решены в новой конструкции транзистора (рис. 7.24). Главная особенность ее в том, что подложка снизу покрыта толстым слоем золота, выполняющим роль теплоотвода, соединенным во многих точках с металлизацией контактных площадок истока через малые отверстия в подложке, а не через край кристалла, как делалось ранее. Это обеспечивает очень малую индуктивность истока и хорошее охлаждение полупроводника толщиной всего около 20 мкм. Слаболегированный буферный слой *3* между каналом *2* и подложкой *4* из арсенида галлия способствует совершенству кристаллической структуры эпитаксиального *n*-слоя канала, увеличению дрейфовой скорости электронов и, как следствие, росту *f*max, а также плотности тока в канале, т.е. повышению *Р*вых*.* При *WΣ* = 1,2 мм (20 штырей *l*з × *W*з = 0,7 × 60 мкм) бескорпусной ПТШ обеспечивает 1,1 Вт на частоте 20 ГГц при усилении 5 дБ и КПД 20 %, на 30 ГГц ≈ до 0,74 Вт.

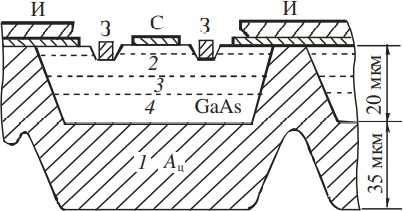


Рис. 7.24. Пример конструкции мощного транзистора СВЧ

Типичное напряжение питания стока мощных ПТШ *U*с-и = 8...10 В при токе стока до единиц ампер.

* 1. Контрольные вопросы
  2. Какую область называют областью дрейфа?
  3. Какие существуют режимы роботы ЛПД?
  4. Какими основными параметрами характеризуется ЛПД?
  5. Какой процесс называют междолинным переходом?
  6. В чем суть пролетного режима работы диода Ганна?
  7. Какими основными параметрами характеризуются диоды Ганна?

### ТВЕРДОТЕЛЬНЫЕ МИКРОСБОРКИ И МОДУЛИ СВЧ

* + - 1. Гибридные сборки и модули СВЧ

Доминирующей гибридной СВЧ-технологией является тонкопленочная, однако при определенных требованиях, например, при повышенной мощности, на частотах до 2...3 ГГц, может ограниченно использоваться и толстопленочная СВЧ-технология.

Разновидностью планарных гибридных СВЧ МЭУ являются гибридные интегральные микросхемы СВЧ, т. е. унифицированные СВЧ ФУ, выполненные на отдельных подложках и помещенные в унифицированные корпуса. В отличие от них СВЧ-микросборка имеет самостоятельное, более расширенное функциональное назначение в изделии РЭА. Как правило, они выполняются на нескольких подложках и размещаются в унифицированных или специально изготовленных корпусах. Наряду с подложками с пленочными и навесными бескорпусными элементами в корпусе микросборки могут устанавливаться также их отдельные элементы и узлы. Конструкции типичных СВЧ-микросборок выполняются на относительно больших подложках: толстопленочные микросборки – в корпусах из титанового сплава (они реализуют схемы, например, СВЧ широкополосных усилителей выходной мощностью *Р*вых = 20 мВт...2 Вт на частотах 1,5…2,0 ГГц); тонкопленочные микросборки – в облегченных корпусах. Общая герметизация СВЧ-микросборок обеспечивается заполнением объема модуля сухим азотом или аргоном при избыточном давлении *Р*изб = 12·104 Па. На рис. 8.1 изображена конструкция трехплатной этажерочной СВЧ микросборки повышенной мощности в специальном корпусе с общей герметизацией и заполнением объема инертным газом.

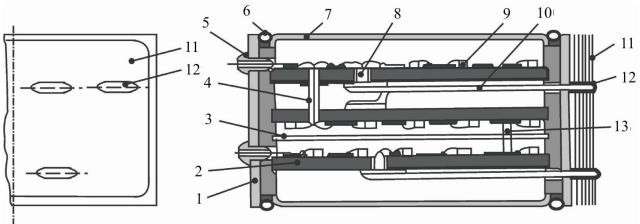


Рис. 8.1. Этажерочная СВЧ-микросборка повышенной мощности с охлаждением с помощью миниатюрных тепловых труб: 1 – корпус; 2 – подложка; 3 – крышка корпуса; 4 – узел герметизации по периметру; 5 – коаксиально-полосковый соединитель;

6 – мощный тепловыделяющий элемент (диод Ганна); 7 – навесной бескорпусный элемент; 8 – межуровневый экран; 9 – коаксиальный межуровневый соединитель;

10 – межуровневый соединитель в виде диэлектрического резонатора; 11– тепловая труба; 12 – пластинчатый радиатор; 13 – пайка

Отвод тепла от мощных тепловыделяющих элементов (типа диодов Ганна) выполнен с помощью миниатюрных низкотемпературных тепловых труб.

Теплосбор с них производится за пределами герметичного корпуса с помощью пластинчатого радиатора.

Подобную микросборку можно рассматривать и как СВЧ-микроблок. Последний является СВЧ МЭУ, выполненным на аппаратурном уровне с полным использованием принципов и методов проектирования РЭА четвертого поколения. По функциональной сложности СВЧ-микроблоки адекватны субблокам и собственно изделиям РЭА второго и третьего поколений. Так как в настоящее время ОИС и полупроводниковые СВЧ ИС находятся в стадии исследований и опытных разработок, а промышленность реализует гибридную пленочную технологию, принцип микроблочного конструирования СВЧ МЭУ является высшим развитием СВЧ гибридной микроэлектроники на аппаратурном уровне проектирования на настоящий момент.

Перспективно выполнение в виде микроблоков следующих классов МЭУ:

* автономных (вынесенных) субблоков и блоков СВЧ приемных устройств;
* маломощной приемопередающей СВЧ-аппаратуры;
* однотипных СВЧ-модулей при большом их числе в составе изделия.

Примером первого класса является изображенный на рис. 8.2 микроблок сотового типа, включающий узлы балансного смесителя, местного гетеродина и предварительного усилителя промежуточной частоты и размещаемый в облучателе антенны радиолокационной станции на подвижном объекте.

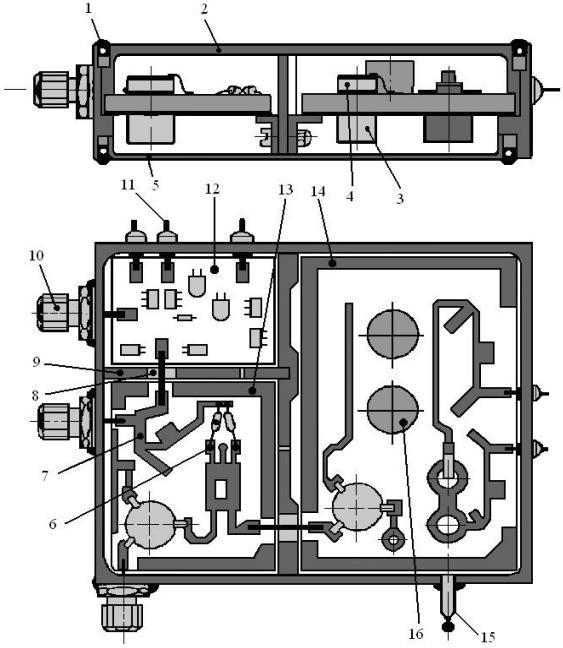


Рис. 8.2. Конструкция выносного комбинированного СВЧ-блока: 1 – узел герметизации (по периметру); 2 – корпус; 3 – магнит; 4 – ферритовый диск; 5 – крышка корпуса;

6 – навесной бескорпусный компонент; 7– МПЛ; 8 – межъячеечный СВЧ-соединитель; 9 – стенка ячейки микроблока; 10 – коаксиально-полосковый соединитель;

11 – низкочастотный соединитель; 12 – микроплата предварительного усилителя промежуточной частоты; 13 – микроплата балансного смесителя; 14 – микроплата местного гетеродина; 15 – штенгель для закачки инертного газа; 16 – диэлектрический резонатор

Микроблоки, реализующие маломощную РЭА, как правило, должны обладать хорошей адаптацией к сложным по геометрии установочным объемам, а как следствие этого – имеют и сложные формы корпусов. Типичными примерами микроблоков однотипных модулей являются приемопередающие модули активных фазированных решеток (АФАР). Такой микроблок состоит из 12...14 унифицированных СВЧ ФУ из следующего набора: интегральный излучатель, ферритовый циркулятор, умножитель частоты с кратностью 4, ферритовый вентиль, транзисторный усилитель мощности, фазовый манипулятор, переключатель «прием-передача», балансный смеситель, предварительный усилитель сигнала промежуточной частоты (ПЧ).

При проектировании СВЧ-микроблоков в еще большей степени (по сравнению с СВЧ-микросборками) требуется комплексный подход: выполнение в едином сквозном цикле электрических и системных расчетов, выработка оптимального конструктивно-технологического решения.

Проектирование данных МЭУ усложняется также рядом следующих специфических факторов:

* сочетание функционально-узлового и модульного принципов конструирования;
* обеспечение нормального теплового режима при обязательном выполнении условий экранирования отдельных ФУ, что подразумевает сотовое конструктивное исполнение; кроме того, для СВЧ МЭУ наиболее характерны значительные локальные перегревы, вызываемые использованием активных тепловыделяющих элементов с низким КПД типа диодов Ганна;
* сочетание общей герметизации и ремонтопригодности, дополняемых конструктивным обеспечением возможности подстройки и перестройки СВЧ узлов и отдельных элементов;
* высокие требования к точности изготовления и однородности материалов несущих конструкций, являющихся одновременно элементами резонансных систем.

Современная элементарная база СВЧ МЭУ позволяет разрабатывать микроблоки со значительными функциональными возможностями. По сравнению с СВЧ-микросборками и микросхемами микроблоки ввиду наличия более значительного внутреннего объема допускают установку на микроплаты специфических устройств обработки СВЧ-сигналов типа миниатюрных волноводнодиэлектрических фильтров на запредельном волноводе.

Поскольку для данных типов МЭУ схемные и конструктивнотехнологические возможности микроминиатюризации в основном исчерпаны, дальнейшее увеличение плотности компоновки и уменьшение суммарных массогабаритных параметров СВЧ-микроблоков возможно в некоторых пределах при комплексном сочетании более интенсивного использования устройств функциональной микроэлектроники, с формированием ФУ на тонких и сверхтонких подложках. Например, переход от

традиционных ситалловых и поликоровых подложек толщиной *h* = 0,5...2,0 мм к тонким полиимидным или сапфировым подложкам *h* = 30...120 мкм позволяет значительно уменьшить высоту корпуса СВЧ-модуля, а значит, и общие его массу и габаритные размеры. Высота модуля определяется как

*H*  *hкр*  *h*  *hв*  *h*KP где *h*кр – крепежный размер, например, толщина слоя

компаунда.

Оптимальное соотношение между минимально допустимой высотой верхней крышки корпуса над подложкой *h*B.MIN и допустимым затуханием в МПЛ вследствие влияния крышки корпуса определяется по следующей формуле:

*H*  *hкр*  *h*  *hв*  *h*KP  *h*(1) , (8.1)

где

*з*  *h*B / *h*

* величина, определяющая допустимое соотношение между

затуханием и

*h*B.MIN . Дифференцируя (8.1) по *dh* и переходя к конечным

приращениям, получаем

 *H*  *h* / *hв* *h*  *h*KP / (1) . (8.2)

Из (8.2) следует, что при переходе от поликоровой подложки с *h* = 1,5 мм (при *h*KP = 1,0 мм и η=6, что является допустимым отношением) к полиимидной подложке с *h* = 40 мкм высота *H* снижается с 11,5 до 1,28 мм. Соответственно уменьшаются и размеры микрополосковых элементов на подложках: например,

ширина *b* токонесущего полоскового проводника МПЛ, выполненной на

полиимидной подложке (ε = 3) с *h* = 40 мкм при волновом сопротивлении

*Z*0 = 50 Ом составляет 100 мкм.

Уменьшение размеров микрополосковых элементов возможно также при использовании подложек из материала с высокой диэлектрической проницаемостью: *ε* > 10. Определенный выигрыш в габаритных размерах дает и применение в СВЧ МЭУ сосредоточенных элементов. Некоторое снижение масс и уменьшение габаритных размеров возможно также за счет комплексного использования более прогрессивных материалов и более миниатюризованной, и технологичной в сборке навесной бескорпусной элементной базы. Это в полной мере относится не только к микроблокам, но и к СВЧ-микросхемам и микросборкам, работающим в дециметровом и длинноволновой части сантиметрового диапазонов длин волн. Для более высоких частот данные методы микроминиатюризации СВЧ МЭУ малоэффективны.

Важной задачей в проектировании гибридных СВЧ МЭУ является проблема создания согласующих устройств, которая сводится к следующему:

* + создание высоконадежных и герметичных миниатюризованных внешних соединителей для СВЧ-микросхем, микросборок и микроблоков (коаксиально- полосковых с КСВ ≤ 1,15...1,2 и потерями не более 0,3...0,4 дБ и волноводно- полосковых с КСВ ≤ 1,4 и потерями не более 0,7...1,0 дБ);
  + создание внешних соединителей с *Z*0 = 20...30 Ом, поскольку использование тонких подложек из материалов с высоким значением предполагает отказ от стандарта волнового сопротивления *Z*0 = 50 Ом;
  + разработка конструктивно несложных и миниатюризованных, т. е. сравнимых по габаритным размерам с типичными навесными СВЧ-элементами, межъячеечных полосково-полосковых и полосково-коаксиально-полосковых соединителей для СВЧ-микроблоков сотовой конструкции (см. рис. 8.2);
  + оптимизация технологических процессов изготовления ленточных полосково-полосковых соединителей для СВЧ-микросборок и микроблоков с непосредственным объединением микроплат (переход между МПЛ на соседних микроплатах с торцевой состыковкой подложек) с целью получения минимальных значений КСВ и потерь;
  + создание оптимальных миниатюризованных вертикальных полосково- полосковых (ленточных) и полосково-коаксиально-полосковых соединителей в этажерочных СВЧ-микросборках и микроблоках (см. рис. 8.1);
  + разработка конструкций и методик расчета вертикальных соединителей в виде диэлектрических резонаторов в этажерочных СВЧ-микросборках и микроблоках (см. рис. 8.1);
  + разработка планарных квазирегулярных переходов расширения токоне- сущих полосковых проводников для различных типов МПЛ, выполненных на тонких подложках из материала с высоким значением диэлектрической проницаемости («расширение» токонесущих проводников необходимо для обеспечения адгезионной устойчивости пленки при контактировании с навесными элементами пайкой или термокомпрессионной сваркой, а также для контактирования с навесными СВЧ-элементами или узлами с относительно большими соединительными размерами);
  + разработка конструкций и методик синтеза переходов согласования между разно- и однотипными МПЛ, выполненными на различных по толщине и магнитодиэлектрическим характеристикам (*ε* и *μ*) подложках;
  + разработка узлов квазирегулярного согласования микрополосковых элементов с навесными элементами и узлами, имеющими относительно большие соединительные размеры (применение таких узлов является спецификой СВЧ- микроблоков и необходимо по той причине, что выигрыш в значениях КСВ, даже на сотые доли и значениях потерь, даже на единицы децибела, дает существенный суммарный выигрыш, учитывая большое число подсоединяемых элементов и узлов в подобных МЭУ).

Разработка согласующих устройств еще более актуальна при использовании в СВЧ-микроблоках различного рода интегральных излучателей и навесных узлов функциональной микроэлектроники.

* + - 1. Микросхемы и микромодули СВЧ

Промышленное освоение ОИС является завершающим этапом в развитии гибридной пленочной СВЧ-микроэлектроники. Переход к созданию практических полупроводниковых ИС СВЧ означает начало качественно нового этапа в СВЧ-микроэлектронике. Их освоение имеет в настоящее время как теоретические, так и экспериментальные технологические предпосылки. Например, ведущие в области техники СВЧ фирмы «Texas Instruments» и

«Raytheon» разрабатывают приемопередающие модули АФАР в виде полупроводниковых ИС с размерами в плоскости апертуры АФАР порядка 0,1 х 0,4 см и 0,62 х 1,27 см, работающие в диапазоне 8...12 ГГц и обеспечивающие выходную мощность 0,5...1 Вт при *К*УСИЛ ≈ 20...27 дБ.

Наиболее существенной предпосылкой практической реализации полупроводниковых ИС СВЧ является наличие хорошо отработанной технологии для соответствующих полупроводниковых материалов. Эта технология позволяет изготавливать такие активные структуры, как полевые транзисторы из арсенида галлия и перспективного фосфида индия, хорошо работающие в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн (подвижность носителей в арсениде галлия в шесть, а в фосфиде индия – в девять раз выше, чем у кремния). Арсенид галлия является основным материалом для полупроводниковых ИС. В настоящее время на основе арсенида галлия изготавливаются полевые транзисторы с барьером Шотки (ПТБШ), имеющие *Р*ВЫХ = 1,25...25 Вт соответственно на частотах *f*РАБ = 18...26 ГГц*.* Предельные рабочие частоты ПТБШ на основе арсенида галлия к настоящему времени равны 90... 140 ГГц. Коэффициент шума малошумящих арсенид-галлиевых ПТБШ достигает 0,7 дБ на частоте 4 ГГц.

Элементная база полупроводниковых ИС СВЧ в достаточной степени развита – это малошумящие и мощные ПТБШ, диоды Ганна и лавиннопролетные диоды, выполненные в виде активных линий передачи на основе подложек из арсенида галлия. Существующая технологическая база полупроводникового производства активно дополняется прецизионными методами выращивания тонких, порядка 10...20 мкм, слоев *n-GaAs*, новейшими методами фотолитографии и ионной имплантации.

Технологические процессы изготовления ИС на основе арсенида галлия являются модификациями соответствующих процессов изготовления дискретных полевых транзисторов из этого материала. Как правило, отбираются подложки, удельное сопротивление материала которых *ρ* ≥ 1·106 Ом·см. Отбор по совокупности электрофизических параметров производится на основе контроля характеристик тестовых транзисторных структур. Активный слой арсенида галлия создается либо эпитаксией, либо более эффективной, хотя и менее освоенной ионной имплантацией.

Наиболее тонкой и сложно контролируемой технологической операцией формирования активного эпитаксиального слоя является получение требуемого

профиля легирования в слое арсенида галлия. Твердотельная технология позволяет в едином цикле изготавливать на кристалле арсенида галлия необходимый набор активных и пассивных элементов с распределенными параметрами, а также дискретных элементов. Номенклатура таких элементов, используемых в ИС СВЧ широкого класса, приведена в табл. 8.1.

Как правило, для формируемых активных слоев арсенида галлия требуются неоднородно легированные профили. Например, в УБВ, который также является перспективным активным устройством для ИС СВЧ, в активном слое *n-GaAs* требуется создание такого неоднородно легированного профиля, при котором вблизи полуизолирующей подложки 5 имелся бы тонкий, порядка 2...3 мкм слой с повышенной концентрацией носителей. Этот подслой необходим для реализации эффекта отрицательной дифференциальной проводимости. Ограничение толщины подслоя позволяет избежать затухания СВЧ-сигнала, поскольку постоянное электрическое поле *Е*0*,* приложенное к токонесущему полосковому проводнику и экранным проводникам компланарной МПЛ, распределено неравномерно по толщине активного слоя *n-GaAs*, в результате чего, если не предусмотреть неоднородности легирования эпитаксиального слоя, в значительной его части (где поле *Е*0 превышает пороговое значение) проводимость будет положительной. Аналогичные требования возникают и при разработке процесса изготовления других активных распределенных структур ИС СВЧ.

Таблица 8.1. Пассивная и активная элементные базы полупроводниковых ИС СВЧ, изготавливаемых в едином технологическом цикле

|  |  |  |  |
| --- | --- | --- | --- |
| Элемент | Тип элемента | Элемент | Тип элемента |
| ПТБШ | Малошумящий, мощный, ключевой | Резистор | Ионно- имплантированный (эпитаксиальный),  тонкопленочный |
| Диод Шотки | Смесительный варакторный | Конденсатор | Межслойный (двухслойный), гребенчатый  (встречно- штырьевой) |
| Диод Ганна | Генераторный | Линия передачи | Несимметричная,  компланарная, щелевая |
| Индуктивность | Одновитковая,  спиральная |

В ИС СВЧ используются утопленные затворы. Для их создания выполняется легкое анизотропное травление в канале под затвором. Далее через окна напыляются контакты Шотки – вольфрамовые, титановые или молибденовые.

Одновременно напыляются полупроводниковые слои на нижние обкладки конденсаторов. Затем осаждается слой диэлектрика для изоляции второго

металлического слоя, который выполнен из композиции вольфрам – платина – золото. Элементы согласующих цепей размещаются на высокоомных участках подложки. Развязка пересекающихся токопроводящих дорожек сделана с помощью воздушных мостов. Доводка толщин подложек до требуемой величины выполняется химическим травлением, затем на протравленную поверхность осаждается слой металла. Заземление истоковых площадок проводится через сквозные отверстия с металлизированными стенками. Для этого арсенид-галлиевые подложки травят до толщины *h* ≈ 100 мкм. Технологические процессы изготовления других активных структур ИС на основе арсенида галлия формируются во многом аналогично.

Перспективны для использования в ИС СВЧ подложки из фосфида индия, однако в настоящее время технология формирования пассивных и активных распределенных структур из этого материала разработана недостаточно. Кремний имеет ограниченное применение в *f*РАБ > 2 ГГц, поскольку обладает как малой подвижностью носителей, так и в 104 раз меньшим удельным сопротивлением по сравнению с арсенидом галлия и меньшим пробивным напряжением поля. Кроме того, ширина запрещенной зоны кремния 1,12 эВ по сравнению с 1,43 эВ – у арсенида галлия не позволяет разрабатывать высокотемпературные полупроводниковые ИС. У арсенида галлия выше и диэлектрическая проницаемость (ε = 13,3 – статическая диэлектрическая проницаемость высокоомного арсенида галлия), что положительно сказывается на уменьшении габаритных размеров волноведущих структур, хотя несколько увеличивает затухание сигналов.

Определенное применение имеет в СВЧ-микроэлектронике, и технология

«кремний-на-сапфире», когда на сапфирной подложке выращивается монокристаллическая пленка кремния. Однако использование этой технологии ограничено рабочими частотами 2...5 ГГц.

Кроме интенсивно разрабатываемой арсенид-галлиевой технологии второй важнейшей предпосылкой создания многофункциональных ИС СВЧ является разработка инженерных методов проектирования данных устройств. Теоретическая база проектирования здесь далеко не в полной мере разработана до стадии численной реализации в СВЧ САПР. Интегральная твердотельная электроника СВЧ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн использует эффекты сложных взаимодействий СВЧ-полей с анизотропными средами и неустойчивой полупроводниковой плазмой, носителями тока в которой являются электроны и дырки, а также электродинамические процессы в многослойных волноведущих структурах с диэлектрико-полупроводниковым, изотропным и гиротроппым заполнениями. Используются специфические, в том числе и нелинейные, волновые процессы в композиционных структурах полупроводник – тонкие диэлектрические слои, а также следующие волновые процессы в функциональных СВЧ-устройствах: магнитооптические, спиновые и поверхностно-акустические волны на поверхности интегральных структур,

объемные эффекты в полупроводниках и других изотропных и гиротропных средах.

Достаточно сложным является электродинамический анализ таких основных схемно-конструктивных элементов и узлов полупроводниковых ИС, как несимметричная, симметричная, компланарная и щелевая МПЛ, желобковая линия с диэлектрическим заполнением, модифицированная желобковая линия, желобково-микрополосковая и волноводно-щелевая линии, диэлектрические волноводы и резонаторы, регулярные и запредельные волноводы с диэлектрическим и многослойным диэлектрико-ферритовым заполнением, квазиоптические, оптические волноводы и резонаторы радиооптических ИС.

Анализ электродинамических процессов в волноведущих структурах и механизма работы активных распределенных структур полупроводниковых ИС основан на изучении волновых процессов, неустойчивых и нелинейных процессов взаимодействия электромагнитных волн с носителями заряда в полупроводниках, энергетического обмена между волнами различной природы, изменения характеристик СВЧ-сигналов под воздействием анизотропии волноведущей среды – все это требует привлечения самых современных методов математической физики.

В полупроводниковой плазме носителями электрического тока являются электроны и дырки. Плотности носителей достаточно высоки. При движении носителей следует учитывать влияние кристаллической решетки, т.е. учитывать в расчетах эффективные массы электронов и дырок.

При конструировании ИС СВЧ пассивные сосредоточенные элементы (с размерами менее 0,1λP) используются до частот *f*РАБ = 20 ГГц; на более высоких частотах применяются распределенные микрополосковые элементы – прямолинейные, меандровые, *S*-образные, квадратные и круглые спиральные пленочные индуктивности, которые имеют *L =* 0,5...10 нГн. Резистивные элементы изготавливаются на основе эпитаксиальпых арсенид- галлиевых слоев либо на основе напыленных на полупроводниковую подложку слоев металлов (*Cr*, *Ti*, *NiGr*, *TaNi*, *TaNi2*) с удельным поверхностным сопротивлением 3...600 Ом.

