

Министерство образования Республики Беларусь
Учреждение образования
«Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники»

Кафедра систем телекоммуникаций

В. В. Муравьев, С. А. Корневский, В. Н. Мищенко

***Сверхвысокочастотные технологии в системах
телекоммуникаций***

Учебно-методическое пособие
по дисциплине
«Спутниковые и радиорелейные системы передачи»
для студентов специальностей
I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,
I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»
всех форм обучения

В 3-х частях

Часть 1

**Приемопередающие устройства, направляющие системы
передачи и пассивные компоненты диапазона СВЧ**

Минск 2007

УДК 621. 391. 6 (075.8)

ББК 32. 882 я 73

М 91

Р е ц е н з е н т ы:

зам. начальника по учебной работе
Военной академии Республики Беларусь,
канд. техн. наук, доц. В. М. Белько;

зав. кафедрой электроники БГУИР,
доц. С. В. Дробот

Муравьев, В. В.

М 91 Сверхвысокочастотные технологии в системах телекоммуникаций : учебно-метод. пособие по дисц. «Спутниковые и радиорелейные системы передачи» для студ. спец. I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций», I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» всех форм обуч. В 3 ч. Ч. 1 : Приемопередающие устройства, направляющие системы передачи и пассивные компоненты диапазона СВЧ / В. В. Муравьев, С. А. Корневский, В. Н. Мищенко. – Минск : БГУИР, 2007. – 80 с. : ил.

ISBN 978-985-488-155-3 (ч. 1)

В пособии рассмотрены основные принципы построения беспроводных систем телекоммуникаций, работающих в СВЧ-диапазоне.

В первой части рассмотрено применение СВЧ-технологий в системах телекоммуникаций. Проанализированы типы полосковых линий передачи и пассивные элементы, которые используются в СВЧ-системах связи.

Предназначено для магистрантов и студентов старших курсов, обучающихся по специальностям МСТК, СРРТ, СиУТ. Может быть полезно студентам радиотехнических специальностей.

УДК 621. 391. 6 (075.8)

ББК 32. 882 я 73

ISBN 978-985-488-155-3 (ч. 1)

ISBN 978-985-488-156-0

© Муравьев В. В., Корневский С. А.,
Мищенко В. Н., 2007

© УО «Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники», 2007

СОДЕРЖАНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ.....	4
1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ СВЧ-ДИАПАЗОНА.....	6
1.1. Введение.....	6
1.2. Передающее оконечное оборудование.....	8
1.3. Приемное оконечное оборудование.....	11
1.4. Приемопередающие устройства СВЧ-систем телекоммуникаций.....	13
1.5. Приемопередающие модули миллиметрового диапазона длин волн..	18
1.6. Многоканальные частотные объединительные устройства.....	20
2. НАПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ И ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА.....	24
2.1. Введение.....	24
2.2. Недостатки обычных передающих линий и колебательных контуров в диапазоне СВЧ.....	24
2.3. Особенности характеристик линий передач СВЧ.....	28
2.4. Устройства согласования сопротивлений.....	32
2.5. Понятие волновода и полого резонатора.....	34
2.6. Общая характеристика линий передачи СВЧ.....	39
3. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ.....	44
3.1. Введение.....	44
3.2. Симметричная полосковая линия.....	45
3.3. Несимметричная полосковая линия.....	46
3.4. Щелевая линия.....	51
3.5. Волноводно-щелевая линия.....	52
3.6. Копланарная полосковая линия.....	53
3.7. Связанные полосковые линии.....	54
4. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ.....	55
4.1. Емкости.....	55
4.2. Индуктивности.....	57
4.3. Резисторы.....	58
4.4. Простейшие нерегулярности.....	60
4.5. Резонаторы.....	61
5. УСТРОЙСТВА ДИАПАЗОНОВ СВЧ И КВЧ В ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ.....	63
5.1. Полосковые фильтры.....	63
5.2. Полосковые направленные ответвители.....	68
5.3. Делители и сумматоры мощности.....	73
5.4. Примеры схмотехнической реализации усилителя СВЧ.....	76
Контрольные вопросы.....	78
Литература.....	79

Предисловие

Радиоспектр так же, как нефть, газ или вода, является одним из природных ресурсов, имеющим большое социальное и экономическое значение. Бурное развитие радиоэлектроники и телекоммуникаций быстро привело к перегрузке радиоспектра и, как следствие, к созданию взаимных помех и удорожанию частотного ресурса. Поэтому основным направлением дальнейшего развития средств радиосвязи остается освоение все новых и новых диапазонов радиоволн.