Дальнейшее развитие полупроводниковых ИС СВЧ базируется на решении достаточно сложных проблем: создание более высокочастотных ПТБШ, в том числе многозатворных, высокочастотных диодов с барьером Шотки, а также сосредоточенных *RLС****-***элементов с микронными и субмикронными размерами; разработка схемных и топологических методов оптимизации параметров и воспроизводимости ИС СВЧ; разработка активных широкополосных элементов; дальнейшее развитие технологии «кремний-на-сапфире» с заменой кремния на арсенид галлия; внедрение электронно-лучевой литографии и т. п.

Важнейшей задачей является разработка методов уточненного физикотопологического моделирования, включая имитацию

электродинамических характеристик, для проектирования распределенных активных структур ИС СВЧ. Двух- и трехмерные математические модели, адекватно описывающие реальные физические процессы в электродинамических системах ИС, позволят получать требуемые рабочие характеристики ИС СВЧ и обеспечивать их технологическую воспроизводимость.

* + - 1. Функциональные модули СВЧ
         1. Модульные генераторы СВЧ

Диодные полупроводниковые СВЧ-генераторы в настоящее время

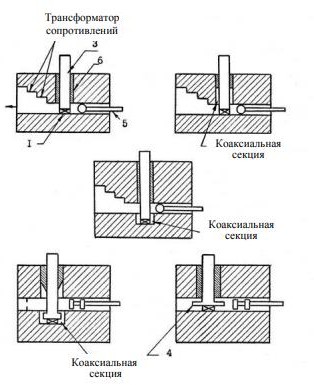
реализуются в двух вариантах: в волноводном и в гибридно- интегральном на основе микрополосковой и волноводно- щелевой линий передачи. Генераторы в волноводном исполнении можно разделить в зависимости от конструктивного исполнения на генераторы с фиксированной частотой и генераторы с перестрой кой частоты. Конструкции генераторов показаны на рис.8.3. Здесь можно выделить такие основные детали конструкции. Активный полупроводниковый элемент 1 (диод Ганна или ЛПД) устанавливается обычно посредине широкой стенки волновода

Рис. 8.3. Варианты

коаксиально-волноводных конструкций генераторов

стандартного (или зауженного) 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 диода (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.8.4.

Связь с нагрузкой осуществляется часто через индуктивную или емкостную диафрагму.

Рис. 8.4. Внешний вид генератора на ЛПД диапазона 90 ...100 ГГц

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.8.5.

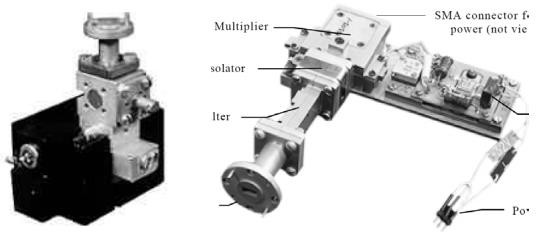


Рис. 8.5. Стабилизированный резонатором генератор на ЛПД миллиметрового диапазона (26 – 150 ГГц)

Гибридно-интегральное исполнение генераторов также реализуется в нескольких вариантах. На рис.8.6, *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%).

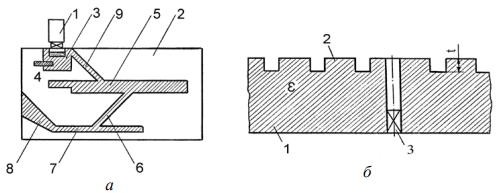


Рис. 8.6. Генератор Ганна: а – на основе: микрополосковой линии; б – на основе диэлектрического волновода

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.

Интересный пример применения диэлектрических волноводов в конструкциях генераторов с диодом Ганна приведен на рис.8.6 *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 запирания частот 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.

Конструкция такого двухчастотного генератора представлена на рис.8.7, она содержит: 1 – бескорпусной диод Ганна; 2 – фильтр питания;

1. – радиальный резонатор; 4 – плавный переход на сечение 7,2×3,4 мм2; 5 – волновод с сечением 3,6 × 1,8 мм2. Основой конструкции является резонатор фундаментальной частоты на основе отрезка волновода уменьшенной высоты, одно плечо которого имеет плавный волноводный переход на сечение 7,2×3,4 мм2, а другое связано с регулярным волноводом 4-х мм-диапазона (3,6×1,8 мм2) ступенчатым изменением ширины широкой стенки волновода. Бескорпусной диод Ганна помещается посредине широкой стенки волновода параллельно электрическому полю на расстоянии порядка 2Λ от ступенчатого перехода на 4- х мм-диапазон.

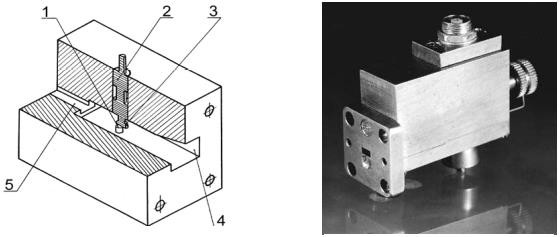


Рис. 8.7. Конструкция двухчастотного генератора

Рис. 8.8. Внешний вид генератора второй гармоники

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. 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).

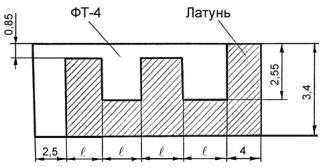


Рис. 8.9. КЗ-поршень из четвертьволновых отрезков линий с одинаковой длиной

ℓ и разным волновым сопротивлением (вид со стороны узкой стенки волновода)

В конструкциях с одним выходом (на второй гармонике) выход фундаментальной частоты перекрывается подвижным короткозамыкающим поршнем. Эксплуатационные характеристики таких генераторов второй гармоники 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 гармоники в сборе показан на рис.8.8. Чертеж КЗ поршня для диапазона 35 – 36 ГГц показан на рис.8.9.

*8.3.1.1.*Частотная перестройка в модульных генераторах СВЧ

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, обусловливается 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 ферримагнитная сфера (обычно из железоиттриевого граната). Собственная частота такого резонатора равна частоте ферримагнитного резонанса *ω = γН*, где *γ* = 2,8 МГц/Гс – гиромагнитное отношение.

* + - * 1. Модульные усилители мощности СВЧ

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*) *kP* понимается число, показывающее, во сколько раз выходная мощность *P*вых больше мощности *P*вх, поступающей на вход усилителя.

*k*  *P* / *P*  *s*

2

. (8.3)

*P вых вх* 21

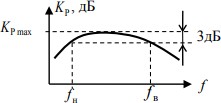
Для удобства расчетов и измерений коэффициент усиления выражают в децибелах, то есть

*KP* 10lg*Pвых* / *Pвх*   20lg .



*s*21

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 *KP* max , что соответствует снижению *kP* в 2 раза (рис.8.10).

Рабочий диапазон частот задается двумя

Рис. 8.10. Типичная частотная зависимость коэффициента усиления

граничными частотами: нижней *f*н и верхней *f*в. Величина полосы частот вычисляется или в абсолютных единицах

*f*  *fв*  *fн* , (8.4)

или относительно средней частоты диапазона

 *f*  2 *fв*  *fн* 100, [%]. (8.5)

*fв*  *fн*

По критерию относительной полосы частот различают *узкополосные* усилители, для которых *коэффициент перекрытия по частоте kf* = *f*в / *f*н <<1; *октавные kf* ≈ 2 и *многооктавные* (*сверхширокополосные*) с *kf* > 2. Для ряда моделей усилителей как минимальная указывается нулевая частота, в этом случае *kf* 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 *KP* max отличается от минимального *KP*min в заданном диапазоне частот и выражается в децибелах:

*KP*  *KP* max  *KP* min . (8.6)

Часто перепад коэффициента усиления представляют относительно среднего значения коэффициента усиления, тогда он имеет два знака. Например, коэффициент усиления характеризуют таким образом *KP* = (23±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 ϕ(*f*) (𝜑=𝜑вых−𝜑вх). Количественной характеристикой отклонения от линейного закона 𝜑(*f*) служит значение неравномерности *групповой задержки*

*гр*

  *d*;/ *d*

(англ. – *group delay*) в рабочем диапазоне частот, которая

выражается в секундах.

Согласование усилителя с СВЧ-трактом численно характеризуется с



*s*11

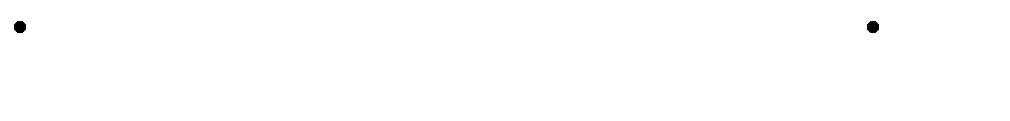


*s*22

помощью коэффициента отражения по входу

и по выходу

. Но наиболее

часто для характеристики согласования используется *коэффициент стоячей волны напряжения на входе* и *на выходе*:

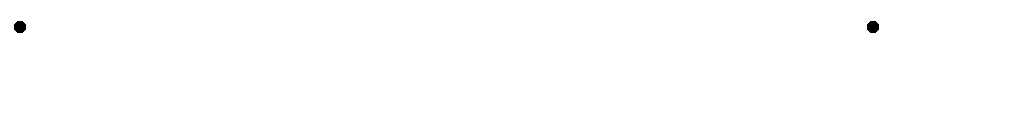
;

*kстUвых* 

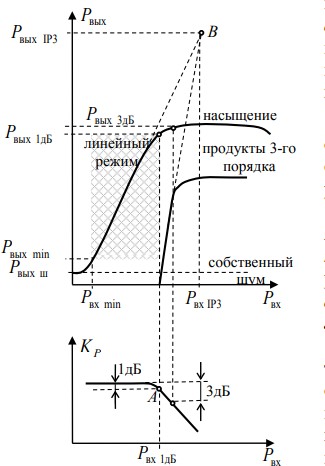
*kстUвх* 

|  |  |
| --- | --- |
| 1 | *s*11 |
| 1 | *s*11 |

. (8.7)

Под *выходной мощностью* усилителя понимают мощность (непрерывную или импульсную), которая выделяется на согласованной нагрузке при усилении

|  |  |
| --- | --- |
| 1 | *s*22 |
| 1 | *s*22 |

сигнала в рабочей полосе частот. Характер зависимости выходной мощности от мощности входного сигнала называется *амплитудной характеристикой*. Типовые зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности приведены на рис.8.11.

Часто выходную мощность *P*вх 3дБ определяют по уменьшению коэффициента усиления на 3 дБ относительно усиления малого сигнала.

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

Рис. 8.11. Зависимости выходной мощности и коэффициента усиления от входной мощности

линейного участка очень сложно, то принято считать верхней границей линейности амплитудной характеристики максимальную

входную мощность *P*вх1дБ, при которой коэффициент усиления изменяется не более чем на 1 дБ относительно усиления в линейном режиме (рис.8.11, точка *А*). В технической литературе чаще приводится максимальная выходная мощность *P*вых1дБ, которая соответствует уменьшению коэффициента усиления на 1 дБ, тогда

*P*вх 1дБ = *P*вых 1дБ / *K*P.

Под *чувствительностью* (англ. – *sensitivity*) усилителя *P*вхmin 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* 10lg*Pвх*1*дБ* / *Pвх*min . (8.8)

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 интермодуляционные 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 2 *f*1 и 2 *f*2;
* комбинационные компоненты второго порядка с частотами |*f*1 ± *f*2|;
* интермодуляционные продукты третьего порядка с частотами |2 *f*1 ± *f*2| и |

*f*1 ± 2 *f*2 |;

* интермодуляционные продукты более высоких порядков.

Уровень интермодуляционных продуктов третьего порядка, частоты которых лежат в рабочем диапазоне (|2 *f*1 − *f*2|, |*f*1 − 2 *f*2|), оценивают значением такой входной мощности *P*вх IP3 (IP3 – *Intercept Point 3rd order*), при которой суммарная мощность была бы равна мощности основных компонент в отсутствие явления насыщения (на рис.8.11 точка *В* – пересечение пунктирных прямых). Вместо характерного уровня входной мощности *P*вх IP3 обычно указывают соответствующее значение выходной мощности *P*выхIP3 = *k*P*P*вхIP3.

Указанные выше мощностные параметры выражают, как правило, в децибел-милливаттах. *Децибел-милливатт* (дБм) – это логарифмическая мера

мощности по отношению к 1 мВт, то есть

*PдБм*

 10lg *P* / 1*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*):

  *Pвых*1*дБ* / *P*0 , (8.9)

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*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 соотношение сигнал/шум на входе, отнесенное к такому же соотношению на выходе

*PС* / *PШ* 

 *PС* / *PШ*  



*вх*

*kШ* 

*вх* или в децибелах

*КШ* 10lg  

(8.10)

*PС* / *PШ* 

*вых*

*PС* / *PШ* 



*вых* 

при условии, что шум на входе и внутренний шум является белым.

Коэффициент шума выражают в относительных единицах или в децибелах.

Если четырехполюсник не шумит, то *k*ш =1 (*K*ш = 0 дБ).

Разделим числитель и знаменатель выражения (8.10) на мощность сигнала на входе *P*с вх, тогда получим

где учтено, что *kP* = *P*с вых / *P*с вх.

*kШ* 

*PШ вых PШ вх kP*

, (8.11)

Если усилитель идеальный, то *P*ш вых = *P*ш вх*kP*, а *k*ш =1. Другими словам, коэффициент шума характеризует степень возрастания шума на выходе за счет внутренних шумов усилителя.

Шум на выходе усилителя *P*ш вых содержит две составляющие. Первая составляющая – это усиленная мощность шума источника *kT*0∆*f kP*, а вторая – собственный шум усилителя *P*шус. Потому выражение (8.10) можно

переписать следующим образом (считая, что причиной шума на входе является тепловой шум источника при нормальной температуре *T*0):

*kШ* 

*PШ вых PШ вх kP*

 *k T* 0 *f kP*  *Pшус* , (8.12)

*kT* 0 *f kP*

где *k* = 1,38·10-23 Дж/К – постоянная Больцмана; *T*0 = 293 К – нормальная температура; ∆*f* – полоса частот.

Выражение (8.12) 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*шус. в (8.12) можно трактовать как результат повышения температуры источника шума на величину *T*ш –

*Pшус*  *k T Ш* *f kP* , (8.13)

выражение для коэффициента шума может быть представлено в виде

*k*  *k*(*T* 0 *ТШ* )*f kP* 1 *ТШ* . (8.14)

*Ш kT* 0 *f kP T* 0

Таким образом, *шумовой температурой T*ш называется температура (в Кельвинах), на которую нужно дополнительно подогреть согласованное сопротивление 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:

*ТШ*  (*kШ* 1)*T* 0 . (8.15)

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*  *k*

 *kШ* 2 1  *kШ* 3 1 



*kШN* 1

. (8.16)

*Ш Ш*1

*kP*1 *kP*1*kP*2

*kP*1 ...*kPN* 1

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*  *T*

* + *TШ* 2 

*TШ* 3 

*TШN*

, (8.17)

*Ш Ш*1

*kP*1

*kP*1*kP*2

*kP*1 ...*kPN* 1

где *T*ш1,...,*T*ш*N* – 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 вх = *kT*0∆*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= 4,0003·10-21 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.

* + - * 1. Модульные однокаскадные усилители мощности СВЧ

На рис.8.12 приведена структурная схема усиления, он а 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 имею 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 отсутствии 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.

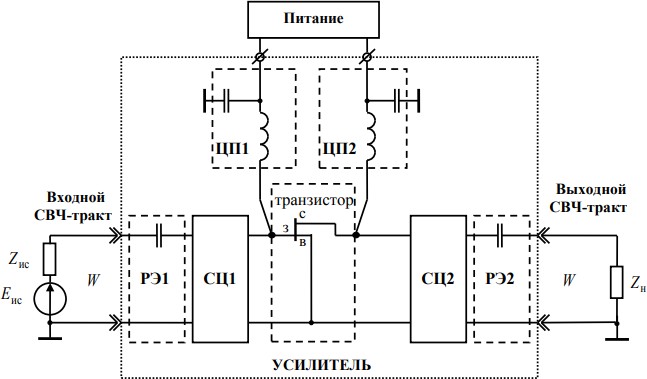


Рис. 8.12. Структурная схема усилителя

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 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*иси *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:



*s s* 1 *s*

12 21

22

2

,



*s s* 1 *s*

12 21

11

2

,

(8.18)



*s s* 1 *s s*  *s s* 2  *s* 2  *s*

12 21

11 22 12 21

11

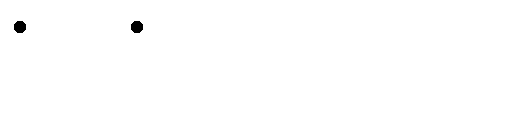
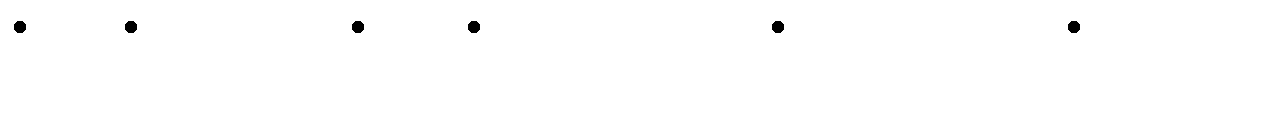
22

2

.

Последнее неравенство принято записывать в виде *k*c >1, где параметр

*kC*  ,



1 *s s*  *s s* 2  *s* 2  *s*

2

11 22 12 21

2 *s*12*s*21

11

22

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 (8.18) 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 работ ать 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 стает 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 стоится 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.

Для примера на рис.8.13. 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 *С*1, *С*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 *С*1 и *С*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 длинной *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.

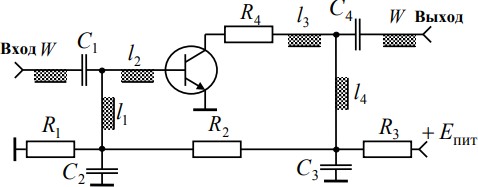


Рис. 8.13. Однокаскадный МШУ

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.

Противоречие между согласованием по мощности и рассогласованием по шумам, которое имеет место в схеме однокаскадного усилителя, преодолевается в балансном усилителе. Балансный усилитель (рис.8.14) состоит из двух квадратурных мостов и двух одинаковых активных элементов. К одному из плеч мостов подключены согласованные нагрузки.

Прохождение СВЧ сигнала через балансный усилитель показано на рис.8.14. Сигнал амплитудой *А*, 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 (−𝜑) относительно входного сигнала в плече 1, то фаза поступающего сигнала в плечо 3 равна (−𝜑 − 90°). С выходов входного моста сигналы поступают на усилительные элементы с одинаковыми коэффициентами передачи *Ge*− *j*Φ. 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 (−𝜑). А при прохождении из плеча 3

в плечо 1 и из плеча 2 в плечо 4 фаза изменяется на (−𝜑 − 90°). 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 𝜑 −Φ− 90°).

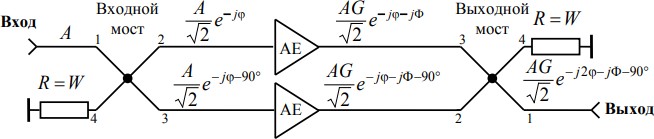


Рис. 8.14. Балансный усилитель

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 нагрузке 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.
  + - * 1. Частотно – преобразовательные модули СВЧ

*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*1ПЧ = 1 – 2 Гц и выше.

|  |  |
| --- | --- |
| Рис. 8.15. Приемный тракт супергетеродинного приемника | Для примера, рассмотрим приемный тракт супергетеродинного приемника (рис.8.15). 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. 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).

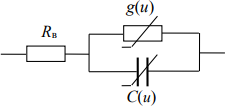
Смеситель соединяют с ВЧ-цепями приемника и входными цепями усилителя промежуточной частоты (УПЧ).

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 тунельные 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 (*Р*Г ~ 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.

Преобразование частоты в смесителях СВЧ

Упрощенная эквивалентная схема смесительного диода имеет вид (рис.8.16). Полезным элементом для работы смесителя есть нелинейная

проводимость замыкающего (барьерного) слоя *g*(*u*), благодаря чему смесительные *g*(*u*) диоды часто называют *варисторами* (англ. – *varistor*).

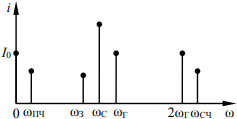
Другие элементы эквивалентной схемы: сопротивление потерь диода *R*в и нелинейная

Рис. 8.16. Эквивалентная схема смесительного диода

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 *λ*≤ 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.

Смеситель для сигнала гетеродина должен быть нелинейным, а для принятого сигнала – линейным. Амплитудная характеристика смесителя линейная до уровней сигнала *P* < 100мкВт, при *P* = 0,1−1мВт она становится

нелинейной, возрастают потери преобразования и АЧХ выходного сигнала начинает искажаться.

В спектре тока смесительного диода (рис.8.17) присутствуют: постоянная составляющая *I*0; гармоники гетеродина ωГ и

Рис. 8.17. Частотный спектр выходного тока смесителя

сигнала ωС; а также многочисленные комбинационные составляющие с частотами

ω = ±*m*ωС ± *т*ωГ, 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 ≈10− 20мкА за счет источника прямого смещения, у смесительного диода *I*0 ≈ 0,5−1мА за счет выпрямленного напряжения гетеродина. При выполнении условия *u*С << *u*Г ≈1 В смеситель осуществляет линейное преобразование спектра сигнала.

На выходе смесителя фильтр выделяет основной продукт преобразования – *разностную (промежуточную) частоту* ωПЧ = ωС − ωГ, или ωПЧ = ωГ – ωС, которая должна быть достаточно высокой для снижения влияния шумов. Смесители с преобразованием первого типа (ωC >ωГ) называют смесителями с *верхней боковой полосой* (англ. – *upper sideband*), потому что они принимают полосу частот сигнала, расположенную выше частоты гетеродина. В другом случае, если ωС < ωГ – 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) ωСЧ = ωС + ωГ.

Наряду с эффектом прямого преобразования частоты в диодных смесителях наблюдается также и эффект *обратного преобразования*. Напряжение ПЧ (ωПЧ = ωС − ωГ), появляющееся на выходе смесителя взаимодействует с напряжением гетеродина, что приводит к образованию на входе смесителя напряжения с частотой сигнала ωС = ωГ + ωПЧ. 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*) ωЗЧ = ωГ − ωПЧ. Возникновение колебаний зеркальной частоты возможно, также в результате взаимодействия между напряжением сигнала и второй гармоникой гетеродина ωЗЧ = 2ωГ − ωС. Амплитуда этих колебаний ЗЧ несколько ниже, потому что вторая гармоника гетеродина, возникающая в смесителе, приблизительно в 2 раза (на 3−5дБ) меньше по амплитуде, чем первая.

Комбинационные частоты ωСЧ и ωЗЧ являются нежелательными, паразитными продуктами преобразования, потому что на их создание затрачивается часть полезной мощности сигнала *Р*С. Из всех комбинационных частот наибольший вклад в потери преобразования вносит зеркальная частота, поэтому СВЧ смеситель рассматривают как шестиполюсник, с тремя парами полюсов для ωС, ωЗ и ωПЧ, подключенными к соответствующим нагрузкам. При этом гетеродин и цепь постоянного тока считают составляющими частями смесителя. Если условия согласования на ωС и ωЗ практически одинаковы,

смесители называют *широкополосными*, в противоположном случае – *узкополосными*.

Характеристики модульных смесителей СВЧ

*Коэффициент преобразования* или *передачи* (англ. – *conversion factor*) – отношение амплитуд сигналов на выходе и входе смесителя

*kпрU*

 *UПЧ* /*UC* , (8.19)

где *U*C – напряжение сигнала на входе; *U*ПЧ – напряжение ПЧ на выходе смесителя.

*Коэффициент преобразования (передачи) по мощности* – отношение мощностей сигналов на выходе и входе смесителя

*kпрP*  *PПЧ*

/ *PC* , (8.20)

где *P*C – мощность сигнала на входе; *P*ПЧ – мощность ПЧ на выходе смесителя.

*Потери преобразования* (англ. – *conversion loss*) – величина обратная коэффициенту преобразования по мощности, выраженная в децибелах

*Lпр*  10lg *kпрP* 10lg*PC* / *PПЧ*  . (8.21)

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− 7дБ; в миллиметровом – 5–10 дБ.

*Коэффициент шума* (англ. – *noise factor*), отношение сигнал/шум на входе и выходе смесителя

*PC вх* / *PШ вх*

 *PC вх* / *PШ вх* 

*kШ*  или

*C вых Ш вых*

*P* / *P*

*КШ* 10lg(*kШ* ) 10lg  . (8.22)

 *PC вых* / *PШ вых* 

 

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 миллиметровых 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*Ш НОРМ определяется при *k*шУПЧ = 2 или *K*шУПЧ =1,5дБ. В сантиметровом диапазоне для смесителей на ДБШ типичными являются значения *K*ш норм. = 5 − 9дБ при *f*ПЧ >10МГц.

*Относительная шумовая температура T*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

*TШ* 

*PШ вых kT*0*fУПЧ*

, (8.23)

где

*P*Ш *вых*

– мощность шумов смесителя на ПЧ в полосе частот ∆*f*ПЧ ;

∆*f*УПЧ– эквивалентная шумовая полоса пропускания УПЧ, *k* = 1,38·10-23 Дж/К – постоянная Больцмана. Типовое значение относительной шумовой температуры смесителей СВЧ диапазона – *T*ш = 0,5 −1,5.

*Выходное сопротивление R*вых – активная составляющая сопротивления диода на ПЧ, обычно *R*вых =150 − 700Ом.

*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*max = 20−50мВт, в импульсном – *P*max =100 − 500мВт.

*Коэффициент подавления сигнала зеркальной частоте* – отношение мощностей сигналов ПЧ и зеркальной частоты *P*ЗЧ на выходе смесителя

*kЗЧ*

 *PЗЧ* / *PПЧ* , или

*КЗЧ* 10lg(*PПЧ* / *PЗЧ* ) . (8.24)

Для маломощных сигналов (*P*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*С. При *P*С ≥ 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 Р*нас.

Отношение мощности насыщения *Р*нас и чувствительности приемника *Р*пор характеризует *динамический диапазон* входных сигналов, соответствующий линейному участку амплитудной характеристики смесителя, который определяют в виде

*D* 10lg *Pнас* / *Pпор* . (8.25)

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*С, *f*Г, *f*ЗЧ. Для оценки интермодуляционных составляющих на выходе смесителя используют параметр *IP*3 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.

Небалансные модульные смесители СВЧ

*Небалансный* или *однотактный* 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 однотактного смесителя приведена на рис.8.18, *а*. Для селекции принятого радиосигнала на входе смесителя включают полосно-пропускающий фильтр (ППФ) *преселектор* (англ. – *preselector*).

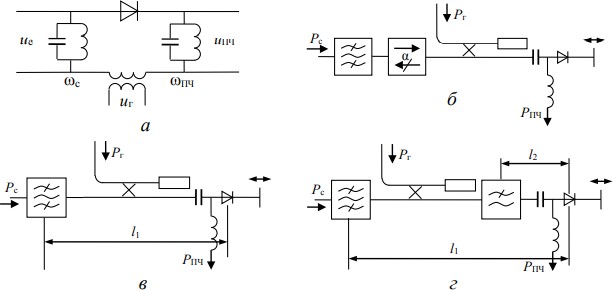


Рис. 8.18. Однотактные смесители: а – эквивалентная схема; б – согласованный по входу; в – с отражением ЗЧ; г – с отражением ЗЧ и СЧ

Рассмотрим алгоритм преобразования частоты однотонального сигнала *u*С(*t*) =*U*С cos(ωС*t* + 𝜑С) этой (простейшей) схемой смесителя. Представим колебания сигнала гетеродина в виде *u*Г(*t*) =*U*Г cos(ωГ*t* + 𝜑Г), где амплитуда *U*Г, частота ωГ и начальная фаза φГ колебаний гетеродина – постоянные величины. Причем ωС −ωГ <<ωС,ωГ . ВАХ диода можно представить в виде аппроксимации степенным полиномом *i*(*t*) = *I*0 + *a*1*u*(*t*) + *a*2*u*2(*t*) + ... . 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:

*i*(*t*)  *a* *u* (*t*)  *u* (*t*)2  *a* *U* cos( *t*  ) *U* cos( *t*  )2 

2

*C*

*Г*

2

*C C C*

*Г Г Г*

 *a*2 *U* 2 cos2(*Ct* *C* ) *U* 2 cos2(*Гt* *Г* )  2*UCU Г* cos(*Ct* *C* ) cos(*Гt* *Г* ) 

*C*

*Г*

 1 *а* *U* 2 *U* 2  1 *а U* 2 cos 2(

*t*  )  1 *а U* 2 cos 2(

*t*  ) 

2 2 *C*

*Г* 2 2 *C*

 *C C* 

2 2 *Г*

 *Г Г* 

*а*2*UCUГ* cos (*C*  *Г* )*t*  (*C* *Г* )

Первое слагаемое выражения не зависит от времени и определяет возрастание постоянного тока; второе и третье – определяют соответственно гармоники с частотами 2ωС и 2ωГ; четвертое – сигнал комбинационной частоты ωС + ωГ; пятое – сигнал комбинационной частоты ωС – ωГ. 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 ωС > ωГ, если ωГ > ωС, 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.8.18, *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.8.18, *б*), потери преобразования составляют *L*пр ≥ 6дБ. 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 ωПЧ = ωГ − ωЗ. Если образованный таким образом ток ПЧ находится в фазе с током промежуточной частоты ωПЧ = ωГ − ωС, 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.8.18, *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 ωПЧ = 2ωГ − ωСЧ. Это можно осуществить с помощью ФНЧ, который пропускает колебания ωГ, ωС, ωЗЧ и отражает ωСЧ. 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.8.18, *г*). Поскольку оптимальные фазовые оотношения сохраняются в ограниченной полосе частот, однотактные смесители с отражением ЗЧ и СЧ являются узкополосными, их АЧХ и ФЧХ неравномерны.

Следует различать зеркальную частоту ωЗ, возникающую в смесителе с равной ей по значению частотой зеркального канала ωЗК, которая может быть принята из эфира как помеха в результате преобразования ωПЧ = ωГ − ωЗК (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.

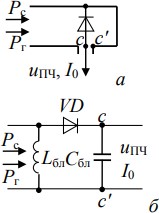


Рис. 8.19. Смесительная секция: а – схематическое изображение; б – эквивалентная схема

Главный конструктивный элемент небалансного смесителя – смесительная секция (рис.8.19, *а*), в которой размещают смесительный диод и подводят мощности сигнала *Р*С и гетеродина *Р*Г, а на выходе выделяется напряжение ПЧ преобразованного сигнала. На рис.8.19, *б* изображена эквивалентная схема секции. Диод *VD* является активной нагрузкой для колебаний *Р*С и *Р*Г и генератором напряжения *u*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 *Р*С и *Р*Г 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 назначенные для этого, условно изображены на схеме (рис.8.19, *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.8.19, *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.8.20, *а*), тройник, направленный ответвитель (рис.8.20, *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.8.20, *в* показана электрическая схема типичного волноводного НБС. Смесительная секция с диодом и коаксиальным выводом ПЧ соединена с направленным ответвителем (НО). В одно плечо НО (*1*) подается принятый сигнал *Р*С, во второе плечо (*2*) – мощность гетеродина *Р*Г. 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 *Р*Г, 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 ~ 0,5 – 1 мА.

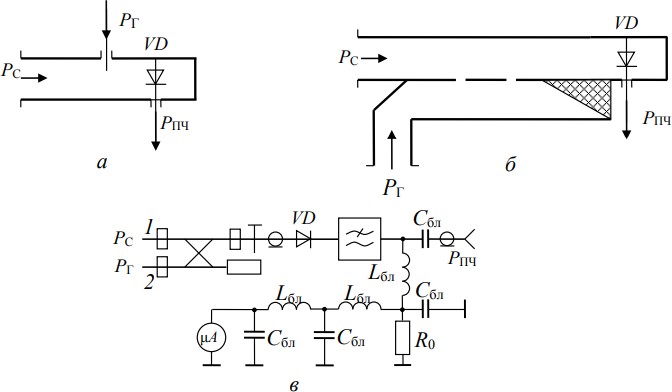


Рис. 8.20. Волноводные однотактные смесители: а – связь с помощью штыря; б – связь с помощью направленного ответвителя; в – электрическая схема

В микрополосковых однотактных преобразователях (рис.8.21) диод включают в микрополосковую линию (МПЛ), как правило, последовательно. Развязка цепей входного сигнала ωС и гетеродина ωГ 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 Λ/4 высокоомного (70-100 Ом) шлейфа, который одновременно выполняет и функции заземления для токов ПЧ, и низкоомного (20-30 Ом) разомкнутого Λ/4 отрезка линии передачи, который обеспечивает короткое замыкание токов СВЧ с заземленной стороной подкладки МПЛ.

На рис.8.21 показаны некоторые типовые схемы НБС с двухшлейфными согласующими трансформаторами и ФНЧ на выходе ПЧ (направленные ответвители на рисунке не показаны). На рис.8.21, *а*, *б* согласование осуществляется с помощью разомкнутого и короткозамкнутого параллельных шлейфов длиной *l*ш, на рис.8.21, *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.

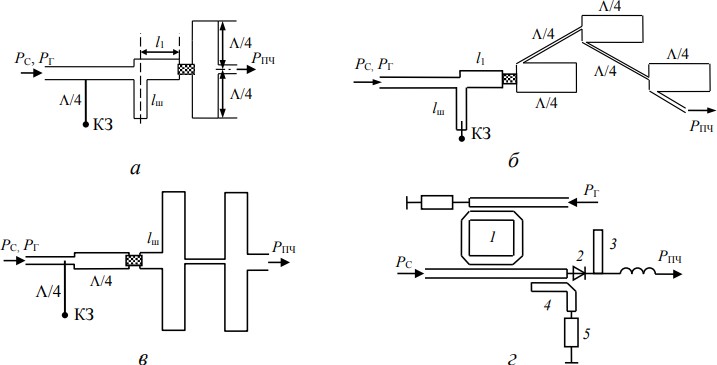


Рис. 8.21. Микрополосковые НБС: а – с разомкнутым параллельным шлейфом перед диодом; б – с короткозамкнутым шлейфом перед диодом; в – с последовательным шлейфом l2 после диода; г – с подавлением зеркальной частоты

При разработке микроэлектронных 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.8.21, *б*.

Характеристики смесителей заметно улучшаются при подавлении сигналов зеркального канала. К таким сигналам относятся: внешние сигналы с частотой ωЗ и комбинационные составляющие, образующиеся в процессе преобразования частот. Подавление внешних сигналов частоты ωЗЧ 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.8.21, *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 ωС и ωЗ (при низкой ПЧ) необходимо использовать высокодобротные фильтры с малыми потерями, трудно реализуемые в интегральном исполнении.

Балансные модульные смесители СВЧ

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 ~ 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 взаимно 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.8.22, *а*) в СВЧ диапазоне практически не используют из-за сложности реализации симметричного выходного трансформатора. Более распространенная схема (рис.8.22*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.

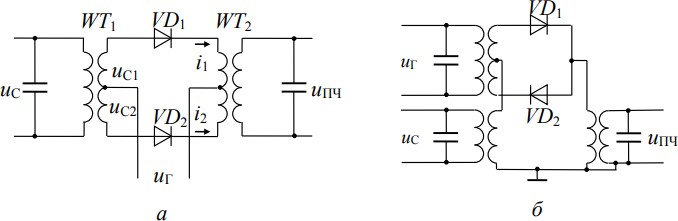


Рис. 8.22. Эквивалентные схемы балансных смесителей: а – с синфазной подачей напряжения гетеродина; б – с противофазной подачей напряжения гетеродина

Одним из главных узлов БС диапазона СВЧ является гибридное соединение (СВЧ-мост), которое обеспечивает равномерное деление мощностей входного сигнала и гетеродина между диодами с заданными фазовыми соотношениями, а также обеспечивает максимальную развязку между входами сигнала и гетеродина. На рис.8.23, *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 *Р*С и гетеродина *Р*Г. Если начальные фазы этих колебаний на входе ЩМ равны нулю, то благодаря квадратурным свойствам ЩМ на диод *VD*1 поступает напряжение

а на диод *VD*2 –

*u*1C

*U*C cos(C*t*) и *u*1*ГUГ* cos(*Гt*

 / 2) ,

*u*2*С*

*UС* cos(*Сt*

 / 2) и *u*2*Г*

*UГ* cos(*Гt*) .

Диоды включены в противоположных направлениях, потому через нагрузку *R*0 течет разностный ток *і*ПЧ с частотой ωПЧ = ωС − ωГ. При выполнении условий симметрии схемы *i*ПЧ = 2*I*ПЧ sin(ωС −ωГ)*t* , то есть токи полезных сигналов суммируются в нагрузке синфазно.

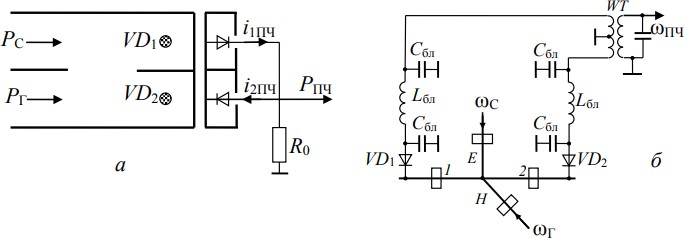


Рис. 8.23. Волноводные балансные смесители: а - на щелевом мосте; б – на Т-мосте

Шумы гетеродина, которые существуют в полосе частот сигнала ωС и зеркального канала ωЗК имеют вид

*uшС*

*Uш* cos[(*С* *ПЧ*

)*t* *ш* ] и *uшГ*

*Uш* cos[(*Г* *ПЧ*

)*t* *ш* ].

Прием шумов гетеродина в полосе сигнала создает шумовой ток

*iшС*

 *i*1*ш* *i*2*ш*  *IшС* [cos(*ПЧt*

*ш* ) cos(*ПЧt*

*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.8.23, *б* показана электрическая схема БС на двойном *Т*-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 *Е*-плечо, разделяется между

боковыми плечами *1* и *2* в противофазе, поэтому, если после детектора *VD*1 фаза сигнала ПЧ равняется *φ*1ПЧ = *ωt*, то после детектора *VD*2 *– φ*2*ПЧ = ωt–π*. Эти сигналы в выходном трансформаторе *WТ* будут складываться друг с другом в фазе. Шумы гетеродина, который подключен к *Н*-плечу, разделяется в плечи *1* и *2* синфазно, созданные сигналы помехи на ПЧ после детекторов *VD*1 і *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 нулю. При разнополярном включении диодов необходимость использования трансформатора для сложения сигналов отсутствует.

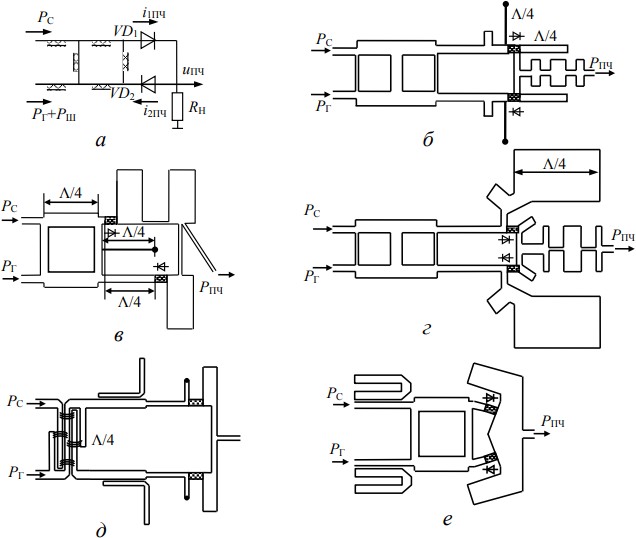


Рис. 8.24. Балансные смесители на микрополосковых линиях: а – принципиальная схема; б – топологическая схема; в – с повышенной развязкой; г – с ПЧ в СВЧ диапазоне;

д - с режимом холостого хода на ЗЧ; е – с режимом короткого замыкания на ЗЧ

Примеры типичных конструкций микрополосковых БС показаны на рис.8.24. На рис.8.24, *а* изображена упрощенная электрическая схема БС на квадратурном двухшлейфном мосте, конструкция и принципы ее работы такие же самые как у БС на ЩМ (рис.8.23, *а*). Двухшлейфные НО обеспечивают развязку каналов сигнала и гетеродина не меньше чем 20 дБ при КСВ < 1,5 в полосе ~10%. На рис. 8.24, *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 ~ 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.8.24, *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 Λ/4. На рис.8.24, *в* показана топологическая схема такого БС.

На рис.8.24, *д* показана схема БС на мосте Ланге с дополнительным подавлением зеркального канала с помощью селективных цепей, которые реализуют режим холостого хода, на рис.8.24, *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;

1. вся мощность сигнала гетеродина поступает на диод, поэтому можно использовать гетеродин меньшей мощности;
2. благодаря подавлению в балансной схеме четных гармоник гетеродина уровень побочных сигналов значительно меньший, как следствие – повышается помехоустойчивость и динамический диапазон;
3. 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.

8.4. Контрольные вопросы

1. В чем отличие гибридных интегральных микросхем СВЧ?
2. Какие факторы влияют на усложнение проектирования СВЧ-микроблоков?
3. К чему сводится проблема создания согласующих устройств?
4. Каково функциональное назначение усилителя?
5. Что такое рабочим диапазоном частот усилителя?
6. Какие виды усилителей есть по критерию относительной полосы частот?
7. Что понимают под выходной мощностью усилителя
8. Что понимают под чувствительностью усилителя?
9. Что такое максимально допустимая рассеиваемая мощность?

### 9. ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ СВЧ

Электронные приборы СВЧ диапазона отличаются от обычных электронных ламп радиодиапазона (диодов, триодов, пентодов и др.) рядом особенностей, связанных с устранением таких ограничивающих факторов, как инерция электронов и влияние междуэлектродных емкостей и индуктивностей вводов.

Первая особенность этих приборов заключается в том, что сами приборы составляют единое целое с колебательными системами, которые отличаются от резонансных систем, используемых в диапазоне длинных и средних волн.

Вторая особенность состоит в том, что в приборах СВЧ время пролета электронов от катода к электроду, собирающему отработанные электроны, используется для формирования электронного потока (образования сгустков и разряжений в потоке движущихся электронов), а также для передачи энергии от электронов высокочастотному электрическому полю. В приборах СВЧ, также, как и в лампах радиочастотного диапазона, увеличение мощности усиливаемых или генерируемых колебаний происходит за счет энергии источника постоянного напряжения, питающего электроды лампы. Электронный поток является своеобразным «посредником» такого преобразования, но отличие приборов СВЧ, помимо особенностей колебательных систем и методов их сопряжения с прибором, заключается в управлении электронным потоком. Если в обычных электронных лампах управление электронным потоком статическое и с изменением переменного напряжения на сетке меняется плотность электронного потока, то в приборах СВЧ электронный поток управляется динамически. Электрическое поле СВЧ колебаний используется здесь для изменения скорости электронного потока, а не его плотности. И лишь со временем, в процессе дальнейшего движения электронов, в результате разности их скоростей в электронном потоке образуются сгустки и разряжения. Создание электронного потока, плотность которого является функцией времени, необходимо для эффективной передачи энергии движущихся электронов СВЧ полю. При взаимодействии с этим полем электроны могут отдавать ему как кинетическую, так и потенциальную энергию.

Рассмотрим один из возможных случаев, когда высокочастотному полю передается кинетическая энергия электронов.

Предположим, что электроны, эмитированные катодом и ускоренные полем ускоряющего электрода, движутся далее равномерным потоком. На их пути расположены обкладки конденсатора, образующего с некоторой индуктивностью колебательный контур, в котором возбуждены СВЧ колебания. Обкладки конденсатора выполнены в виде сеток, так что электроны свободно проходят через обе обкладки. В то же время ввиду высокой частоты колебаний сетки служат экранами, и электрическое поле СВЧ колебаний сосредоточено в зазоре между сетками. Нормальная сеткам составляющая электрического поля в

течение одной половины периода совпадает по направлению с вектором скорости электронов, а во время второй – противоположна ему. Если плотность электронного потока постоянна во времени, то электрическое поле за первую половину периода тормозит столько же электронов, сколько ускоряет их за вторую половину периода. Иначе говоря, электрическое поле в течение одного периода колебаний приобретает и теряет равные порции энергии, и, следовательно, передача энергии от электронов полю не происходит. Для того, чтобы энергия поля пополнялась, необходимо получить прерывистый поток электронов. В этом случае интервалы времени между отдельными группами электронов и время их прихода к щели резонатора можно выбрать такими, чтобы электроны попадали в электрическое поле резонатора только в те моменты времени, когда поле для них тормозящее. Для выполнения этого необходимо, чтобы сгустки электронов отставали друг от друга на время, кратное целому числу периодов. Если время пролета электронов между сетками резонатора меньше половины периода, а в интервалах между сгустками плотность электронного потока равна нулю, то энергия будет передаваться только в одном направлении: от электронов полю. В реальных условиях осуществить такую идеальную модуляцию невозможно, и в интервалах между сгустками плотность электронов не равна нулю. Но так как их плотность сравнительно невелика, общий баланс энергии за период колебаний остается положительным. В электронных приборах сверхвысоких частот сгруппированный в сгустки электронный поток получается при модуляции непрерывного потока электронов по скорости. В качестве модулирующего напряжения используются колебания, подлежащие усилению (в усилителях), или же часть энергии, отводимая в модулирующее устройство через цепь обратной связи (в автогенераторах).

В рассмотренном только что случае электроны взаимодействуют с пульсирующим полем, сосредоточенным между сетками резонатора. Такое поле может быть использовано и для модуляции электронного потока по скорости, в результате которой образуются сгустки электронов. Существует, однако, обширная группа СВЧ приборов, в которых процессы модуляции электронного потока и последующего взаимодействия электронных сгустков с полем протекают в ходе совместного движения электронов и бегущей электромагнитной волны. Такие приборы часто называют приборами длительного взаимодействия. Характер взаимодействия электронов с СВЧ полем не ограничивается описанным выше случаем передачи кинетической энергии. Во многих приборах электроны передают СВЧ полю свою потенциальную энергию, перемещаясь по сложным траекториям в скрещенных электрическом и магнитном полях. Для всех приборов характерен, однако, процесс формирования прерывистого электронного потока, сгустки которого и обеспечивают эффективный энергетический обмен с электромагнитным СВЧ полем.

* 1. Классификация электронных приборов СВЧ

В настоящее время разработано много электронных приборов СВЧ, отличающихся как принципом действия, так и областью применения.

Электронные приборы СВЧ диапазона по типу управления электронным потоком разделяются на приборы с электростатическим и динамическим управлением. В приборах с электростатическим управлением выделяют триоды и тетроды, в приборах с динамическим управлением по характеру энергообмена выделяют приборы типа О, типа М и гиротроны. В приборах типа О происходит преобразование кинетической энергии электронов в энергию СВЧ поля в результате торможения электронов этим полем. К приборам типа О относятся клистроны, лампы бегущей и лампы обратной волны типа О (ЛБВО, ЛОВО).

В приборах типа М в энергию СВЧ поля переходит потенциальная энергия электронов, смещающихся в результате многократного торможения и разгона от катода к аноду. Средняя кинетическая энергия при этом остается постоянной. К приборам типа М относятся магнетрон, митрон, платинотрон, лампы бегущей и обратнойволнытипа М.

В гиротронах (приборах на циклотронном резонансе) используется резонансное взаимодействие винтового электронного потока с электрическим полем незамедленной электромагнитной волны.

По продолжительности взаимодействия с СВЧ полем приборы подразделяются на приборы с кратковременным (прерывным) и длительным (непрерывным) взаимодействием с электронным потоком.

К приборам с кратковременным взаимодействием относятся клистроны, к приборам с длительным взаимодействием – ЛБВО, ЛОВО, ЛБВМ, ЛОВМ, магнетрон, митрон и платинотрон.

В полупроводниковых приборах СВЧ выделяется группа диодов с отрицательным сопротивлением, и группа СВЧ транзисторов.

* 1. Характеристики электронных приборов СВЧ

К основным параметрам обычно относят коэффициент усиления, выходную мощность, КПД, полосу пропускания, шумовые характеристики – для усилителей и выходную мощность, КПД, диапазон перестройки, характеристики стабильности – для генераторов.

*Коэффициентом усиления* называется отношение выходной мощности *Рвых*

к входной *Рвх*. Обычно эту величину определяют в децибелах:

*Ку* *р*

 10 lg(*Рвых* / *Рвх*) . (9.1)

*Ширина полосы пропускания* ∆f определяется добротностью резонаторов для резонансных усилителей и полосой пропускания замедляющей системы, согласованной с внешними линиями передачи, для нерезонансных усилителей. Обычно ширина полосы пропускания измеряется по уровню половинного значения выходной мощности от максимального значения в полосе пропускания.

Она может быть указана также в процентах, т.е. частота полосы пропускания.

*f* / *fср*·100% , где *fср* – средняя

*Коэффициент полезного действия* определяется как отношение выходной мощности к суммарной потребляемой мощности Р0 (включая мощность накала катода):

  *Рвых* / *Р*0 . (9.2)

Часто используется также понятие электронного КПД ηэ, равного отношению мощности, отдаваемой электронным пучком полю СВЧ, к мощности источника питания прибора.

*Коэффициент шума* показывает, во сколько раз отношение мощностей сигнала и шума на выходе усилителя меньше этого же отношения на его входе, т.е.:

*Кш*  (*Pш* / *Pш*.*вх* ) / (*Pвых* / *Pш*.*вых* ) . (9.3)

Для характеристики шумов используют также понятие *шумовой температуры Тш*:

*Кш* 

1  *Тш* / 290,

*Тш* 

290(*Кш*

##  1)

. (9.4)

*Диапазон перестройки* генератора характеризуется коэффициентом перекрытия

*п*  *f*max / *f*min , (9.5)

где *f*max и *f*min – максимальная и минимальная генерируемые частоты.

Для автогенераторов СВЧ важны характеристики частоты и амплитуды колебаний. Нестабильные колебания можно представить, как колебания с изменяющимися амплитудой и частотой:

*u*(*t*) *Uср* 1(*t*) cos*срt*   (*t*)*dt* , (9.6)

 

где *α*(t) и *ν*(t) – относительные флуктуации амплитуды и частоты, а *Uср* и

*ω*ср – средние значения амплитуды и частоты.

В качестве основных параметров, характеризующих шумовые свойства автогенераторов, принимают *спектральную плотность флуктуации амплитуды S*α*(F) и частоты S*ν*(F),* определяемые приближенными выражениями:

*S*(*F*)   2(*t*)*ср*  *F* / *F*; *S* (*F*)   2(*t*)*ср*  *F* / *F* , (9.7)

   

где

 2 (*t*)*ср*  *F*

и  2 (*t*)*ср*  *F* – средние квадраты относительной флуктуации

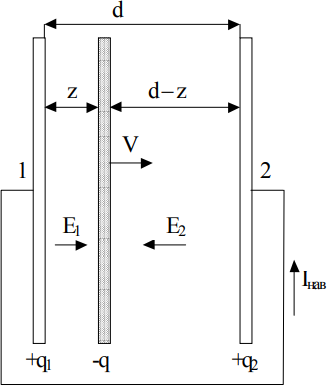
амплитуды и частоты, измеренные в полосе частот ∆*F*, *F* – расстояние между боковой частотой модуляции и средней частотой. Обычно ∆*F* принимают равной 1 кГц или 1 Гц.

 

 

* 1. Триоды и тетроды СВЧ

Как известно, в электронных лампах используется электростатическое управление электронным потоком, заключающееся в том, что изменение напряженности электрического поля в рабочем объеме лампы вызывает изменение числа электронов, участвующих в создании тока. Ток лампы можно считать безинерционной функцией напряжения, если время пролёта электронов в межэлектродном промежутке лампы τ много меньше периода переменного напряжения Т. Такой режим работы получил название квазистатического.

Однако с увеличением частоты время пролёта может оказаться сравнимым с периодом переменного напряжения и связь мгновенных значений токов и напряжений уже не будет соответствовать квазистатическому режиму. Для учёта влияния времени пролёта электронов на токи электродов применяется понятие наведённого тока.

Рассмотрим два плоских электрода с равными потенциалами (рис. 9.1). Предположим, что от электрода 1 к электроду 2 движется тонкий электронный слой с общим зарядом –q. Вследствие

Рис. 9.1. Модель плоских электродов.

электростатической индукции этот слой наводит на электродах поверхностные заряды, так что

*q*1  *q*2  *q* . (9.8)

Напряженности электрического поля у поверхностей электродов определятся как:

*E*1  *q*1 / 0*S*, *E*2  *q*2 / 0*S* , (9.9) где *S* – площадь электродов.

Очевидно, что

*E*1*z*  *E*2(*d*  *z*)  0, (9.10)

где *d* – расстояние между электродами, *z* – координата слоя.

Из (9.9) и (9.10) следует

Из (2.1) и (2.4):

*q*1*z* *q*2(*d*  *z*)  0. (9.11)

*q*1  *q*(1 *z* / *d*), *q*2  *qz* / *d* . (9.12)

Вследствие движения слоя его координата является функцией времени, что означает изменение во времени зарядов q1 и q2 и наличие в цепи наведённого тока:

*Iнав*  *dq*2 / *dt*  *dq*1 / *dt* . (9.13) Используя (9.12) и (9.13), получим

где *V*

*Iнав*  *qV* / *d*

 *dz* / *dt* – скорость движения слоя.

, (9.14)

Наведённый ток возникает, как только электронный слой появляется в промежутке между электродами, и исчезает, когда электронный слой достигает второго электрода. Длительность импульса тока равна времени пролёта электронов.

Используем (9.14) для нахождения наведённого тока во внешней цепи плоских электродов, если в пространстве между ними существует произвольное распределение плотности заряда *ρ(z,t)*. Наведённый ток, создаваемый по (9.14) элементарным слоем толщины *dz*,

*dIнав*  (1/ *d*)*S*(*z*,*t*)*dz* . (9.15) Наведённый ток, создаваемый в промежутке всеми элементарными слоями,

найдем интегрированием (9.15) по всему промежутку

*d*

*Iнав* (*t*)  (1/ *d*) *S*(*z*,*t*)*V* (*z*,*t*)*dz*

0

. (9.16)

Подынтегральное выражение есть значение электронного тока в сечении z в момент времени t. Назовём его конвекционным током.

*Iконв*  *S*(*z*,*t*)*V* (*z*,*t*). (9.17)

Таким образом,

*d*

*Iнав* (*t*)  (1/ *d*) *Iконв*.(*z*,*t*)*dz* . (9.18)

0

Если к электродам (рис. 9.1) приложить переменное напряжение U(t), во внешней цепи, кроме наведённого тока, появится емкостной ток

*Iемк*.  *С*(*dU* / *dt*)

, (9.19)

где С – емкость конденсатора, образованного электродами 1 и 2. Полный ток в цепи:

*Iполн*.(*t*)  *Iнав*.(*t*)  *Iемк*.(*t*). (9.20)

В (9.20) полный ток представлен суммой наведенного и емкостного токов во внешней цепи в отличие от обычного его представления суммой конвекционного тока и тока смещения.

В квазистационарном случае, когда время пролёта электронов много меньше периода переменного напряжения на электродах, можно считать, что конвекционный ток не зависит от координаты z и по (9.18) совпадает с наведенным током, то есть пользоваться понятием наведенного тока нецелесообразно. В лампах СВЧ это условие не выполняется, и целесообразно пользоваться представлением (9.20).

*9.3.1.* Электронный механизм работы триода СВЧ

Анализ влияния времени пролета электронов существенно зависит от соотношения амплитуд переменных и постоянных напряжений на электродах.

Если амплитуда переменного напряжения много меньше постоянного напряжения, говорят о режиме малых амплитуд, если обе величины сравнимы, имеет место режим больших амплитуд.

В режиме малых амплитуд время пролета электронов определяется постоянным напряжением на электродах, а пространственный заряд в области катод-сетка такой же, как в статическом режиме. Это позволяет создать сравнительно простую теорию электронных ламп СВЧ в режиме малых амплитуд.

Теоретическое рассмотрение схемы с общим катодом позволяет сделать вывод, что время пролета электронов можно учесть введением комплексной крутизны лампы и активной входной проводимости.

Модуль комплексной крутизны равен отношению амплитуды переменного тока в анодной цепи к амплитуде переменного напряжения на сетке, а её фазовый угол показывает отставание анодного тока от сеточного напряжения. С увеличением временипролёта фазовый сдвиг растёт, а модуль крутизны уменьшается. Появление активной проводимости связано с тем, что из-за

существования наведенного тока в цепи сетки появляется составляющая сеточного тока, совпадающая по фазе с переменным напряжением на сетке. В схеме с общим катодом входная проводимость примерно пропорциональна квадрату частоты.

Режим малых амплитуд характерен для усилителей слабых сигналов и генераторов с низким значением КПД.

Режим больших амплитуд используется в мощных усилителях и генераторах. В настоящее время маломощные электронные лампы СВЧ полностью вытеснены полупроводниковыми приборами СВЧ, и поэтому далее пойдет речь только о режиме больших амплитуд, который будет рассмотрен на примере схемы включения триода (рис.9.2) с помощью пространственно- временных диаграмм (рис.9.3).

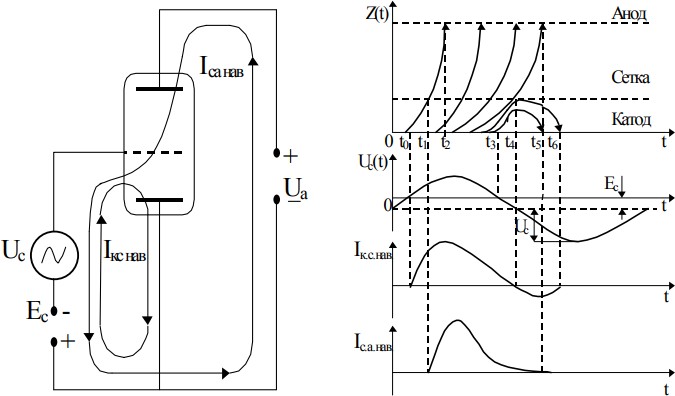


Рис. 9.2. Схема включения триода

Рис. 9.3. Пространственно-временные диаграммы

На рис. 9.3 показаны: z – координата электрона, отсчитываемая от катода (рис. 9.2.), t – время, Uс – напряжение на сетке, Iкс и Iса – наведенные токи в промежутках катод-сетка и сетка-анод, t0, t1 и т.д. показывают различные моменты вылета электронов с поверхности катода.

Будем считать, что управляющая сетка настолько густа, что потенциал анода не вызывает появления электрического поля в пространстве катод-сетка и движение электронов в этом пространстве определяется только напряжением сетки. Напряжение на сетке Uc(t) проходит через нулевое значение в моменты t0 и t3. Электрон, вылетевший из катода в момент t0, будет у сетки в момент t1 и у анода в момент t2. На анод будут попадать также те из последующих электронов, которые подлетают к сетке с некоторой скоростью. Электрон, подлетевший к

сетке с нулевой скоростью в момент t4, повернет назад к катоду. Как только первый электрон в момент времени t0 начнет движение от катода к сетке, во внешней цепи катод-сетка появится наведенный ток Iк.с.нав., текущий в этой цепи от катода к сетке. Этот ток возрастает по мере увеличения числа электронов в промежутке катод-сетка, достигает своего максимального значения и убывает в связи с уменьшением скорости электронов и изменением её направления. В некоторый момент времени он равен нулю, а затем меняет своё направление на противоположное из-за возвращения электронов к катоду.

Наведенный ток во внешней цепи промежутка сетка-анод (Iс.а.нав.) появляется в тот момент, когда электроны начинают поступать в этот промежуток. Этот ток также растет, достигает максимального значения и убывает до нуля к моменту времени t5, когда последний электрон достигнет анода.

Приведенное качественное рассмотрение показывает, что если время пролета электронов сравнимо с периодом переменного напряжения на электродах лампы, то наведенный ток становится несимметричным по форме и имеет отрицательный выброс. Импульс наведенного тока не повторяет формы сеточного напряжения и затягивается по времени, снижая амплитуду первой гармоники анодного тока. Последнее приводит к снижению полезной мощности в нагрузке.

В тетроде на экранирующую сетку подаётся положительное напряжение, сравнимое с анодным. Поэтому электроны, прошедшие через управляющую сетку, ускоряются в межсеточном промежутке, и полное время пролета до анода уменьшается. Импульс анодного тока при этом менее растянут, а КПД выше, чем в триоде.

Триоды и тетроды СВЧ применяются в основном в выходных каскадах передатчиков в качестве генераторов и усилителей средней мощности.

Требование уменьшения времени пролета электронов в лампах СВЧ не является единственным. Необходимо также уменьшать междуэлектродные ёмкости, индуктивности вводов идиэлектрические потери в элементах лампы. Поэтому на СВЧ применяются триоды с дисковыми выводами: маячковые и металлокерамические. Дисковые выводы становятся частью колебательной системы, которая выполняется в виде объёмных резонаторов. Расстояние между электродами лампы доходит до десятых долей миллиметра. Диэлектрические потери в междуэлектродных изоляторах уменьшаются благодаря применению высокочастотной керамики с малыми диэлектрическими потерями. Для корпуса ламп вместо стекла также используется специальная керамика. Современные миниатюрные триоды СВЧ разработаны на частоту до 10 ГГц, но имеют небольшую мощность и низкий КПД. В качестве мощных ламп применяются триоды с водяным или воздушным охлаждением анодов, имеющие специальную конструкцию, в которой учтены требования, предъявляемые к лампам СВЧ.

Триодные и тетродные генераторы СВЧ обладают такими достоинствами (по сравнению с другими генераторами СВЧ), как сравнительно низкие питающие напряжения, отсутствие устройств фокусировки электронного потока, достаточно высокий КПД, сравнительно высокая стабильность частоты и фазы, сравнительно низкая стоимость. Но основным их недостатком является быстрое падение мощности с ростом частоты. Поэтому в основном они используются на частотах до 2 ГГц.

* 1. Клистроны и их характеристики

Клистроны являются электровакуумными приборами типа О, осуществляющими преобразование кинетической энергии электронов в энергию СВЧ поля в результате торможения электронов этим полем. Клистроны используют принцип скоростной модуляции электронного потока и содержат один или несколько объёмных резонаторов. Применяются для усиления, генерации и умножения частоты СВЧ колебаний

* + 1. Двухрезонаторный усилитель

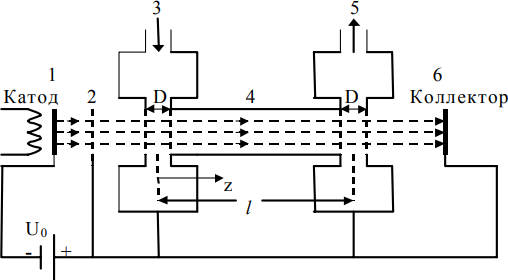
Двухрезонаторный клистрон схематически изображен на рис. 9.4.

Рис. 9.4.Схематическое изображение двухрезонаторного клистрона

В клистроне имеются два объемных резонатора с емкостными сеточными зазорами. Первый резонатор (3) называют входным, или модулятором; второй

(5) – выходным. Пространство между ними называют пространством дрейфа, или группирования. Электроны, эммитируемые катодом (1), ускоряются постоянным напряжением U0 второго электрода и попадают в узкий сеточный зазор первого резонатора, высокочастотное поле которого периодически ускоряет и замедляет электроны, модулируя их поток по скорости. В пространстве дрейфа быстрые электроны догоняют медленные и, группируясь, обеспечивают модуляцию электронного потока по плотности. Модулированный

по плотности электронный поток в виде сгустков и разряжений поступает во второй резонатор и создает в нем наведенный ток.

В результате между сетками резонатора появляется высокочастотное электрическое поле, взаимодействующее с потоком электронов. Необходимые параметры клистрона, о которых будет подробнее сказано ниже, подбираются таким образом, чтобы электрическое поле второго резонатора тормозило сгустки электронной плотности и ускоряло её разряжения. В результате в среднем за период одного колебания поля тормозится большее число электронов, чем ускоряется. Кинетическая энергия электронов преобразуется в энергию СВЧ колебаний электромагнитного поля второго резонатора, а электроны, пройдя резонатор, оседают на коллекторе, рассеивая оставшуюся часть кинетической энергии в виде тепла.

*Модуляция скорости движения электронов.* К сетке первого резонатора все электроны подлетают с одинаковой скоростью

0

*Ve*

где *e*, *m* – заряд и масса электрона.

 2*eU m*1/2 , (9.21)

Между сетками входного резонатора приложено напряжение

*U*1sin(*t*) .

Скорость движения электронов между сетками резонатора удовлетворяет уравнению

*m*(*dV* / *dt*)  (*eU*1 / *D*)sin(*t*) , (9.22) где *D* – расстояние между сетками.

Величина U1 обычно намного меньше, чем U0, поэтому относительное изменение скорости электронов мало, время их пролета через зазор примерно одинаково и составляет величину

1  *D* /*Ve*

Обозначим через t1 момент прохождения электроном середины сеточного

зазора. Тогда (*t*1 0,51) – момент входа электрона в зазор со скоростью Ve,

(*t*1 0,51) – момент выхода из зазора со скоростью V. Решение в указанных пределах уравнения (9.22) дает скорость электронов на выходе из резонатора

*V* *Ve* (2*eU*1 / *m**D*)sin(*t*1)sin(0,51),

*V* *V*  1 *M* (*U* / 2*U* )sin(*t* ),

(9.23)

*e*  1 1 0 1 

где *М*1

 (sin0,51) / 0,51, 1

 1

 *D* /*Ve* .

Параметр *М*1 называется *коэффициентом связи электронного пучка с полем зазора*, параметр *θ*1 – *углом пролета электронов в зазоре*.

Физический смысл *М*1 заключается в том, что он учитывает уменьшение глубины модуляции скорости электронов при конечном значении угла пролета по сравнению с идеальным случаем *θ*1 = 0.

Зависимость М1 от угла пролета *θ*1 показана на рис.9.5.

*Группирование электронов.* На рис.9.6 изображены пространственно-временные диаграммы движения электронов в промежутке между резонаторами (в пространстве дрейфа).

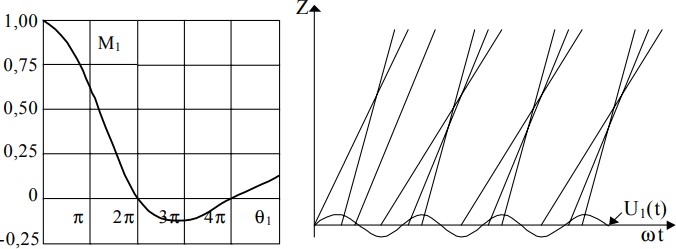


Рис. 9.5. Зависимость М1 от угла пролета θ1

Рис. 9.6. Пространственно-временные диаграммы движения электронов

График движения электрона (прямая линия) определяется его скоростью (углом наклона). Точки пересечения прямых с осью ординат определяют фазу электронов на выходе первого резонатора относительно напряжения на его зазоре. Для электронов, которые проходят зазор в тормозящем поле, угол наклона меньше, для электронов в ускоряющем поле – больше. В результате прямые сходятся и расходятся, чем и объясняется группирование или фазовая фокусировка электронов (образование сгустков и разряжений электронной плотности). В каждом периоде колебаний образуется один сгусток, в центре которого находятся электроны, прошедшие зазор без изменения скорости в момент перехода сеточного напряжения через нуль от тормозящего полупериода к ускоряющему.

Поскольку

*t*2 

*t*1 *l* /*V* , где *l* – длина пространства дрейфа, то из (9.23)

получим с тем же приближением:

*t*  *t* (*l* /*V* ) 1 *M* (*U* / 2*U* )sin( *t* )1 . (9.24)

2 1 *e*  1 1 0 1 

Как уже было сказано выше, в усилительных клистронах *U*1 << *U*0, поэтому, раскладывая (9.24) в ряд по малому параметру *U*1/2*U*0 и оставляя два первых члена, получим

*t*2  *t*1  (*l* /*Ve*) 1 *M*1(*U*1 / 2*U*0 )sin(*t*1) . (9.25)

Рассмотрим связь между моментом прихода электронов во второй резонатор (*t*2) и моментом их прохождения через первый (*t*1).

Умножим обе части уравнения (9.25) на *ω*:

 *t*2   *t*1  *l* /*Ve*  (*l* /*Ve*)*M*1(*U*1 / 2*U*0 )sin(*t*1)

и введем обозначения:

(9.26)

*X*  (*l* /*Ve*)*M*1(*U*1 / 2*U*0), 0  *l* /*Ve* . (9.27)

Х называют *параметром группирования*, *θ*0 – *углом пролета невозмущенного электрона* (не изменившего своей скорости при прохождении первого резонатора).

Из (9.26) и (9.27) имеем:

 *t*2 0  *t*1  *X* sin( *t*1) . (9.28)

Уравнение (9.28) определяет фазу прибытия электронов ко второму резонатору. Если отсутствует модулирующее напряжение (*U*1 = 0), то *Х* = 0 и фаза прибытия электронов во второй зазор линейно связана с фазой их прохождения через первый. Электроны не группируются и одинаково запаздывают по фазе.

*Конвекционный ток.* Пусть через входное сечение трубки дрейфа за время dt1 проходит группа электронов с зарядом *dq*1. Конвекционный ток в этом сечении определится как

*i*1  *dq*1 / *dt*1 . (9.29)

Аналогично в выходном сечении конвекционный ток

*i*2  *dq*2 / *dt*2 . (9.30)

Если рассматривается одна и та же группа электронов, то

*dq*1  *dq*2  *i*2  *i*1(*dt*2 / *dt*1)1 . (9.31) В первом резонаторе нет группирования электронов, поэтому *i*1 = *I*0.

Производная *dt*2/*dt*1 определяется из уравнения (9.38):

*dt*2 / *dt*1 1 *X* cos(*t*1) . (9.32) Таким образом, для *i*2 имеем:

*i*  *I* 1 *X* cos(*t* )1 . (9.33)

2 0  1 

Далее в (3.33) *ωt*1 выражается по (3.8) через *ωt*2 - *θ*0, и получившаяся функция *i*2(*t*2) раскладывается в ряд Фурье:

*i*2  *I*0   *Im* cos *m*(*t*2 0 ), *m* 1, 2,...,

(9.34)

*Im*  2*I*0 *Jm*(*mX* ) . (9.35)

В (9.15) *Jm(mX)* обозначает функцию Бесселя первого рода m-го порядка.

Выражения (9.14) и (9.15) справедливы при любых *Х*.

Если выходной резонатор настроен на частоту модулирующего колебания (*ω*1), то мощность в нем будут создавать только колебания этой частоты и напряжение между его сетками будет практически синусоидальным. Следовательно, из всех членов ряда (9.14) можно оставить только первый:

*i*21  2*I*0*J*1(*X* )cos(*t*2 0) . (9.36)

Максимальное значение функции Бесселя первого рода первого порядка равно 0,58 (при *Х* = 1,84). Соответственно:

*I*21max 1,16*I*0 . (9.37)

При фиксированной длине трубки дрейфа *l* и фиксированном напряжении питания *U*0 параметр группирования *Х* можно регулировать по (9.7) изменением амплитуды входного сигнала *U*1.

*Наведенный ток и электронная мощность*

*Iнав*1  *M*2*I*21 , (9.38)

где *М*2 – коэффициент электронного взаимодействия во втором резонаторе, аналогичный коэффициенту *М*1 в (9.3). В выходном резонаторе, настроенном на частоту входного сигнала, электронная мощность

*P*  *Iнав*1*U*2 / 2  *M*2*U*2*I*0*J*1(*X* ) . (9.39)

Электронный КПД

*э*  *P* / *P*0  *M*2 *J*1(*X* )*U*2 /*U*0 . (9.40)

Поскольку *М*2 ≤ 1, *U*2 ≤ *U*0, то максимальный электронный КПД

ηэ max = 0,58.

Реальный КПД пролетного двухрезонаторного клистрона, учитывающий потери в колебательной системе, на сетках резонаторов и другие факторы, гораздо меньше и не превышает 20 %.

*Амплитудная и амплитудно-частотная характеристики* пролетного двухрезонаторного клистрона изображены на рис. 9.7. Выходная мощность (рис.9.7 а) вначале практически линейно растет с увеличением входной мощности, достигает насыщения и после этого уменьшается. Снижение выходной мощности наблюдается при слишком больших значениях входного сигнала (*Х* >> 1), когда электронный поток подходит ко второму резонатору перегруппированным.

Коэффициент усиления *К*у максимален на линейном участке характеристики (*Х* << 1) и при увеличении входной мощности уменьшается. Увеличению выходной мощности и коэффициента усиления препятствуют силы

расталкивания электронов, увеличивающиеся при росте входного сигнала. Их действие приводит к выравниванию скоростей электронов, что эквивалентно уменьшению параметра группирования. Реальный коэффициент усиления пролетного двухрезонаторного клистрона обычно не превышает 15 дБ, что делает неперспективным его практическое использование. Кроме этого, двухрезонаторный клистрон – это узкополосный усилитель, полоса пропускания которого определяется добротностью объемных резонаторов и обычно не превышает однойдвух десятых процента. Поэтому на практике нашли применение многорезонаторные клистроны, у которых эти параметры выше.



Рис. 9.7. Амплитудная и амплитудно-частотная характеристики пролетного двухрезонаторного клистрона

* + 1. Многорезонаторный усилительный клистрон

В многорезонаторных клистронах между входным и выходным резонаторами помещают дополнительные ненагруженные резонаторы.

В качестве примера, поясняющего особенности их работы, достаточно рассмотреть пролетный трехрезонаторный клистрон (рис. 9.8).

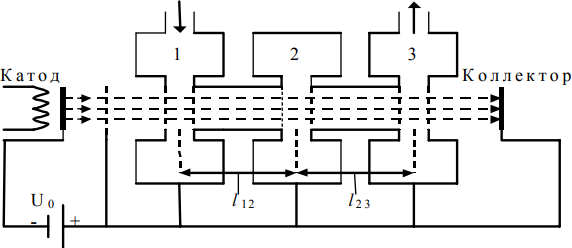


Рис. 9.8. Пролетный трехрезонаторный клистрон

Между входным (1) и выходным (3) резонаторами располагается еще один ненагруженный резонатор (2). Все резонаторы настроены на частоту входного сигнала. Как и в двухрезонаторном клистроне, во входном резонаторе электроны модулируются по скорости и далее группируются в первом пространстве дрейфа (*l*12). При слабом входном сигнале группирование электронов незначительно, и амплитуда первой гармоники конвекционного тока в сечении промежуточного резонатора также невелика. Однако, поскольку ненагруженный промежуточный резонатор является высокодобротной системой, то даже при малой амплитуде конвекционного тока напряжение, создаваемое на его сетках, будет большим. Это напряжение вызывает сильную модуляцию скорости электронов во втором резонаторе и сильную группировку электронного потока во втором пространстве дрейфа (*l*23). В результате распределение электронов в сгустках их плотности будет определяться вторым резонатором и зависимость конвекционного тока в третьем резонаторе будет примерно такой же, как в двухрезонаторном клистроне, образованном вторым и третьим резонаторами, но при модулирующем напряжении гораздо большим, чем модулирующее напряжение первого резонатора. При этом коэффициент усиления значительно увеличится, так как группирование электронов осуществляется при значительно меньшей амплитуде входного сигнала, подводимого к первому резонатору. Однако максимальное значение амплитуды первой гармоники конвекционного тока, а, следовательно, максимальная выходная мощность и электронный КПД остаются такими же, как и в двухрезонаторном клистроне, т.е. предельное значение КПД составляет 58 %. Для увеличения КПД в многорезонаторных клистронах производится расстройка промежуточных резонаторов, где велико напряжение, создаваемое наведенным током (обычно это предпоследний резонатор). В то же время уменьшение выходной мощности и коэффициента усиления клистрона, возникающее при расстройке резонаторов, компенсируется увеличением количества резонаторов. (Коэффициент усиления примерно равен

15  20*N*  2 дБ, где *N* – число резонаторов.) Теоретические расчеты

показывают, что в этом случае (как и в случае связанных контуров) электронный КПД можно увеличить до 75 % и расширить полосу рабочих частот до нескольких процентов. На практике обычно применяют четырех- шестирезонаторные клистроны.

Многорезонаторные клистроны можно разделить на клистроны

*непрерывного действия* и *импульсные.*

Обычно клистроны в непрерывном режиме применяются в выходных каскадах мощных передатчиков тропосферной связи дециметровых и сантиметровых волн с уровнями мощности 1–20 кВт и систем связи

«Земля – спутник» с уровнем мощности до 50 кВт. Клистроны непрерывного режима работы мощностью 50–500 кВт (сверхмощные) применяются в передатчиках радиолокационных станций и станций управления на межпланетных расстояниях.

Многорезонаторные клистроны импульсного действия применяются в качестве оконечных импульсных усилителей в передатчиках радиолокационных станций с мощностью в импульсе до 200 кВт. Сверхмощные импульсные клистроны (до 30 МВт) применяются в ускорителях заряженных частиц и системах сверхдальней локации.

Большой интерес представляют клистроны с распределенным взаимодействием, у которых выходной резонатор (а иногда и промежуточные) заменен отрезком замедляющей системы из нескольких связанных резонаторов. Такие клистроны имеют более высокий КПД и более широкую полосу рабочих частот.

* + 1. Отражательные клистрон

Отражательные клистроны (рис.9.9) предназначены для генерирования СВЧ колебаний малой мощности.

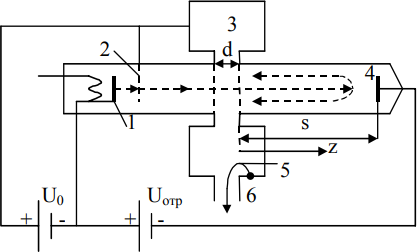


Рис. 9.9. Отражательный клистрон

Они имеют один объемный резонатор (3), который выполняет две функции: модулирования скорости электронов и отбора кинетической энергии у модулированного по плотности электронного потока. За резонатором расположен отражатель (4) – электрод, на который относительно катода (1) подано отрицательное напряжение *U*отр. Мощность генерируемых колебаний выводится из резонатора в линию нагрузки (6) при помощи петли связи (5). Скорость электронов перед резонатором определяется напряжением *U*0 ускоряющего электрода (2). Движение электронов в отражательном клистроне можно пояснить с помощью пространственно-временной диаграммы (рис. 9.10).

Электроны на выходе резонатора попадают в тормозящее электрическое поле отражателя и возвращаются назад к сеткам резонатора. В зависимости от фазы сеточного напряжения *U*1 они будут иметь различные скорости на выходе

из резонатора и вернутся к нему обратно через различные промежутки времени (электроны 1, 2, 3), группируясь относительно невозмущенных электронов, прошедших сеточный зазор в момент перехода сеточного напряжения от ускоряющего полупериода к тормозящему (электрон 2). Если сгруппированный электронный поток возвращается к резонатору в пределах тормозящего полупериода *U*1 (на выходе из резонатора этот полупериод был ускоряющим), то электроны отдают часть своей кинетической энергии высокочастотному полю резонатора и поддерживают колебания (положительная обратная связь). Сгусток электронов отдаст наибольшую энергию в том случае, когда невозмущенные электроны приходят в момент максимума поля. Следовательно, оптимальный угол пролета невозмущенного электрона

0*опт*

 2 (*n*  3/ 4) , (9.41)

где *n* = 0, 1, 2, ... – целое число, называемое *номером зоны генерации*.

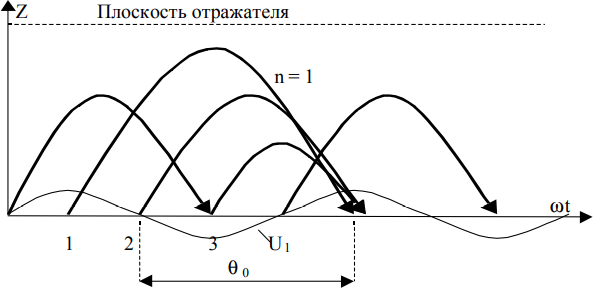


Рис. 9.10. Пространственно-временная диаграмма

Скорость электрона на выходе из резонатора по (9.3):

*V*  *Ve* 1 *M*1(*U*1 / 2*U*0 )sin(*t*1)

где *t*1 – момент прохождения электрона через центр зазора в направлении к отражателю, *U*1 – напряжение на сетках резонатора.

Напряженность постоянного тормозящего электрического поля

*E*  (*U*0 *Uотр* ) / *S* , (9.42)

где *U*0 – постоянное напряжение между катодом и резонатором, *Uотр* < 0 – напряжение на отражателе, *S* – расстояние от резонатора до отражателя.

Время полного торможения электрона равно времени возврата и половине времени пролета электронов (*τ*). Если *e* – заряд электрона, а *m* – его масса, то

*eE*  *mV* / (*t* / 2) , (9.43)

откуда следует:

  2*mV* / *eE*  (2*m* / *e*) *SV* / (*U*0 *Uотр* ) . (9.44)

 

Скорость *V* невозмущенного электрона в центре сгустка равна *Ve*, поэтому из (9.1), (9.21) и (9.24) имеем:

 

0*опт*

или, иначе:

 

 2 (*n* 3/ 4) (2*m* / *e*) *S*(2*eU*0 / *m*)1/2 / (*U*0 *Uотр*)

(*n*  3/ 4)  4 *f* *S* / (2*eU*0 / *m*)1/2  *U*0 / (*U*0 *Uотр*) , (9.45) где *f* – частота генерируемых колебаний.

   

Уравнение (9.25) позволяет при заданных *f*, *S* и *U*0 определять ряд значений

*Uотр*, необходимых для получения оптимальных углов пролета, соответствующих различным значениям n.

Передача энергии от электронного сгустка СВЧ полю ухудшается, если угол пролета отличается от оптимального, но все же возможна, если сгусток приходит к резонатору во время действия тормозящего полупериода сеточного напряжения. Таким образом, существует ряд областей изменения значений *Uотр*, соответствующих различным значениям *n*, где возможна генерация колебаний. Зависимость мощности и частоты генерируемых клистроном колебаний от напряжения на отражателе имеет зонный характер и представлена на рис.9.11.

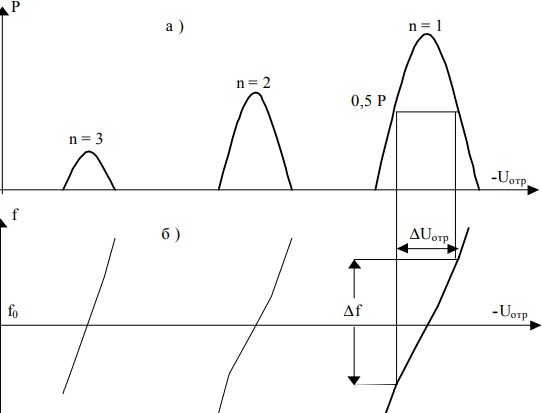


Рис. 9.11. Зависимость мощности и частоты генерируемых клистроном колебаний от напряжения на отражателе

Области значений *Uотр*, для которых возможна генерация СВЧ колебаний, называются *зонами генерации*, а соответствующее каждой из этих областей значение *n* – *номером зоны генерации.* В центре каждой зоны угол пролета имеет оптимальное значение, частота генерации равна собственной частоте резонатора, а мощность генерируемых колебаний максимальна. При изменении *Uотр* (аналогично при изменении *U*0) происходит изменение частоты генерируемых колебаний, что получило название *электронной перестройки частоты.*

Диапазон электронной перестройки частоты определяется добротностью нагруженного резонатора отражательного клистрона.

Уравнение (9.45) позволяет определить напряжение отражателя, при котором мощность колебаний максимальна. Вычислим по (9.44) разность фаз вылета и возвращения электрона в центр зазора:

*t*2

  *t*1

 (2*m* / *e*) *s* / (*U*0 *Uотр* )*V* . (9.46)

Подставляя в (3.26) значение V из (3.3), имеем:

 

*t*2

  *t*1

 (2*m* / *e*) *s* / (*U*0 *Uотр*)*Ve* 1 *M*1(*U*1 / 2*U*0 )sin(*t*1) 

 (2*m* / *e*) *s* / (*U*0 *Uотр* )*Ve* 

 

 

(2*m* / *e*) *s* / (*U*0 *Uотр* )*VeM*1(*U*1 / 2*U*0 )sin(*t*1)

 

(9.47)

Первый член в правой части (9.47) равен невозмущенному углу пролета электронов θ0, что позволяет представить соотношение (9.47) в виде

 *t*2

  *t*1

 0

* *Х*sin( *t*1)

. (9.48)

Соотношение (9.48) для отражательного клистрона аналогично соотношению (9.8) для пролетного клистрона, но отличается от (9.8) знаком перед последним слагаемым, что связано с тем, что в отражательном клистроне группирование электронов смещено на полпериода по сравнению с пролетным клистроном. Конвекционный ток отражательного клистрона рассчитывается аналогично пролетному:

*i*2 (*t*2 )  *I*0   *Im* cos *m*(*t*2 0),*m* 1,2,...,

*Im*  2*I*0*Jm*(*mX* ).

Амплитуда первой гармоники конвекционного тока равна:

(9.49)

*I*1  2*I*0 *J*1(*X* ) . (9.50)

Амплитуда первой гармоники наведенного тока:

*Iнав*1  2*I*0*M*1*J*1(*X* )

Максимальная мощность электронного взаимодействия:

*P*  *Iнав*1*U*1 / 2

 *I*0*М*1*J*1  *X* *U*1

. (9.51)

Выражая U1 через параметр группирования Х

*U*1 

2*XU*0 /0*M*1

(9.52)

и принимая *θ*0 = 2*π*(n + 3/4), получим:

*Р*  *Р*0 *XJ*1  *X*  /  *n*  3 / 4 . (9.53)

Соответственно, максимальный электронный КПД в центре зоны

*э*max  *XJ*1  *X*  /  *n*  3 / 4 . (9.54)

Следует заметить, что формула (9.34) дает большую ошибку при *n* = 0;1, так как в этом случае условие *U*1 *U*0 не выполняется.

Электронный КПД отражательных клистронов ниже, чем у пролетных клистронов, и его реально достижимое значение не превышает нескольких процентов.

В пределах каждой зоны генерации возможна электронная перестройка частоты. На практике её осуществляют изменением *Uотр*, так как ток в цепи отражателя равен нулю и управление частотой генерации происходит без затрат

мощности. Расчет зависимости *f* / *f*0 от добротности резонатора (*Qн*) и *Uотр*

показывает, что

*f* / *f*0

 (1/ 2*Qн* )*tg*[2 *n*

 3 / 4*Uотр* / (*U*0 *Uотр*) . (9.55)

Диапазон электронной перестройки частоты у отражательных клистронов обычно не превышает 0,5 % от среднего значения частоты.

Отражательные клистроны нашли применение в различной аппаратуре в качестве маломощных генераторов. Вследствие низкого КПД их не используют для получения больших мощностей и применяют в качестве гетеродинов СВЧ приемников, в измерительной аппаратуре и в маломощных передатчиках. Их основные преимущества заключаются в конструктивной простоте и наличии электронной перестройки частоты. Отражательные клистроны имеют высокую надежность и не требуют применения фокусирующей системы.

В настоящее время генераторы на отражательных клистронах вытесняются полупроводниковыми генераторами СВЧ.

* 1. СВЧ лампы бегущей и обратной волны О-типа
     1. Лампа бегущей волны О-типа

Лампой бегущей волны типа О (сокращенно ЛБВО) называют электровакуумный прибор СВЧ диапазона, в котором используется длительное

взаимодействие сгруппированного потока электронов с прямой пространственной гармоникой электромагнитной волны, распространяющейся вдоль замедляющей системы.

Рассмотрим (рис.9.12) движение электронов со скоростью *Ve* в системе координат, движущейся с фазовой скоростью волны *Vф*, для трех характерных начальных случаев: а) *Ve < Vф* , б) *Ve = Vф*, , в) *Ve > Vф* . Пунктирными линиями изобразим смещение (∆*z*) электронов (1, 2, 3) относительно продольного электрического поля волны (*Ez*) без учета его влияния и сплошными – с учетом.

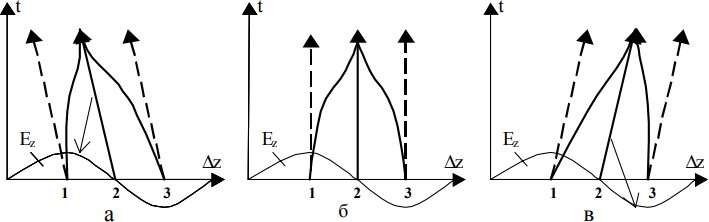


Рис. 9.12. Движение электронов со скоростью *Ve* в системе координат, движущейся с фазовой скоростью волны *Vф*, для трех характерных начальных случаев:

а) *Ve* < *Vф*, б) *Ve* = *Vф*, в) *Ve* > *Vф*

Траектории движения электронов, движущихся по инерции без влияния продольного электрического поля волны *Ez*, представляют собой прямые линии (пунктир), тангенс угла наклона которых (∆*z/*∆*t*) характеризует относительную скорость движения электронов (*Ve* - *Vф*) во введенной системе координат. В случае а его величина отрицательна (наклон влево), в случае б – равна нулю (наклона нет), в случае в – положительна (наклон вправо). В зависимости от фазы Ez его влияние выразится в увеличении (электрон 1) или уменьшении (электрон 3) скорости электронов. В ускоряющем полупериоде поля электроны будут смещаться вправо, а в тормозящем – влево от прямолинейного движения (сплошные линии). В результате происходит группировка электронов (1, 3) относительно невозмущенного электрона (2), который движется в нулевом значении поля Ez, при переходе от ускоряющего к тормозящему полупериоду.

В случае а группировка происходит в области ускоряющего полупериода Ez, что, в среднем за период колебания, приводит к уменьшению энергии электромагнитного поля волны за счет увеличения кинетической энергии электронного потока; в случае в группировка происходит в области тормозящего полупериода *Ez*, что приводит к увеличению энергии электромагнитного поля волны; в случае б группировка происходит в нулевом значении *Ez*, где энергообмена нет. Таким образом, необходимым условием увеличения амплитуды волны (её усиления) является *Ve > Vф* . Скорость электронов в процессе взаимодействия с волной постепенно уменьшается, потому разница в

их скоростях должна быть достаточной для того, чтобы электроны за время взаимодействия (время пролета в замедляющей системе) не сместились назад в ускоряющий полупериод поля. В то же время эта разница не должна быть и слишком большой, так как в этом случае электроны снова окажутся в ускоряющем полупериоде поля, не успев сгруппироваться в тормозящем. Обычно допустимую разницу в скоростях *Ve* и *Vф* оценивают по приближенной формуле:

*V* -*V* 

*e*

*ф*

 *CV* , *С* 

*R I*

/ 4*U*

1/3 ~

0,01 - 0,1, (9.56)

где *Rсв* – сопротивление связи, *I*0 – ток катода и *U*0 – потенциал последнего анода электронной пушки ЛБВ. Соотношение *Ve ≥ Vф* называют *условием фазового синхронизма приборов типа О.*

*e св*

0 0

Устройство ЛБВО, реализующее рассмотренный выше механизм взаимодействия, схематически изображено на рис.9.13.

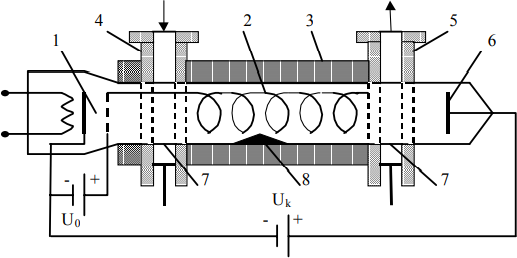


Рис. 9.13. Схематическое изображение устройства ЛБВО

Электронная пушка 1 формирует электронный пучок с заданным сечением и интенсивностью. Сечение пучка сохраняется постоянным вдоль замедляющей системы 2 (обычно это спираль) при помощи фокусирующей системы 3. На волноводный вход 4, согласованный с замедляющей системой соединением

7 типа «тройник», поступает электромагнитное поле обыкновенной волны, которое трансформируется в замедляющей системе в электромагнитное поле ряда пространственных гармоник. На одной из пространственных гармоник, удовлетворяющей условию фазового синхронизма приборов типа О, происходит описанное выше взаимодействие электронного потока с продольным электрическим полем гармоники и её усиление за счет торможения электронов. Усиленное поле пространственных гармоник трансформируется на волноводном выходе 5 в поле обыкновенной волны, а электроны оседают на коллекторе 6. В результате происходит усиление электромагнитного поля обыкновенной волны, поступившей на вход устройства. В силу низкой добротности замедляющей системы ЛБВО является широкополосным усилителем СВЧ (ширина полосы

усиливаемых частот достигает 50% от среднего значения частоты). Поскольку в широкой полосе частот трудно получить хорошее согласование волноводов с замедляющей системой, в приборе возможны отражения электромагнитных волн на конце замедляющей системы. Это может привести к самовозбуждению ЛБВО, в результате которого она перестанет выполнять функции усилителя. Для устранения самовозбуждения вводится поглотитель 8, который может быть выполнен в виде стержня из поглощающей керамики или в виде поглощающих пленок.

***9.5.1.1.*Параметры и характеристики ЛБВО**

В линейной теории ЛБВО предполагается, что все переменные составляющие величин, характеризующих электронный ток в приборе, много меньше их постоянных составляющих. Задачу взаимодействия электронного потока с полем волны рассматривают в три этапа.

На первом этапе анализируют возбуждение электромагнитных волн в замедляющей системе при помощи сгруппированного электронного потока. На втором этапе анализируют процесс группировки электронов полем пространственных гармоник замедляющей системы. На третьем этапе совместно решают уравнения, которые получились на первых двух этапах. В результате получают *дисперсионное уравнение ЛБВО.*

Последнее имеет вид:

*Rсв I*0*heh*2*h*0

 2*U*0 (*h*20

- *h*2)(*he*

- *h*)2

, (9.57)

где *h*0 – постоянная распространения волн без электронного потока,

*h* – постоянная распространения волн с электронным потоком, *he = ω/Ve*.

Уравнение (9.37) имеет четыре корня, определяющие постоянные распространения волн в замедляющей системе ЛБВО. Из них интерес представляют лишь те, которые удовлетворяют условию фазового синхронизма приборов типа О. Предположим, что скорость волны без электронного потока равна скорости электронов, и рассмотрим волны, скорость которых отличается на незначительную величину, т.е.:

*h*0 

Тогда из (4.2) и (4.3) получим

*he*, *h*

 *he*  

. (9.58)

*Rсв I*0*h*2*e* (*h*2*e*  2*he*

  2 )

 2*U*0 (2*he*   2) 2. (9.59)

Отбрасывая в скобках правой и левой частей (9.39) члены более высокого порядка малости, имеем

*Rсв I*0*h*4*e*

 4*U*0*he* 3

или, иначе,

 3 

*h*3 *С*3, *С* 

(*R I*

/ 4*U*

)1/3**.** (9.60)

*e св* 0 0

Уравнение (9.40) имеет три корня:

1 

*heC* ,

2 

- *heC*(1 

3*i*) / 2 ,

(9.61)

3 

- *heC*(1 - 3*i*) / 2.

Эти корни соответствуют трем волнам, которые распространяются в направлении движения электронов, имеют одинаковую структуру поля, но при этом обладают различными постоянными распространения:

*h*1 

*he* 1 -

*C*  ,

*h*2 

*he* 1 

*C* / 2 

3*i heC* / 2,

(9.62)

*h*3 

*he* 1 

*C* / 2

- 3*i heC* / 2.

Четвертая волна в (9.41) учитывается, поскольку предположение (9.39) выполняется лишь для первых трех волн. Эта волна распространяется навстречу электронному потоку и имеет постоянную распространения

*h*4   *he* (1 *C*3 / 4) .

Поскольку изменение волн вдоль оси z происходит по закону *eihz*, то из (9.42) следует, что амплитуда первой и четвертой волн остается постоянной, амплитуда второй волны экспоненциально убывает, а амплитуда третьей волны экспоненциально возрастает вдоль замедляющей системы. Третья волна используется для усиления мощности СВЧ колебаний в ЛБВО.

*Коэффициент усиления.* Энергия электромагнитного поля на входе ЛБВО распределяется поровну между тремя волнами, поэтому амплитуда продольной составляющей электрического поля каждой волны в начале замедляющей системы равна *Ez=o*/3, а в конце –

*Ez**l*

 1/ 3 *Ez*0 exp*ihl* 

 1/ 3 *Ez*0 exp( 3*heCl* / 2) .

Постоянная распространения в системе без электронного потока (h0) для пространственной гармоники с длиной волны Λ равна 2π/Λ, поэтому

*hel*

 *h*0*l*

 2*l* /  

2 *N* ,

где *N = l/*Λ – электрическая длина замедляющей системы.

Следовательно, амплитуда поля в конце замедляющей системы

*Ez**l*

 1/ 3 *Ez*0 exp(

3*CN*) **.**

Таким образом, для коэффициента усиления по мощности имеем:

*К р* 

10lg(*E*2*z**l* / *E*2*z*0 )

 20lg[1/ 3exp(

3*CN*)]

 47,3*CN*

- 9,54 **.** (9.63)

В выражении (4.9) необходимо учесть потери в поглотителе (*L*), поэтому окончательно:

*Кр* 

47,3*CN*

- *L* - 9,54 , дБ. (9.64)

Формула (4.10) используется при расчетах ЛБВО в режиме малого сигнала (*линейный режим*). Параметр С называют *параметром усиления*. Существуют пределы, ограничивающие рост коэффициента усиления с увеличением *N*. При больших *N* линейная теория ЛБВО оказывается несправедливой на конечном участке ЛБВО. Кроме того, появляется возможность самовозбуждения прибора вследствие отражения сигнала от нагрузки (для борьбы с самовозбуждением и применяют поглотитель). Поэтому реально достижимое значение коэффициента усиления ЛБВО средней и большой мощности составляет 25–40 дБ, т.е. несколько ниже, чем у многорезонаторных клистронов (60 дБ). В маломощных ЛБВО коэффициент усиления может достигать 60 дБ.

*Амплитудная характеристика.*

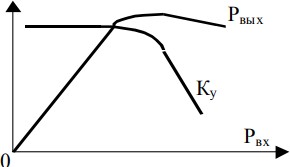


Рис. 9.14. Типичная зависимость выходной мощности и коэффициента усиления от уровня входной мощности

Типичная зависимость выходной мощности и коэффициента усиления от уровня входной мощности приведена на рис.9.14. Начальный участок линеен. С увеличением входной мощности наступает насыщение, вызванное смещением сгустка в область нулевого значения поля.

Коэффициент усиления ЛБВО имеет наибольшее значение на линейном участке характеристики, а электронный КПД – в её максимуме. Поэтому при работе ЛБВО в

качестве входного усилителя слабого сигнала используют линейный участок; при работе в качестве выходного усилителя мощного сигнала – участок максимума КПД.

*Коэффициент полезного действия.*

Максимальное значение электронного КПД у ЛБВО наблюдается в нелинейном режиме при не очень больших значениях параметра усиления (*С* < 0,1) и составляет сравнительно небольшую величину

*э* max

 2

 3*С*

. (9.65)

Для увеличения КПД необходимо повышать сопротивление связи замедляющей системы и увеличивать отношение *I*0/*U*0.

Широко применяются два метода: *метод изохронизма и метод рекупирации электронов*.

Метод изохронизма основан на применении замедляющих систем с переменным коэффициентом замедления, постепенно увеличивающимся к выходу прибора (*изохронные ЛБВО*).

В изохронных ЛБВО электроны, тормозясь в поле волны и теряя свою скорость, не смещаются в ускоряющий полупериод поля вследствие одновременного уменьшения фазовой скорости усиливаемой волны. Это позволяет отобрать дополнительную кинетическую энергию у электронного потока и повысить выходную (полезную) мощность при прежней мощности источника питания.

Метод рекупирации электронов основан на их торможении после замедляющей системы в поле коллектора, для чего потенциал коллектора делают ниже потенциала замедляющей системы. Торможение приводит к возврату (рекупирации) части оставшейся кинетической энергии электронов электростатическому полю коллектора и уменьшению потерь на нагрев коллектора вследствие уменьшения кинетической энергии рассеяния электронов. Поскольку впучке присутствуют электроны с различными скоростями, наибольшее увеличение КПД достигается в секционированных коллекторах, где на секции подаются различные потенциалы. Степень допустимого понижения напряжения на коллекторе определяется распределением электронов по скоростям и ограничивается возможностью возникновения обратной связи (за счет возвращающихся электронов), которая приводит к нагреву замедляющей системы.

*Частотная характеристика ЛБВО* определяет зависимость выходной мощности (или коэффициента усиления) от частоты при фиксированном значении входной мощности. По этой характеристике можно определить ширину рабочей полосы частот ЛБВО, которая в зависимости от добротности замедляющей системы составляет от нескольких десятков до ста процентов средней частоты диапазона.

*Фазовая характеристика ЛБВО* определяет зависимость разности фаз колебаний на входе и выходе ЛБВО от различных причин: частоты усиливаемых колебаний, изменения ускоряющего напряжения, тока пучка и т.д. По этой характеристике можно определить такие искажения широкополосных сигналов, усиливаемых ЛБВО, как изменение фазы сигнала на выходе в зависимости от его уровня на входе и появление в спектре выходного сигнала составляющих с частотами, кратными частотам усиливаемых сигналов.

*Шумовые характеристики.* Наиболее существенными в ЛБВО являются собственные шумы электронного потока. Эмиссия с катода вызывает шумы в виде случайных изменений плотности конвекционного тока и скоростей электронов (дробовой эффект). Уровень этих шумов зависит от конструкции

электронной пушки, и для его снижения применяют электронные пушки специальной многоанодовой конструкции. Возникновение собственных шумов ЛБВО связано также с тепловыми шумами замедляющей системы, которые пропорциональны абсолютной температуре. Для снижения этих шумов ЛБВО необходимо охлаждать, например, до температуры жидкого азота. Коэффициент шума современных промышленных ЛБВО 10–12 дБ, поэтому на частотах до 18 ГГц они вытесняются транзисторными усилителями.

*Особенности применения и устройства ЛБВО.*

Лампы бегущей волны типа О в зависимости от уровня выходной мощности подразделяются на маломощные (до 1 Вт), средней мощности (до 100 Вт), большой мощности (до 100 кВт) и сверхмощные (более 100 кВт). По режиму работы они бывают импульсного и непрерывного действия. В ЛБВО малой и средней мощности применяют спиральные замедляющие системы, в мощных ЛБВО – цепочки связанных резонаторов. Маломощные ЛБВО применяются во входных усилителях, средней мощности – в промежуточных усилителях, большой – в выходных усилителях мощности СВЧ колебаний.

* + 1. Лампа обратной волны О-типа

Лампой обратной волны типа О (сокращенно ЛОВО) называют электровакуумный прибор СВЧ диапазона, в котором используется длительное взаимодействие сгруппированного потока электронов с обратной пространственной гармоникой электромагнитной волны, распространяющейся вдоль замедляющей системы.

Устройство и принцип действия

Устройство ЛОВО схематически показано на рис. 9.15, где 1 – электронная пушка, 2 – вывод энергии, 3 – замедляющая система, 4 – поглотитель, 5 – коллектор, 6 – фокусирующая система.

Электронная пушка, конструкция которой аналогична электронной пушке ЛБВО, создаёт пучок электронов, движущийся к коллектору. Заданное сечение пучка сохраняется постоянным при помощи фокусирующей системы. Электронный поток создает в замедляющей системе наведенный ток и электромагнитное поле пространственных гармоник. На одной из пространственных гармоник, для которой выполнено условие фазового синхронизма (*Ve* ≅ *Vф*), начинается взаимодействие электронного потока с полем волны. В отличие от ЛБВО, в ЛОВО электронный поток взаимодействует с обратными пространственными гармониками, для которых направления фазовой и групповой скоростей противоположны. При таком взаимодействии электроны, группируясь в сгустки и тормозясь в поле волны, движутся к концу замедляющей системы, а электромагнитная энергия волны им навстречу, к началу замедляющей системы. В результате возникает положительная обратная связь

между полем волны и электронным потоком, при которой волна, отдавая часть своей энергии на группировку электронов, приобретает большее её количество за счет взаимодействия с более сгруппированным электронным потоком.

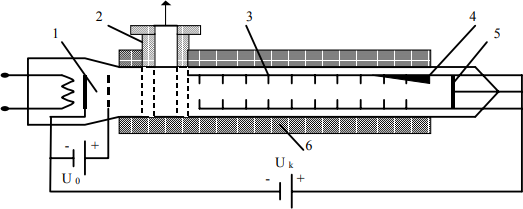


Рис. 9.15. Схематическое изображение устройства ЛБВО

В результате, как и в любом автогенераторе, в ЛОВО устанавливаются колебания стационарной амплитуды, определяемой балансом мощностей (см. ниже). Так как сопротивление связи пространственных гармоник резко уменьшается с увеличением номера гармоники, в ЛОВО используются замедляющие системы, в которых обратная пространственная гармоника является основной либо минус первой (системы типа встречных штырей или двухзаходной спирали). Вследствие трудностей широкополосного согласования волноводного выхода ЛОВО с замедляющей системой в ЛОВО возможны отражения от нагрузки. Последнее приводит к колебаниям выходной мощности ЛОВО, и для устранения этого эффекта в ЛОВО применяют поглотитель.

Для самовозбуждения ЛОВО необходимо обеспечить условие наилучшей передачи энергии электронного потока СВЧ полю возбуждаемой волны, которое состоит в том, чтобы образовавшийся сгусток электронов не выходил из тормозящего полупериода поля. Это означает, что необходимо, чтобы относительный сдвиг фаз волны и сгустка ∆𝜑 не превышал π, т.е.

 

*l* /*Vф*-1 *l* / *Ve*

 *pi* . (9.66)

Первое слагаемое в (4.12) характеризует изменение фазы волны при её движении вдоль замедляющей системы длиной l, второе слагаемое – изменение фазы электронного сгустка за время его движения на этом же пути, но в противоположном направлении.

Очевидно, что в общем случае ∆𝜑 может быть равно нечетному числу *π*:

*l* /*Vф*1 *l* / *Ve*

 (2*n*

 1) , *n*

 0,1, 2 ... . (9.67)

Таким образом, условие фазового баланса может выполняться при различных углах пролета электронных сгустков в поле волны. При n = 0 электронный сгусток смещается относительно волны на угол π (основной вид

колебаний); при n = 1на 3π (колебания первого порядка) и т.д. в зависимости от значения n. Число n называют *порядком колебаний* в ЛОВО, или *номером зоны генерации.* Переход от одной зоны генерации к другой осуществляется при помощи изменения Ve, которое, в свою очередь, определяется изменением U0, поскольку

*Ve*  (2*eU*0 / *m*)1/2

Перепишем уравнение фазового баланса еще раз, решив его относительно длины волны генерируемых колебаний (*λ* = 2*π*c/*ω*) и подставив численные значения e и m:

  2*l* 2*n* 11 (*c* / *V*

*ф*1

 505 /*U*0)

. (9.68)

Из (9.68) следует, что для каждого возможного значения *λ* можно задать ряд значений U0, определяющих номер n зоны генерации этих колебаний, а для каждого заданного значения n определить диапазон изменения U0, в котором возможна генерация СВЧ колебаний ЛОВО от *λ* min до *λ* max (эти значения зависят от полосы пропускания замедляющей системы). Изменение длины волны (частоты) генерируемых колебаний при изменении напряжения U0, так же, как и в отражательном клистроне, называется *электронной перестройкой частоты*. Наличие этого эффекта объясняется тем, что при изменении U0 происходит изменение скорости электронов и (по условию фазового синхронизма) скорости пространственной гармоники (Vф~Ve). Поскольку пространственные гармоники обладают свойством дисперсии, то при изменении их фазовой скорости меняется и частота генерируемых колебаний. Поскольку для обратных пространственных гармоник *д*Vф/*д*ω> 0, то с увеличением напряжения U0 частота генерируемых колебаний растет. Степень изменения длины волны генерируемых колебаний при изменении напряжения U0 оценивается *крутизной электронной перестройки*:

*Sэл*

 *д* /

*дU*0

 ( / 2*U*0)(1

*Ve* /*Vгр* )1 . (9.69)

С уменьшением длины волны крутизна перестройки снижается. Как и в любом автогенераторе, условие самовозбуждения ЛОВО не ограничивается только одним требованием выполнения фазового баланса. Энергия, получаемая волной в результате взаимодействия с электронным потоком, должна быть, с учетом вычета потерь, достаточной для поддержания группировки электронов. Поэтому генерация колебаний в ЛОВО начинается с определенного минимального значения анодного тока, который называется *пусковым.* В нелинейной теории ЛОВО показано, что пусковой ток для основного типа колебаний (n = 0) определяется приближенным соотношением

*Iп*0

 0,124*U*0 / *Rсв N*3

. (9.70)

С ростом номера колебаний пусковой ток значительно увеличивается, поэтому генераторы на ЛОВО обычно рассчитываются на возбуждение

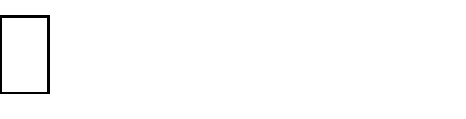
колебаний основного порядка. Для предотвращения самовозбуждения колебаний высших порядков соответствующим образом выбирается длина замедляющей системы (*l* = N*λ*). Её величина должна быть такой, чтобы выполнялось условие

*Iп*1

* *I*0*опт* ~

3  5 *Iп*0

, (9.71)

которое заключается в том, что пусковой ток колебаний первой зоны генерации

*Iп*1 должен быть выше оптимального значения анодного тока

*I*0*опт*

3 5 *Iп*0 , при

котором электронный КПД ЛОВО имеет максимальное значение для основной зоны генерации.

***Режим регенеративного усиления.*** Лампа обратной волны может быть применена и для усиления СВЧ сигнала. Для этого у коллекторного конца замедляющей системы размещают ввод усиливаемого сигнала. Принцип действия такого усилителя на ЛОВО не отличается от принципа действия генератора, но электронный режим по анодному току должен быть выбран таким, чтобы исключалась возможность самовозбуждения (*I*0 < *Iп*0). Такой усилитель пригоден лишь для слабых сигналов, но его коэффициент усиления теоретически может быть очень большим (при приближении анодного тока к пусковому). Зависимость коэффициента усиления от частоты имеет вид узкой резонансной кривой, положение максимума которой определяется условием синхронизма. При изменении анодного напряжения максимум усиления смещается по оси частот, и это позволяет использовать регенеративные усилители на ЛОВО для селективного усиления сигналов с электронной перестройкой резонансной частоты в широких пределах.

Параметры и характеристики генераторов на ЛОВО

*Диапазон рабочих частот.* Параметры замедляющей системы и электронный режим ЛОВО рассчитываются на рабочую частоту генерируемых колебаний с учетом необходимости электронной перестройки в некотором диапазоне частот. Величина этого диапазона оценивается коэффициентом

перекрытия   max / min . Значение *δ* различно для разных рабочих частот.

Так, в дециметровом и сантиметровом диапазонах длин волн *δ* ~ (2 - 2,5), в миллиметровом – *δ* ~ (1 - 1,1). Величины граничныхчастот определяются возможными изменениями *U*0 и *I*0, а также допустимой мощностью генерируемых колебаний.

*Выходная мощность* генератора на ЛОВО может быть оценена с помощью приближенной формулы

*Рвых* 

2*U*0 (*I*0 

*Iп*0 ) /  *N* . (9.72)

Обычно ЛОВО используется для генерации колебаний небольшой мощности от милливатт до нескольких ватт. В настоящее время они почти полностью вытеснены генераторами на диодах Ганна.

*Электронный коэффициент полезного действия* ЛОВО не превышает нескольких процентов. Максимальное значение электронного КПД достигается при *I*0 ~ (3 - 5) *Iп*0 и составляет величину ~ (1,5 - 2) C.

*Основные характеристики* ЛОВО отображают (рис.9.16) зависимости частоты, выходной мощности и крутизны перестройки от *U*0.

Вследствие отражений от поглотителя и ряда других причин кривая *Рвых*(*U*0) немонотонна. Диапазон рабочих частот может быть оценен по допустимым пределам изменения выходной мощности. На рис. 9.16 показаны значения *ω*min и *ω*max, соответствующие значениям *U*0min и *U*0max, при которых выходная мощность уменьшается вдвое.

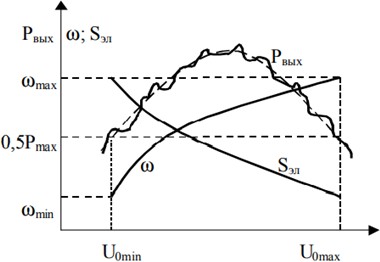


Рис. 9.16. Значения *ω*min и *ω*max, соответствующие значениям *U*0min и *U*0max, при которых выходная мощность уменьшается вдвое

Наиболее интересными из гибридных приборов типа О являются

***клистроны с распределенным взаимодействием и твистроны.***

* + 1. Гибридные электронные СВЧ-приборы О-типа

В клистроне с распределенным взаимодействием (рис. 9.17а) резонаторы заменены короткозамкнутыми отрезками замедляющих систем. Увеличение КПД по сравнению с обычным клистроном объясняется более эффективным группированием пучка в протяженных резонаторах. Низкая добротность резонаторов позволяет увеличить и полосу рабочих частот. В результате КПД увеличивается до 60 % при ширине полосы 3 %.

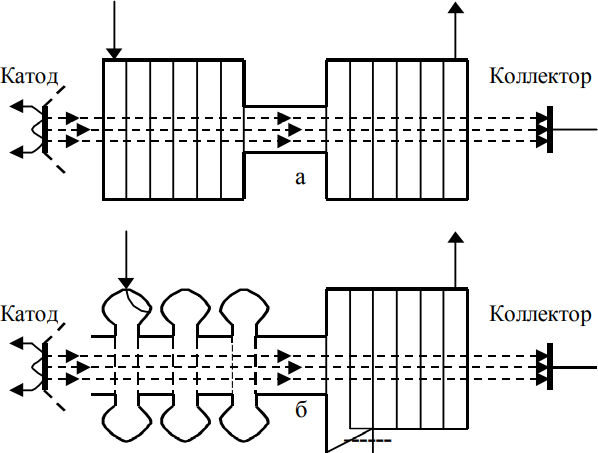
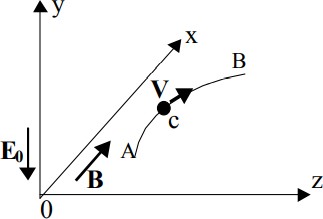


Рис. 9.17. Клистрон с распределенным взаимодействием

* 1. Электронные СВЧ-приборы М-типа

Приборами типа М называют электровакуумные СВЧ приборы, в которых движение электронов происходит в скрещенных электрическом и магнитном полях. В отличие от приборов типа О, в приборах типа М в электромагнитную энергию СВЧ поля переходит потенциальная энергия сгруппированных электронов. Для установления основных принципов работы СВЧ приборов типа М рассмотрим движение электронов в пространстве, где есть скрещенные

(взаимно перпендикулярные) электрические и магнитные поля.

Движение электронов в стационарных электрическом и магнитном полях

Рассмотрим область пространства, где есть постоянное электрическое поле с напряженностью **Е0** и постоянное магнитное

Рис. 9.18. Область пространства, где есть постоянное электрическое поле

поле с индукцией **В**, направленной от читателя перпендикулярно плоскости чертежа (рис. 9.18, плоские электроды).

При выбранном положении системы х координат будем считать:

*Ex*  *Ez*  0 , *Ey*  *E*0

. (9.73)

*By*  *Bz*  0 , *Bx*  *B*

В произвольной точке **с** траектории А - В на электрон, движущийся со скоростью V, действует сила

**F = -** e**E -** e**V ×В**. (9.74)

В выбранной системе координат уравнения движения электрона можно записать как

*m*(*d* 2*z* / *dt*2)  *eVyB*

(9.75)

*m*(*d* 2 *y* / *dt*2) 

и переписать в следующем виде:

*eE*0 

*eVzB*

(*d* 2*z* / *dt*2)

 *ц* *dy* / *dt* 

(*d* 2 *y* / *dt*2)  *e* / *m* *E*0  *ц* *dz* / *dt*  . (9.76)

*ц* 

*eB* / *m*

Параметр ωц = eB/m называют угловой *циклотронной частотой* кругового движения электрона в однородном магнитном поле.

Допустим, что в начальный момент времени t = 0 электрон находился в начале координат x = y = z = 0 и имел скорость dx/dt = dy/dt = 0, dz/dt = V0. Решая (5.4) с учетом поставленных условий, получим:

*z*  *a*  *r* sin(*цt*)

*ц*

где приняты обозначения:

*y*  *r*[1 

cos( *t*)] , (9.57)

*a*  (*E*0 / *B*)*t*

 *Vпt* , *r*

 (*Vп*

 *V*0) / *ц* . (9.78)

Параметр

*Vп* 

*E*0 / *B*

называют *переносной скоростью* поступательного

движения электронов в скрещенных электрическом (*Е*0) и магнитном (*В*) полях. Из (9.57) следует:

 *z* 

*a*2

  *y*

 *r*2

 *r*2 . (9.79)

Уравнение (9.59) показывает, что движение электрона в скрещенных электрическом и магнитном полях состоит из поступательного движения со скоростью Vп и вращения по окружности радиуса *r* с угловой частотой *ωц*. На рис.9.19 показано два частных случая этого движения для плоских электродов: 1) V0 = 0 и 2) V0 = Vп.

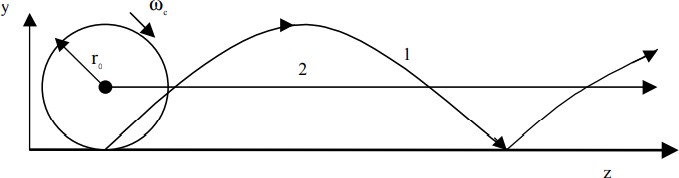


Рис. 9.19. Два частных случая движения для плоских электродов

Если V0 = Vп, то *r* = 0 и электрон движется по прямой со скоростью

1.  **V***п* . Если V0 = 0, то *r*  *r*0  *Vп* / *ц*  *mE*0 / *eB*2 и электрон движется по

циклоиде со скоростью

**V = Vп +[ωц ×r0]**. В соответствии с (5.2) при движении

по прямой электрическая и магнитная силы, действующие на электрон, равны и противоположны друг другу. Кинетическая и потенциальная энергии электрона не изменяются. При движении по циклоиде электрическая сила остается постоянной, а магнитная изменяется от нуля при *у* = 0 до 2[**Vп** х **B**] при *у = 2r*0. Кинетическая и потенциальная энергии электрона при этом периодически переходят друг в друга (потенциальная энергия максимальна при *y* = 0, а кинетическая – при *y = 2r*0).

Отметим, что при движении электронов в постоянных скрещенных электрическом и магнитном полях механическая энергия электронов остается постоянной и энергообмен с полем не происходит.

В приборах типа М нашли широкое применение цилиндрические электроды. Движение электронов в этом случае удобнее рассматривать в цилиндрической системе координат. Отметим, что и в этом случае движение электронов можно представить как сумму поступательного движения с переносной скоростью *Vп = Е0/B* и вращения по окружности радиуса *r = (Vп - V*0*)/ωц* с угловой циклотронной частотой *ωц* = *eB/m*, если иметь в виду, что поступательное движение происходит по окружности радиуса *R + r*, где *R* – радиус внутреннего цилиндрического электрода. Траекториями движения электронов для рассмотренных выше частных случаев *V*0 *= Vп* и *V*0 = 0, будут, соответственно, служить окружность и эпициклоида (траектория точки диска, катящегося по цилиндрической направляющей)

*Режимы работы приборов типа М.*

Как было показано выше (рис. 5.2), максимальное удаление электронов от катода

*у*max

 2*r*0

 2*Vп* / *ц*

 2*mE*0 / *eB*2

. (9.80)

При постоянном значении индукции магнитного поля эта величина определяется напряженностью электрического поля между катодом и анодом

(потенциалом анода). Если расстояние между катодом и анодом равно *d*, то при

*E*0 

электроны будут касаться анода.

*Е*0 *кр*

 *eB*2 / 2*m**d* , (9.81)

Соответствующий потенциал анода

*Uа* 

*Uа кр*

 *eB*2 / 2*m**d* 2 , (9.82)

называется *критическим потенциалом* (плоские электроды)*.* Для цилиндрических электродов его выражение имеет вид

*U*  *eB*2*r* 2 / 8*m*1 (*r* / *r* )2 , (9.83)

*а кр a к а*

где *ra* и *rk* – радиусы анода и катода, соответственно.

В зависимости от величины *Ua* выделяют три режима работы приборов типа

М:

*- докритический*, при котором *Ua > Ua кр* ,

*- критический,* при котором *Ua = Ua кр* ,

*- закритический*, при котором *Ua < Ua кр*.

Движение электронов в нестационарных скрещенных электрическом и

***магнитном полях***

В приборах типа М к рассмотренному выше взаимодействию электронов со

стационарными скрещенными электрическим и магнитным полями добавляется взаимодействие электронов с СВЧ полем волны. Для создания этого поля используются замедляющие системы, трансформирующие электромагнитное поле обыкновенной волны в электромагнитное поле пространственных гармоник. Обычно в приборах типа М для взаимодействия с электронами используется нулевая (прямая или обратная) пространственная гармоника. Механизм этого взаимодействия удобнее рассматривать в подвижной системе координат (*x/ y/ z/*), перемещающейся вдоль оси z неподвижной системы координат (*x y z*) с фазовой скоростью волны (рис. 9.20).

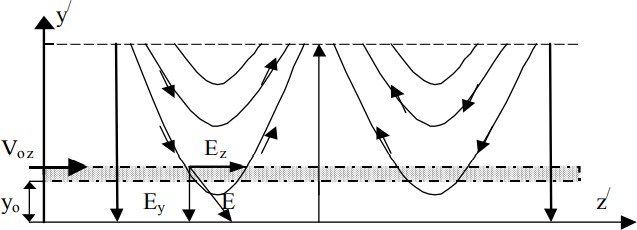


Рис. 9.20. Механизм взаимодействия в подвижной системе координат

В подвижной системе координат (*x/ y/ z/),* где

*x*/  *x* , *y*/

 *y* ,

*z*/  *z*

* *Vф t*

, (9.84)

силовые линии электромагнитного поля волны неподвижны, поэтому при рассмотрении взаимодействия электронов с СВЧ полем можно воспользоваться выводами, сделанными ранее для стационарных полей.

Предположим, что в пространство взаимодействия на высоте *у*0 входит тонкий электронный поток. Если начальная скорость потока

*Voz*  *Vп*  *Е*0 / *B* , (9.85)

то в статическом режиме (без СВЧ поля) электроны движутся далее прямолинейно с той же скоростью. При переходе в подвижную систему координат скорость электронов уменьшается на величину *Vф*, что эквивалентно уменьшению магнитной силы на величину ∆*F = eVфВ*. Для того, чтобы движение

электронов осталось прямолинейным, необходимо уменьшить на это же значение и электрическую силу, т.е. уменьшить напряженность электрического поля Е0 до некоторого эквивалентного значения

*E*/0

 *E*0

* *F* / *e*

 *E*0

* *VфВ*

 *E*0 1 

*Vф* / *Vп* 

. (9.86)

Таким образом, для того, чтобы в подвижной системе координат можно было использовать выводы, полученные выше для статических полей, необходимо вместо напряженности поля *Е*0 брать сумму напряженности эквивалентного поля *Е/*0 и напряженности СВЧ поля *Е*, составляющие которого показаны на рис. 5.3 как *Ey* и *Ez*.

Рассмотрим частный случай, когда *Vп = Vф*, т.е. относительная начальная скорость электронов в подвижной системе координат равна нулю и *Е/*0 = 0. В этом случае в подвижной системе координат останутся только составляющие СВЧ поля. Движение электронов при этом можно представить суммой поступательного движения со скоростью *V/п = Е/B* и вращения по окружности радиуса *r/ = V/п/ωц* с угловой циклотронной частотой. Поскольку направление *V/п* (показано на рис.9.20) совпадает с направлением векторного произведения [**E** x **B**], то электроны будут перемещаться по циклоидам (показано на рис.9.21), расположенным вдоль эквипотенциальных линий электрического поля волны (нормали к силовым линиям поля).

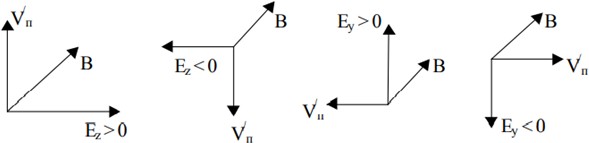


Рис. 9.21. Перемещение электронов по циклоидам

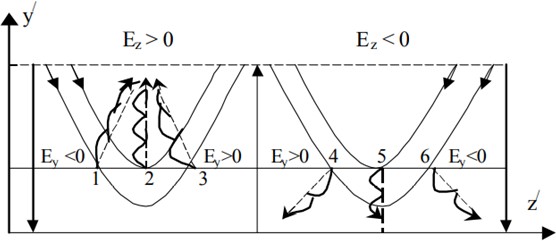
Как показано на рис.9.22 при положительной полупериодепродольной составляющей СВЧ поля (*Ez* > 0) происходит группировка электронов (1, 2, 3) и их смещение к аноду. В отрицательном полупериоде электроны (4, 5, 6) разгруппировываются и смещаются к катоду.

Рис. 9.22. Движение электронов при положительной полупериодепродольной составляющей СВЧ поля

Полупериод *Ez* > 0 называют *тормозящим* полупериодом СВЧ поля, полупериод *Ez* < 0 – *ускоряющим* полупериодом СВЧ поля.

Для объяснения особенностей энергообмена электронов с СВЧ полем вернемся к неподвижной системе координат (рис.9.23).

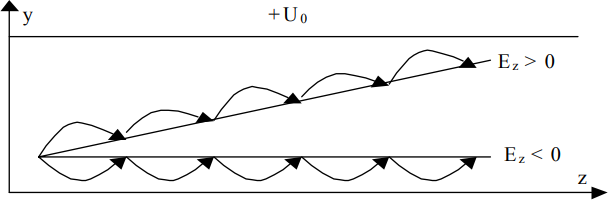


Рис. 9.23. Особенности энергообмена электронов с СВЧ полем в неподвижной системе координат

В этой системе циклоидальные траектории движения электронов вытягиваются по сравнению со случаем подвижной системы вправо из-за пересчета скорости. В тормозящем полупериоде электроны, перемещаясь по циклоидам, смещаются к аноду; в ускоряющем – остаются у катода (ленточный поток электронов вводится вблизи его поверхности). На каждом циклоидальном участке траектории движения электронов происходит периодическое изменение их скорости и кинетической энергии, но в среднем эти величины остаются постоянными. В результате передача энергии от электронного потока СВЧ полю происходит лишь в тормозящем полупериоде СВЧ поля за счет уменьшения потенциальной энергии электронов (последняя максимальна на катоде и минимальна на аноде). Кинетическая энергия, участвуя в процессе взаимодействия электронов с СВЧ полем, служит лишь посредником, так как ее значение периодически восстанавливается. В этом состоит принципиальное отличие приборов типа М от приборов типа О.

*Условие синхронизма.* При анализе движения электронов предполагалось,

что

*V*0*z* 

*Vп* 

*Vф* . (9.87)

При этом условии электроны, начавшие движение в тормозящем полупериоде, все время остаются в благоприятной фазе и передают свою энергию СВЧ полю. Поэтому соотношение (9.67) называют *условием фазового синхронизма* для приборов типа М.

* + 1. Лампа бегущей волны М-типа

По конструкции лампы бегущей волны типа М делятся на плоские и цилиндрические. На рис.9.24 показана плоская ЛБВМ.

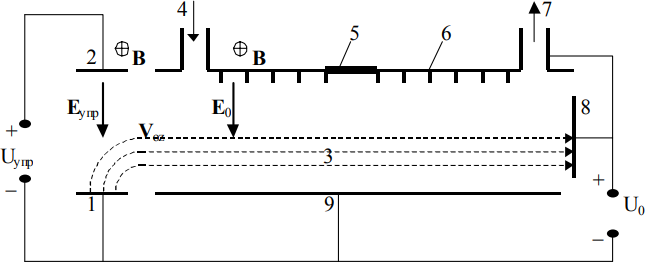


Рис. 9.24. Плоская ЛБВМ

Лампа имеет две основные части: инжектирующее устройство и пространство взаимодействия. *Инжектирующее устройство*, состоящее из подогреваемого катода 1 и управляющего электрода 2, обеспечивает создание ленточного электронного потока 3 и ввод его в *пространство взаимодействия*, состоящее из волноводного входа 4, поглотителя 5, замедляющей системы-анода 6, волноводного выхода 7, коллектора 8 и холодного катода 9, обеспечивающих взаимодействие электронов с СВЧ полем. Для создания такого взаимодействия необходимо выполнение условия *Vоz = Vп*, поэтому величины *Uупр* и U0 выбираются такими, чтобы

*Voz*

 2*Eупр* / *B*

 *Vп*

 *E*0 / *B* ,  *E*0

 2*Eупр* . (9.88)

При выполнении условия (5.16) электроны, в отсутствие СВЧ поля, прямолинейно движутся к коллектору. Параметры прибора выбирают таким образом, чтобы при появлении на входе замедляющей системы СВЧ сигнала на одной из его пространственных гармоник выполнялось условие (9.88) фазового синхронизма приборов типа М. В этом случае в тормозящих полупериодах электрического поля этой гармоники будет происходить увеличение энергииСВЧ сигнала за счет уменьшения потенциальной энергии электронов по рассмотренному выше (рис.9.22 - 9.23) механизму взаимодействия электронов с переменными скрещенными полями. Усиленный СВЧ сигнал поступает на выход замедляющей системы, а электроны оседают на коллекторе.

Лампа бегущей волны типа М, также, как и лампа бегущей волны типа О, является широкополосным усилителем, и поэтому в ней возможно самовозбуждение за счет отражения усиливаемого сигнала от выхода замедляющей системы. Для предотвращения самовозбуждения применяется поглотитель.

Среди радиотехнических характеристик ЛБВМ можно выделить: *Коэффициент усиления.* Анализ взаимодействия электромагнитной волны с электронным потоком в усилителе на ЛБВМ показывает, что по мере

распространения от начала к концу замедляющей системы амплитуда волны нарастает по закону

*E*  *E eal* , *a* 

*z**l*

*z*0

*w* / *V*

*D* , *D*

 *I R w* / *E V*

1/2 , (9.89)

где *Ez=*0 и *Ez=l* – амплитуды волны в начале и в конце замедляющей системы; *w* – круговая частота, *Vф* – фазовая скорость пространственной гармоники (обычно это основная гармоника); *E*0 – напряженность постоянного электрического поля в пространстве взаимодействия; *I*0 – ток коллектора; *Rc* – cопротивление связи; *D* – параметр усиления.

*ф*

0

*c*

0

*ф*

Как и в ЛБВО, для коэффициента усиления можно записать:

*Kp* 

10 lg*E*2*z**l* / *E*2*z*0 

 20lg(*e**l* )

 54,6*DN* , дБ, (9.90)

где *N = l /λв* – электрическая длина замедляющей системы.

В выражении (9.70) необходимо дополнительно учесть потери в поглотителе (*L* дБ) и замедляющей системе (~6 дБ), так что, окончательно:

*Kp* 

54,6*DN*

* *L* 

6, дБ. (9.91)

В реальных лампах коэффициент усиления достигает 40 дБ и более.

*Амплитудная характеристика.* Зависимости коэффициента усиления (*Кр*), выходной мощности (*Рвых*) и коэффициента полезного действия (*hэл*) от входной мощности (*Рвх*) показаны на рис.9.25.

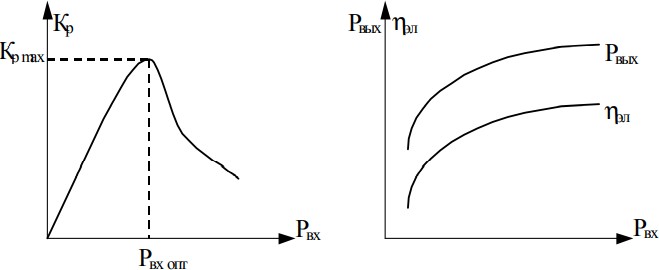


Рис. 9.25. Зависимости коэффициента усиления (*Кр*), выходной мощности (*Рвых*) и коэффициента полезного действия (*hэл*) от входной мощности (*Рвх*)

При малых уровнях входного сигнала амплитуда колебаний на выходе ЛБВМ и величина коэффициента усиления возрастают пропорционально величине входного сигнала. Эта линейная связь соблюдается до тех пор, пока электроны не начнут попадать вместо коллектора на анод замедляющей системы. В этом случае замедляется рост выходной мощности и коэффициент усиления ЛБВМ уменьшается. При некотором уровне входного сигнала (Рвх опт) наступает режим насыщения, которому соответствуют максимальный коэффициент усиления, максимальная выходная мощность и электронный КПД.

*Электронный коэффициент полезного действия* усилителя на ЛБВМ можно оценить исходя из того, что максимальная потенциальная энергия, которую электрон может передать СВЧ полю

*Еп* 

*eU*0

, (9.92)

где *U*0 – потенциал замедляющей системы-анода. Из этого вычитается кинетическая энергия электрона, рассеиваемая в виде тепла на поверхности замедляющей системы или коллектора

*Ек*  *mV* 2*п*  / 2  *m**E*20 / *B*2 / 2 . (9.93)

Следовательно, максимальный электронный КПД

*э* max

 *Еп*

* *Ек*

 / *Eп*  1 

*m* / *e**E*20 / *B*2 / 2*U*0 . (9.94)

В реальных приборах его величина не превышает 60 %.

*Выходная мощность* ЛБВМ в непрерывном режиме достигает нескольких киловатт, в импульсном – нескольких мегаватт.

*Полоса рабочих частот* в усилителях на ЛБВМ достигает 30 % от средней рабочей частоты и определяется дисперсионной характеристикой замедляющей системы.

*Коэффициент шума*. Вследствие паразитных колебанийв области формирования электронного луча, а также взаимодействия электронов с отраженной волной уровень собственных шумов в усилителях на ЛБВМ весьма велик. В большинстве приборов отношение мощности полезного сигнала к мощности шумов не превышает 40 дБ.

*Применение ЛБВМ.* Высокий уровень собственных шумов исключает возможность применения ЛБВМ для усиления маломощных сигналов. Основное применение эти приборы нашли в качестве мощных импульсных выходных усилителей в дециметровом и сантиметровом диапазоне длин волн.

* + 1. Лампа обратной волны М-типа

В лампах обратной волны типа М, которые могут быть как усилительными, так и генераторными устройствами, взаимодействие электронов осуществляется с обратной пространственной гармоникой СВЧ поля. В этих приборах обычно используются цилиндрические электроды. Схема устройства цилиндрической генераторной ЛОВМ показана на рис. 9.26. Устройство ЛОВМ сходно с устройством ЛБВМ:

Инжектирующее устройство (1 - 2) создаёт поток электронов (3), движущийся к коллектору (9). Электронный поток создает в замедляющей системе (5) наведенный ток и электромагнитное поле пространственных гармоник. На одной из пространственных гармоник, для которой выполнено условие фазового синхронизма (*Vп = Vф*), начинается взаимодействие электронного потока с полем волны, при котором в тормозящих полупериодах электрического поля гармоники будет происходить увеличение её энергии за

счет уменьшения потенциальной энергии электронов. В отличие от ЛБВМ, в ЛОВМ электронный поток взаимодействует с обратными пространственными гармониками, для которых направления фазовой и групповой скоростей противоположны, поэтому электроны движутся к коллектору, а энергия волны им навстречу – к волноводному выходу прибора (4). В результате возникает положительная обратная связь между полем волны и электронным потоком, при которой волна, отдавая часть своей энергии на группировку электронов, приобретает большее её количество за счет уменьшения потенциальной энергии сгруппированных электронов.



Рис. 9.26. Схема устройства цилиндрической генераторной ЛОВМ

В результате в ЛОВМ устанавливаются колебания стационарной амплитуды, определяемой балансом мощностей (см. ниже). Вследствие трудностей широкополосного согласования волноводного выхода ЛОВМ с замедляющей системой в ЛОВМ возможны отражения от нагрузки. Для устранения этого эффекта в ЛОВМ, как и в ЛОВО, применяют поглотитель (7). Так же, как и ЛОВО, ЛОВМ может быть использована в режиме регенеративного усиления, для чего в приборе предусмотрен второй волноводный выход (8).

*Баланс фаз.* Как и в любом автогенераторе, для обеспечения самовозбуждения ЛОВМ сумма фазовых углов при обходе по контуру автогенератора на ЛОВМ должна быть кратна 2p. Поскольку взаимодействие электронного потока с СВЧ полем пространственных гармоник в ЛОВМ осуществляется при равенстве *Ve = Vф*, то это условие выполняется автоматически, так как

*Dj* 

*wl* / *Ve* 

*wl* / *Vф*  0 .

С другой стороны, согласно рассмотренному выше механизму генерации СВЧ колебаний, амплитуда усиливаемой гармоники должна быть минимальной в конце замедляющей системы у коллектора и максимальной в её начале у подогреваемого катода лампы. Иначе говоря, на длине замедляющей системы *l* должно укладываться нечетное число четвертей длин волны: 4*l/L = (*2*n -* 1*)*, где *n* = 1, 2, 3,...

Поскольку *L = 2p/a* и по (5.17) *a*  *w* / *V* *D* , *D*  *I R w* / *E V*

1/2 , то

*ф* 0 *c* 0 *ф*

условие фазового баланса можно записать в следующем виде:

*w* / *Vф* *Dl* 

2*n*

 1 *p* / 2

. (9.95)

Из (9.95) следует, что различным значениям *n* должны соответствовать различные значения параметра усиления *D* и соответствующие им по (9.99) значения величин *Е*0 (или *U*0). Число n при этом (также, как и в ЛОВО) определяет номер зоны генерации

ЛОВМ.

Иными словами, из (9.75) и (9.69) следует, что для каждого заданного значения n можно определить диапазон изменения *U*0, в котором возможна генерация СВЧ колебаний ЛОВМ от *l*min до *l*max (эти значения определяются полосой пропускания замедляющей системы).

Изменение длины волны (частоты) генерируемых колебаний в ЛОВМ при изменении напряжения *U*0 (электронная *перестройка частоты*), как и в ЛОВО, объясняется тем, что с изменением *U*0 происходит изменение скорости электронов и (по условию фазового синхронизма) скорости пространственной гармоники.

Поскольку для обратных пространственных гармоник *дVф/дw* > 0 , то с увеличением напряжения *U*0 частота генерируемых колебаний растет.

Механизм электронной перестройки частоты в ЛОВМ отличается от подобного процесса в ЛОВО тем, что скорость электронов в ЛОВМ прямо пропорциональна *U*0 (в ЛОВО она пропорциональна корню из *U*0). Поэтому в ЛОВМ для достижения одинакового с ЛОВО перекрытия частотного диапазона требуется меньшее изменение *U*0.

Кроме того, при линейной дисперсионной характеристике замедляющей системы зависимость *w = f*(*U*0) также получается линейной, что немаловажно для генераторов с перестраиваемой частотой.

*Баланс мощностей.* Условие баланса мощностей определяет необходимую величину энергии, которая должна быть передана от электронов СВЧ полю волны. Пользуясь соотношениями (9.75) и (9.69), можно получить формулу для величины пускового тока

ЛОВМ:

*I*  2*n* 12*Е V* /16*wR N* 2  2*n* 12 *E*2 /16*wR BN* 2 . (9.96)

*п n* 0 *ф c* 0 *c*

Как следует из (9.76), величина пускового тока возрастает с номером зоны генерации:

*Iп n*

 2*n* 12 *I* , где

*Iп* 1

 *E*20 /16*wRcBN* 2 . (9.97)

Эта особенность связана с тем, что при увеличении *n* (*n* = 2, 3, ...) поле волны меняет фазу и электронные сгустки, образующиеся в тормозящих полупериодах волны, попадают далее в ускоряющие полупериоды.

*п* 1

В результате начинается переформирование и смещение сгустков в следующие тормозящие полупериоды электрического поля волны, что снижает эффективность энергообмена электронов СВЧ полем.

Другая наиболее важная особенность заключается в изменении частоты генерируемых колебаний при смене зоны генерации. При пусковых токах *I*0 > *Iп*2 ЛОВМ может одновременно генерировать колебания двух частот. Спектр генерируемых колебаний расширяется, и амплитуда колебаний основной частоты резко уменьшается.

*Режим регенеративного усиления.* Как и ЛОВО, ЛОВМ может быть применена для усиления СВЧ сигнала. Для этого у коллекторного конца замедляющей системы, как и в регенеративном усилителе на ЛОВО, размещают ввод усиливаемого сигнала. Дополнительным преимуществом усилителя на ЛОВМ, по сравнению с усилителем на ЛОВО, является возможность электронного управления не только рабочей частотой, но и шириной полосы пропускания.

*Параметры и характеристики генераторов на ЛОВМ*

*Диапазон рабочих частот.* Как и в ЛОВО, параметры замедляющей системы и электронный режим генераторов на ЛОВМ рассчитываются на рабочую частоту генерируемых колебаний с учетом необходимости электронной перестройки частоты. Обычно они используются в диапазоне от 200 МГц до 20 ГГц с диапазоном электронной перестройки частоты до 40 %.

*Выходная мощность.* Современные генераторы на ЛОВМ способны обеспечивать выходную мощность в непрерывном режиме порядка десятков киловатт в дециметровом и единиц киловатт в сантиметровых диапазонах. В настоящее время они являются самыми мощными генераторами СВЧ колебаний с электронной перестройкой частоты. Синхронизированные генераторы на ЛОВМ обладают высокой стабильностью частоты и низким уровнем шумов, что позволяет их использование в системах связи с частотной модуляцией.

*Электронный коэффициент полезного действия* генератора на ЛОВМ

может быть в силу идентичности процессов определён по формуле (9.74), приведенной для усилителя на ЛБВМ:

*э* max

 1 

*m* / *e**E*20 / *B*2 / 2*U*0

В реальных приборах его величина достигает (50 - 60) %.

*Основные характеристики* генераторов на ЛОВМ отображают (рис.9.27) зависимости выходной мощности, частоты и электронного КПД от напряжения *U*0.

Изменение величин *Рвых, ω, ηэл* от напряжения *U*0 объясняется и физическими процессами, рассмотренными выше.

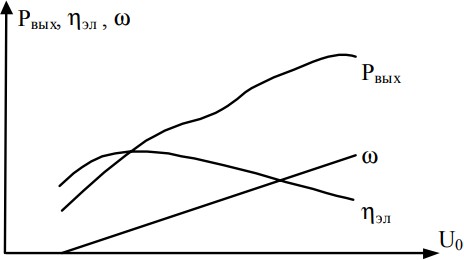


Рис. 9.27. Основные характеристики генераторов на ЛОВМ

* + 1. Многорезонаторный магнетрон

Многорезонаторный магнетрон – генераторный прибор типа М, устройство которого показано на рис. 9.28 а.

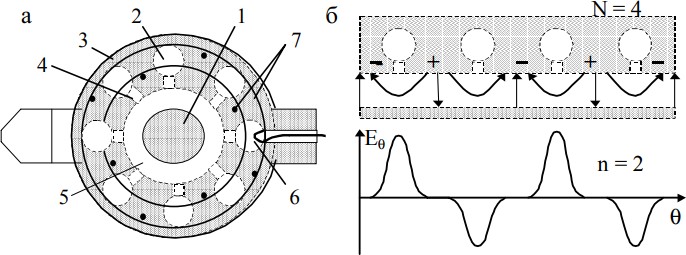


Рис. 9.28. Многорезонаторный магнетрон

Цилиндрический катод 1 эмитирует электронысо всей поверхности и создает замкнутый электронный поток, который движется с переносной скоростью в кольцевом зазоре 5 между катодом и замедляющей системой – анодом. Замедляющая система магнетрона представляет собой цепочку объёмных резонаторов 2, размещенных в корпусе анодного блока 3 и связанных с кольцевым зазором через щели 4. Этот зазор является пространством взаимодействия электронов с СВЧ полем, энергия которого выводится через выход 6. Резонаторы сегментарно, через один сегмент, соединены между собой кольцевыми проводниками – связками 7, необходимость которых будет пояснена ниже.

Механизм возникновения незатухающих колебаний в магнетроне такой же, как и в любом автогенераторе. Начальные колебания в резонаторах магнетрона возникают благодаря флуктуациям электронного потока. Если на одной из пространственных гармоник этих колебаний будет выполнено условие фазового синхронизма для приборов типа М, то в тормозящих полупериодах электрического поля гармоники начнется группировка электронов в сгустки, их

смещение к аноду и передача потенциальной энергии от электронов СВЧ полю. Рост поля будет далее интенсифицировать процесс энергообмена, и при выполнении условий баланса фаз и амплитуд в магнетроне установится стационарный режим автоколебаний, при котором в пространстве взаимодействия возникают пульсации границ пространственного заряда электронов, достигающие анода. Динамический пространственный заряд приобретает форму «спиц», вращающихся вокруг катода с постоянной переносной скоростью. Число спиц пространственного заряда равно числу тормозящих областей СВЧ поля, в пределах которых электроны, смещаясь от катода к аноду, поддерживают СВЧ колебания за счет потери своей потенциальной энергии.

*Баланс фаз.* Помимо условия фазового синхронизма, в магнетроне, как и в любом автогенераторе, суммарный фазовый сдвиг при обходе всех звеньев колебательной системы должен быть кратен 2π. Поэтому если на одно звено замедляющей системы (резонатор) приходится фазовый сдвиг ϕ 0, то для всей системы имеем условие:

*N*0

 2 *n*

, (9.98)

где *N* – число резонаторов, *n* – целое число (номер колебаний).

Каждый резонатор замедляющей системы представляет собой полосовой фильтр, поэтому значение 𝜑0 заключено в пределах 0 - *π*. Последнее означает, что число n может принимать только значения:

*n*  0,1, 2, ...,

*N* / 2

1,

*N* / 2 , (9.99)

а в магнетроне может быть только *N/*2 видов колебаний (*N* четно), из которых каждый имеет свою частоту и картину силовых линий СВЧ поля. Пример одной такой картины для *n* = 2 и *N* = 4 показан на рис.9.28 б.

Колебания при *n* = 0 (𝜑0 = 0) называют *синфазными*, а колебания при

*n*  *N* / 2 (0   )– *противофазными,* или π *-колебаниями.* Соотношение (9.99)

называют *условием цикличности СВЧ поля* магнетрона.

Обычно в магнетроне используются π *-*колебания, так как им соответствуют наименьшее анодное напряжение и наибольший КПД. Однако частота *π-* колебаний близка к частоте колебаний соседнего вида, что затрудняет её выделение. Для увеличения разности частот в магнетроне применяются кольцевые связки 7, о которых сказано выше. Для *π-*колебаний они соединяют точки с одинаковыми потенциалами и не изменяют картины поля. Для всех остальных видов колебаний по связкам потекут уравнительные токи, влияние которых эквивалентно подключению индуктивностей параллельно каждой паре резонаторов. Последнее означает повышение частот нерабочих видов колебаний магнетрона и их удаление от основной рабочей частоты π-вида. Иногда для этой же цели в магнетронах вместо связок применяют чередование резонаторов разных размеров (*разнорезонаторные магнетроны*).

*Баланс мощностей.* Для обеспечения работы магнетрона требуются определенные значения анодного напряжения *Ua* и индукции магнитного поля B, обеспечивающие синхронное эпициклоидальное движение электронов в спицах

объёмного заряда и необходимый режим энергообмена между электронами и СВЧ полем.

Условие синхронного вращения спиц с изменением фазы СВЧ колебаний заключается в том, чтобы электроны оказывались в тормозящем поле вблизи каждого резонатора. Для π-колебаний это означает, что время движения tc спицы между двумя соседними резонаторами

*tc* 

 *p* 1/ 2 *T* , (9.100)

где *p* = 0, 1, 2, 3, ..., *Т* – период СВЧ колебаний. Число *р* определяет угловую скорость ω0 вращения спиц, максимальное значение которой достигается при *р* = 0, когда *tc = Т/*2, т.е. *ω*0 max = 2*π/T*.

Введем параметр *k*, равный числу периодов СВЧ колебаний, в течение которых электрон, пройдя мимо всех резонаторов, возвращается к исходной точке. Тогда время *tc*, выраженное в долях периода:

*tc* 

*kT* / *N*

, (9.101)

что определяет *k* и *ω*0 соотношениями:

*k*   *p* 1/ 2 *N*

, 0

 2

/ *kT*

 2

*c* / *k*

, (9.102)

где *с* – скорость света, *l* – длина волны *π*-колебаний в магнетроне.

Для обеспечения заданной угловой скорости вращения *ω*0 электрон, находящийся в спице у поверхности анода (*r = ra*), должен обладать запасом кинетической энергии тангенциального движения

*Ек*

 *m*(0 *ra* )2 / 2

 2*m*

2*c*2(*ra* / *k* )2 . (9.103)

Поскольку этот запас кинетической энергии электрон приобретает за счет энергии постоянного электрического поля (*еUа*), то соотношение (9.103) определяет минимальное значение анодного напряжения, необходимого для синхронного вращения спиц

*Ua* min  *Uc*

 (2*m*

2*c*2 / *e*)(*ra* / *k*

)2 . (9.104)

Величина *Uc* называется *потенциалом синхронизации.*

Приблизившись к поверхности анода и отдав СВЧ полю свою потенциальную энергию, электрон должен быть удален из пространства взаимодействия, поскольку в противном случае он отстанет от спицы и начнет отбирать энергию у СВЧ поля. Для того, чтобы электрон осел на аноде, кинетическая энергия его движения в радиальном направлении вблизи анода должна быть больше нуля. Следовательно, постоянное электрическое поле должно передать электрону дополнительную энергию, направленную на работу против магнитной силы Лоренца (*Fл=eBω0r*), действующей на электрон в радиальном направлении

*eUa* 

 *В*0

*ra*2 

*rk* 2  / 2 . (9.105)

Последнее означает, что анодное напряжение должно быть выше Uc:

*Ua*   *Ua* *Uc*

 *Uп*

 *Вw*0 *ra*2

 *rk* 2  / 2

 *Uc* . (9.106)

Величина *Uп* называется *пороговым потенциалом.*

Условие (9.106) определяет нижнюю границу *Ua*, но вместе с тем существует и верхняя граница *Ua*, определяемая критическим потенциалом *Ua кр*

(5.11). При

*Ua* 

*Ua кр*

электроны попадают на анод, не описывая

эпициклоидальных траекторий и не взаимодействуют с СВЧ полем. Поэтому СВЧ колебания, даже если они и возникли, не поддерживаются за счет энергии электронов и затухают.

Все сказанное выше определяет область рабочих напряжений *Ua*:

*Uaкр* 

*Ua*  *Uп*

, (9.107)

где *U*

 *eB*2*r* 2 / 8*m*1 *r*

/ *r* 2  , *U*

 *В*

*r* 2 

*r* 2 / 2

 (2*m* 2*c*2 / *e*)(*r*

/ *k*)2

*а кр a*

 *к а*  *п*

0 *a k a*

Среди основных характеристик магнетронов можно выделить:

*Диапазон рабочих частот.* Различные по назначению магнетроны перекрывают диапазон частот 300 МГц – 300 ГГц. В мощных магнетронах применяют механическую перестройку частоты в пределах 10 – 15 % за счет введения стержней в резонатор (индуктивная настройка) или за счет перемещения колец у торцов резонаторов (емкостная настройка). Электронная перестройка частоты у магнетронов мала и используется только в маломощных приборах.

*Выходная мощность* магнетронов непрерывного действия составляет от долей Вт до нескольких десятков кВт, а импульсного действия – до десятков МВт.

*Электронный коэффициент полезного действия* магнетрона определяется аналогично ЛБВМ и ЛОВМ:

*э* max

####  1 

*m* / *e**E*20 / *B*2 / 2*U*0 .

Его величина в современных многорезонаторных магнетронах может достигать 70 % и более.

Магнетроны используют в передатчиках РЛС, в ускорителях заряженныхчастиц и в установках для высокочастотного нагрева.

* + 1. Генераторы магнетронного типа

*Митроном* называется генератор магнетронного типа с внешней колебательной системой низкой добротности, обладающий широким диапазоном электронной перестройки частоты.

*Схема устройства* митрона показана на рис.9.29.

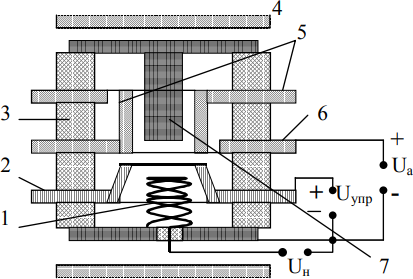


Рис. 9.29. Схема устройства митрона

Высокочастотной системой митрона служит встречно-штыревая замедляющая система 5, 6, свернутая в кольцо. Штыри 5 укреплены на дисках 6. Структура связана с внешней колебательной системой низкой добротности. Внутри анодной высокочастотной структуры, которая является корпусом прибора, находится холодный катод 7. Горячий эмитирующий катод 1 расположен ниже анодной структуры, вне области взаимодействия. Между горячим катодом и анодной

структурой находится управляющий электрод 2. Вся система элементов механически связана с помощью керамических шайб 3 и помещена между полюсами магнита 4. Холодный катод 7 и один конец нити накала горячего катода соединены. Схема подачи напряжений: накала Uн, управляющего электрода Uупр и анода Ua показана справа.

Принцип работы: кольцевой электронный поток входит в пространство взаимодействия, где в результате его азимутальных флуктуаций возникают колебания магнетронного типа и электронный поток приобретает форму спиц. Митрон, как и магнетрон, работает на p-колебаниях. При регулировке анодного напряжения изменяется скорость вращения спиц, что приводит к электронной перестройке частоты. Диапазон перестройки достаточно велик из-за выносной колебательной системы и её низкой добротности. Зависимость частоты от напряжения линейна.

*Параметры и характеристики.* Современные митроны работают в диапазоне частот от 200 МГц до 11 ГГц. Для митронов с узким диапазоном изменения частоты (5 – 20%) выходная мощность в непрерывном режиме составляет 3–150 Вт, с широким диапазоном (примерно в два раза) – 0,5–3 Вт. КПД мощных митронов достигает 60 %.

Митроны обычно применяют в качестве гетеродинов широкополосных приёмников и ГКЧ в генераторах стандартных сигналов.

* 1. Контрольные вопросы:

1. Чем отличаются электронные приборы СВЧ диапазона от обычных электронных ламп радиодиапазона?
2. Как разделяются электронные приборы СВЧ диапазона по типу управления электронным потоком?
3. Какие основные характеристики у электронных приборов СВЧ диапазона?
4. Что такое ширина полосы пропускания?
5. Что такое клистрон и где он используется?
6. В чем заключается физический смысл коэффициента связи электронного пучка с полем зазора?
7. Какие функции выполняет объемный резонатор отражательного клистрона?

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Авдеев В.Б. Энергетические характеристики направленности антенн и антенных систем при излучении и приеме сверхширокополосных сигналов и сверхкоротких импульсов. // Антенны, 2002. – №7(62). – c. 5-26.
2. Аксимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. и др. Теория обнаружения сигналов / Под ред. П.А. Бакута. – М.: Радио и связь, 1984. – 440 с.
3. Анищенко В.С., Стрелков Г.И. Радиофизика и нелинейная динамика – М.: Институт компьютерных исследований, 2017. – 120 с.
4. Астайкин А.И. Излучение и прием сверхкоротких импульсов: монография. – Саров: ФГУП «РФЯЦ-ВНИИЭФ», 2008. – 475 с.
5. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений. – М.: Радио и связь, 1989. – 192 с.
6. Бадулин Н.Н. и др. Радиолокатор с наносекундным зондирующим импульсом. // Приборы и техника эксперимента, 1998. – №6. – с. 111-114.
7. Банков С.Е., Грибанов А.Н., Куршин А.А. Электродинамическое моделирование антенных и СВЧ структур с использованием FEKO. – М.: Солон-Пресс, 2018. – 412 c.
8. Банков С.Е., Курушин А.А. Практикум проектирования СВЧ структур с помощью FEKO - М.: ЗАО «НПП РОДНИК», 2009. – 200 с.
9. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ.

– М.: Солон, 2017. – 316 с.

1. Беличенко В.П. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы / В. И. Кошелев – Новосибирск: Наука, 2015. – 483 с.
2. Беличенко В.П., Буянов Ю.И., Кошелев В.И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. – Новосибирск.: Наука, 2014. – 470 с.
3. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1986. – 544 с.
4. Бруданин В.Б., Морозов В.А., Морозова Н.В. Статистический метод анализа формы импульсов и его применение в ядерной спектроскопии // приборы и техника эксперимента, 2004 – № 6. – с. 39-46.
5. Будагян И.Ф., Дубровин В.Ф. Волновые процессы при излучении и распространении электромагнитных волн и наносекундных импульсов [электронный ресурс]: учеб. пособие / И. Ф. Будагян, В. Ф. Дубровин. – М.: МИРЭА, 2011. – Электрон. опт. диск (ISO).
6. Будагян И.Ф., Дубровин В.Ф., Сигов А.С. Электродинамика и распространение радиоволн. Уч. пособие. - М.: МИРЭА. 2011. – 200 с.
7. Будагян И.Ф., Дубровин В.Ф., Сигов А.С. Электродинамика и распространение радиоволн: учебное пособие / И.Ф. Будагян, В.Ф. Дубровин, А.С. Сигов. – М.: МГТУ МИРЭА, 2014. – 192 с.
8. Будагян И.Ф., Дубровин В.Ф., Сигов А.С. Электродинамика. Современные технологии. – М.: Альфа М – Инфра М, 2013. – 304 с.
9. Будагян И.Ф., Илюшечкин М.Н., Щучкин Г.Г. Анализ формы наносекундных сигналов. Излучение и распространение. – LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. – 122 с.
10. Будагян И.Ф., Щучкин Г.Г. Волновые процессы в материальных средах – Саарбрюккен.: Palmarium Academic Publishing, 2016. – 200 с.
11. Будагян И.Ф., Щучкин Г.Г. Моделирование процессов излучения, распространения и рассеяния сверхкоротких импульсов. // Радиотехника, 2008. – №2. – с. 45-58.
12. Буров В.А. Дифракционная томография как обратная задача рассеяния. Интерполяционный подход. Учет многократных рассеяний / В.А. Буров, М.Н. Рычагов // Акустический журнал, 1992. – № 5. Т.38 – с. 844-854.
13. Быстрова Р.П., Соколова А.В. Пассивная радиолокация: методы обнаружения объектов. Монография / Под ред. Р.П. Быстрова и А.В. Соколова. – М.: Радиотехника, 2008. – 320 с.
14. Варламов Д.Л., Костров В.В. Целочисленная обработка на базе современных ЦОС-процессоров. – Электроника: Наука, Технология, Бизнес, 2005 – № 6. – с. 56-59.
15. Викторов В.А., Лунин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 208с.
16. Витязев С.В. Analog Devices: новые разработки DSP. – Цифровая обработка сигналов, 2002 – №1(5) – с. 45-51.
17. Витязев С.В. Texas Instruments: новые разработки DSP. – Цифровая обработка сигналов, 2002 – №1(5) – с. 52-56.
18. Гринева А.Ю. Широкополосные и сверхширокополосные сигналы и системы. – М.: Радиотехника, 2009. – 168 с.
19. Захарченко В.Д., Пак О.В., Васильев А.Ф. Особенности работы стробоскопического преобразователя радиосигналов в фазочувствительном режиме // Радиолокация, радионавигация, связь: Сборник докладов XXII Международной НТК (RLNC-2016). Т.1. – Воронеж: Изд-во НПФ

«САКВОЕЕ» ООО, 2016. – с. 355-360.

1. Зверев В.А., Стромков А.А. Выделение сигналов из помех численными методами. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2001. – 188 с.
2. Зиганшин Э.Г. Обнаружение сверхширокополосных радиолокационных сигналов отраженных от сложных целей. дис канд. техн. наук: 05.12.14 –

НИУ МАИ, Москва, 2006 – 170 с.

1. Ильюшенко В.Н. и др. Пикосекундная импульсная техника. М.: Энергоатомиздат, 1993. – 368 с.
2. Иммореев И.Я., Черняк В.С. Обнаружение сверхширокополосных сигналов, отраженных от сложных целей. // Радиотехника, 2008. – №4. – с. 3-10.
3. Иродов И.Е. Волновые процессы. Основные законы: учеб. пособие / И.Е. Иродов. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2015. – 264 с.
4. Калинин В.И. Спектральная интерферометрия широкополосными шумовыми сигналами // Радиоэлектроника, 2011. – №2. Т.3. – с.12-18.
5. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.
6. Костин М.С. Атактовый строб-фрейм-дискретизатор субнаносекундных радиоимпульсов // Патент РФ №2685977. 2019. Бюл. №12.
7. Костин М.С. и др. Радиоволновые процессы и техника СВЧ [Электронный ресурс]: метод. указания по выполнению лаб. работ / М.С. Костин и др. – М.: РТУ МИРЭА, 2018. – Электрон. опт. диск (ISO).
8. Костин М.С. Формонеустойчивая электродинамика распределения электрических полей субнаносекундных сигналов в неоднородных средах // Российский технологический журнал. 2017. – № 4 (18). Т.5. – с. 32-46.
9. Костин М.С., Воруничев Д.С. Радиоволновые процессы и технологии: учебное пособие / М.С. Костин, Д.С. Воруничев. – М.: МИРЭА – Российский технологический университет, 2019. – 296 с.
10. Костин М.С., Воруничев Д.С. Реинжиниринг радиоэлектронных средств: монография / М. С. Костин, Д. С. Воруничев. – М.: МИРЭА – Российский технологический университет, 2018. – 131 с.
11. Костин М.С., Ярлыков А.Д. Электродинамика, радиоволновые процессы и технологии: учебное пособие / М.С. Костин, А.Д. Ярлыков. – Москва; Вологда: Инфра-Инженерия, 2021. – 316 с.
12. Костылев А. А. Идентификация радиолокационных целей при использовании сверхширокополосных сигналов: методы и приложения // Зарубежная радиоэлектроника, 1984. – № 4. – с. 75-104.
13. Никольский В.В., Никольская Т.И. Электродинамика и распространение радиоволн. – М.: Либроком, 2010. – 544 с.
14. Никонов А.В., Никонова Г.В. Формирование сверхширокополосных сигналов с управляемой формой // Научное приборостроение, 2013. – №3. Т.23 – c. 105–113.
15. Радзиевский В.Г. Получение радиолокационных изображений объектов на основе томографической обработки сверхширокополосных сигналов / В.Г. Радзиевский, М.А. Караваев // Радиотехника, 1988. – №6. – с. 32-36.
16. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. – М.: Радиотехника, 2009. – 288 с.
17. Рытов С.М., Кравцов А.Ю., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику, Ч.2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 463 с.
18. Тимановский А.Л., Пирогов Ю.А. Сверхразрешение в системах пассивного радиовидения. Монография. – М.: Радиотехника, 2017. – 160 с.
19. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. - М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.
20. Филонов А. А. и др. Устройства СВЧ и антенны: учебник / под ред. А. А. Филонов. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2014. – 492 с.
21. Шахтарин Б.И. Случайные процессы в радиотехнике. Том 1. – Линейные преобразования. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 398 с.
22. Якубов В.П. и др. Дистанционная сверхширокополосная томография нелинейных радиоэлектронных элементов / В. П. Якубов и др.// Журнал технической физики, 2015. – № 2. Т.85 – с. 122-125.
23. Якубов В.П. и др. Радиоволновая томография / В. П. Якубов и др. // Известия высших учебных заведений. Физика, 2016. – №12(2). Т.59. – с. 8-15.
24. Якубов В.П. и др. Сверхширокополосная томография удаленных объектов / В.П. Якубов и др. // Дефектоскопия, 2012. – № 3. – с. 59-65.
25. Ярлыков А.Д., Петленко Д.Б. Метаматериалы в твердотельных PCB-модулях сверхвысоких частот: учебное пособие / М.С. Костин – М.: Реглет, 2020. – 51 с.
26. A. Toshev, A. Makadia, K. Daniilidis. Shape-based object recognition in videos using 3D synthetic object models. // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition, Miami, FL, 2009. – pp. 288-295.
27. Alexander N., Trevor B. Non-stationary Electromagnetics. – USA: Jenny Stanford Publishing, 2012. – 616 p.
28. B. Allen, M. Dohler, Ernest E. Okon and other. Ultra-wideband antennas and propagation for communications, radar and imaging. – USA.: John Wiley & Sons Ltd, 2007. – 475 p.
29. B. Li, R. Chellappa, et al. Experimental evaluation of forward-looking IR data set automatic target recognition approaches a comparative study. // Comput. Vis. Image Understand, 2001. – Vol.84(1) – pp. 5-24.
30. Bassem R. Mahafza. Matlab Simulation for radar systems design. – USA.: Cambridge University Pres., 2004. – 686 p.
31. Bassem R. Mahafza. Radar signal analysis and processing using Matlab. – USA.: CRC Press, 2009. – 479 p.
32. Budagyan I.F. Kostin M.S. Pseudocepstral methods the time-frequency localization ultrashort pulse signals in the radiowave systems of phase-deviametry assessment mechanical vibrations. European Science and Technology: materials of the IX international research and practice conference. – Munich: Publishing office Vela Verlag Waldkraiburg, 2014. – pp. 295-302.
33. Bystrov A., Gachinova M. Analysis of stroboscopic signal sampling for radar target detectors and range finders. IET Radar, Sonar & Navigation, 2013. – Vol.7(4) – pp. 451-458.
34. C.F. Olson, D.P. Huttenlocher. Automatic target recognition by matching oriented edge pixels. // IEEE Trans. Image Process, 1997. – №6(1). – pp. 103-113.
35. Callahan P.T., Dennis M.L., Clark Jr T.R. Photonic Analog-to-Digital Conversion.

// John Hopkins Apl Technical Digest, 2012. – №4. Vol. 30. – pp. 280-286.

1. Carrer L., Yarovoy A.G. Concealed weapon detection using UWB 3-D radar imaging and automatic target recognition. // 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP), 2014. – pp. 2786-2790.
2. Chang Liu, Chenjiang Guo, Haobin Zhang. Design of Wideband Vivaldi Antenna Array // Future Intelligent Information Systems. Vol.1 (book 86). – USA.: Springer Berlin Heidelberg, 2011. – pp.189-194
3. Constantine A. Balanis. Antenna Theory: Analysis and Design. – USA.: WILEY, - 2005. – 1136 p.
4. D. Percival, A. Walden. Wavelet Methods for Time Series Analysis. – USA.: Cambridge University Pres., 2006. – 594 p.
5. Danko A. Radiolocation in Ubiquitous Wireless Communication. – USA.: Springer, 2010. – 195 p.
6. David M. Pozar. Microwave and RF Wireless Systems. – USA.: John Wiley & Sons, 2001. – 366 p.
7. David M. Pozar. Microwave Engineering. Fourth Edition. – USA.: JohnWiley & Sons, 2012. – 756 p.
8. Devendra K. Misra. Radio-Frequency and Microwave Communication Circuits. Analysis and Design. – USA.: John Wiley & Sons, 2001. – 572 p.
9. E. Moreno-García, R. Galicia-Mejía, D. Jiménez-Olarte, J. M. de la Rosa-Vázquez,

S. Stolik-Isakina. Development of a High-Speed Digitizer to Time Resolve Nanosecond Fluorescence Pulses // Journal of Applied Research and Technology, 2012. – №2. Vol.10. – pp. 215-226.

1. G. Kouemou. Radar Technology. – USA.: Published by In-The, 2009. – 430 p.
2. George D. Vendelin, Anthony M. PAVIO, Ulrich L. Rohde. Microwave circuit design using linear and nonlinear techniques. – USA.: John Wiley & Sons, 2005. – 1058 p.
3. George D. Vendelin, Anthony M. Pavio, Ulrich L. Rohde. Microwave Circuit Design Using Linear and Nonlinear Techniques. – USA.: JohnWiley & Sons, 2005. – 1080 p.
4. Gross P., Kotiuga P. Finite element-based algorithms to make cuts for magnetic scalar potentials: Topological constraints and computational complexity // Geometric Methods for Comp. Electromagnetics / F. Teixeira (Ed). – Cambridge. GB: EMW Publ., 2001. – Vol.32. – pp. 207-245.
5. Günther L. Electromagnetic Field Theory for Engineers and Physicists. – USA: Springer, 2010. – 659 p.
6. Haruo Yanai, Kei Takeuchi, Yoshio Takane. Projection Matrices, Generalized Inverse Matrices, and Singular Value Decomposition. – USA.: Springer, 2011. – 236 p.
7. I. Oppermann, J. Iinatti. UWB Theory and Applications. – USA.: John Wiley & Sons Ltd, 2004. – 223 p.
8. I.F. Budagyan, M.S. Kostin, A.V. Shil’tsin. Strobe-frame sampling of subnanosecond radio pulses // Journal of Communications Technology and Electronics. 2017 – No.5, Vol.64. – pp. 512-518.
9. I.F. Budagyan, M.S. Kostin. Methods applied to digital processing of ultrashort pulse signals upon estimating a small angular deviation of phase-distributed radio pulses in the radiosensory vibrometrological diagnostics system // Journal of Communications Technology and Electronics. 2015 – No.8, Vol.60. – pp. 871-879.
10. J. Gong, G. Fan, L. Yu, J.P. Havlicek, D. Chen, N. Fan, Joint view-identity manifold for infrared target tracking and recognition. // Comput. Vis. Image Understand, 2014. – Vol.118(1). – pp. 211-224.
11. J. Liebelt, C. Schmid, K.Schertler. Viewpoint-independent object class detection using 3D feature maps. // Proceedings of IEEE Conference on CVPR, Anchorage, AK, 2008. – pp. 1-8.
12. J. Shi and J. Malik. Normalized cuts and image segmentation. // IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell., 2000. – Vol. 22. – pp. 888–905.
13. J. Wright, A.Y. Yang, A. Ganesh, S.S. Sastry, Y. Ma. Robust face recognition via sparse representation. // IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell., 2009. – Vol.31(2). – pp. 210-227.
14. James D. Taylor , Boryssenko A., Boryssenko E. Advanced Ultrawideband Radar. Signals, Targets, and Advanced Ultrawideband Radar Systems. – USA.: CRC Press, 2016. – 494 p.
15. James D. Taylor. Ultra-wideband Radar Technology. – USA.: CRC Press, 2001. – 422 p.
16. James D. Taylor. Ultra-wideband Radar. – USA.: CRC Press, 2005. – 448 p.
17. James D. Taylor. Ultrawideband Radar: Applications and Design. – USA.: CRC Press, 2012. – 536 p.
18. Kai Chang. RF and Microwave Wireless Systems. – USA.: JohnWiley & Sons, 2000.

– 355 p.

1. Kartner F.X., Kim J., Chen J., Khilo A. Photonic Analog-to-Digital Conversion with Femtosecond Lasers. // Frequenz, 2008. – №7(8), Vol.62. – pp. 171-174.
2. Krzysztof I. Optical, Acoustic, Magnetic, and Mechanical Sensor Technologies. – USA.: CRC Press, 2012. – 357 р.
3. L. Grady. Multilabel random walker image segmentation using prior models. // Proc. IEEE Computer Society Conf. Computer Vision and Pattern Recognition, 2005. – Vol.1. – pp. 763-770.
4. L.A. Chan, N.M. Nasrabadi, V. Mirelli. Multi-stage target recognition using modular vector quantizers and multilayer perceptrons. // Proceedings of IEEE Computer Society Conference on Computer Vision Pattern Recognition, San Francisco, CA, 1996. – pp. 114-119.
5. L.C. Wang, SZ Der, NM Nasrabadi. A committee of networks classifier with multi- resolution feature extraction for automatic target recognition // In Proceedings of IEEE International Conference on Neural Networks, vol. 3, Houston, TX, 1997. – pp. 1596-1601.
6. M.A. Slamani, D.D. Weiner, and V. Vannicola. A new statistical procedure for the segmentation of contiguous nonhomogeneous regions based on the Ozturk algorithm. // Proc. SPIE Conf. Statistical and Stochastic Methods for Image Processing, Denver, CO, 1996. – Vol. 2823. – pp. 236–246.
7. M.S. Kostin, D.S. Vorunichev, V.M. Vikulov. Technical Methods and Facilities of Printed-Film Topology Reengineering of Radio-Electronic Products // Journal of Communications Technology and Electronics. 2019 – No.3, Vol.64. – pp. 193-197.
8. M.S. Kostin, K.A. Boikov, A.F. Kotov. High-Accuracy Methods for Cyclic-Like Aclock Digitization of Subnanosecond Signals // Journal of Communications Technology and Electronics. 2019 – No.2, Vol.64. – pp. 168-171.
9. M.S. Kostin, V.M. Vikulov, A.A. Paramonov. Transient Electromagnetic Pulse Emanation in Digital Systems in the Mode of Pulsed Excitation of the Printed Connector Elements // Journal of Communications Technology and Electronics. 2019 – No.2, Vol.64. – pp. 107-110.
10. M.S. Kostin, V.M. Vikulov, S.S. Tambovskii. Form-Temporal Dynamics of Subnanosecond Radio Pulses Propagating in Heterogeneous Media // Journal of Communications Technology and Electronics. 2019 – No.2, Vol.64. – pp. 100-106.