В настоящее время основное внимание уделяется освоению сантиметрового, миллиметрового и децимиллиметрового диапазонов длин волн. Согласно классификации радиочастот различают следующие диапазоны:

- сверхвысокие частоты, или сокращенно СВЧ (3...30 ГГц);
- крайне высокие частоты, или сокращенно КВЧ (30...300 ГГц);
- гипервысокие частоты, или сокращенно ГВЧ (300...3000 ГГц).

Учитывая общность принципов, лежащих в основе построения систем и устройств вышеуказанных диапазонов, все эти диапазоны в отечественной и зарубежной литературе считают единым диапазоном СВЧ. Другое название, которое также часто используется, – микроволновый диапазон (русский эквивалент английского обозначения «microwave»). Оба названия не очень корректны с точки зрения классификации, но зато более удобны для общности представления. В дальнейшем будем пользоваться как одним, так и другим названием.

Основным побудительным мотивом быстрого освоения СВЧ-диапазона в настоящее время является большой спрос на широкополосный доступ на так называемой «последней миле», т.е. обеспечение широкополосного абонентского доступа от абонента до коммутатора или магистральной линии.

Возникает вопрос, зачем надо осваивать СВЧ-диапазон, когда имеются сверхширокополосные волоконно-оптические системы (ВОЛС). Дело в том, что, несмотря на то, что стоимость самого кабеля, оптических приемников и передатчиков непрерывно снижается, стоимость прокладки продолжает расти. В последние годы в США стоимость прокладки кабеля на «последней миле» выросла с 250 тысяч долларов США до 600 тысяч, а в центральной части больших городов – до 1 млн. Этот экономический барьер стал непреодолимым препятствием для малых и средних фирм. Образовалась свободная ниша, которую может заполнить связь на миллиметровых волнах. На необходимость решения проблемы широкополосного доступа сильное давление оказывает спрос на высокоскоростной Интернет и возрастающая роль электронного бизнеса. В связи с этим в мире существенно увеличилось производство систем связи СВЧ-диапазона и снизилась их стоимость.

Следует отметить, что волны диапазона СВЧ обладают рядом других важных свойств, которые отличают их от смежных участков электромагнитного спектра. Так, величина кванта энергии, соответствующая диапазону СВЧ, соизмерима с разностью близкорасположенных энергетических уровней атомов и молекул. Поэтому сантиметровые и миллиметровые волны при-

годны для анализа строения вещества. Это послужило основой создания новой отрасли науки – радиоспектроскопии. СВЧ-колебания применяются в медицине, сельском хозяйстве, радиометрии, радиолокации, мониторинге окружающей среды и т.д.

Перечислим основные достоинства и недостатки СВЧ-диапазона для систем радиосвязи.

Достоинства

1. Большая информационная емкость из-за значительной полосы частот. Так, весь освоенный радиодиапазон от очень низких частот ($3 \cdot 10^3$ Гц) до ультравысоких ($3 \cdot 10^9$ Гц) имеет полосу частот $\Delta f \approx 3 \cdot 10^9$ Гц, а весь диапазон СВЧ от $3 \cdot 10^9$ до $3 \cdot 10^{12}$ Гц имеет полосу $\Delta f \approx 3 \cdot 10^{12}$ Гц, т.е. в 1000 раз больше.

2. СВЧ-диапазон позволяет осуществлять пространственную селекцию сигналов, обеспечивает повышение помехозащищенности радиосистем при работе в совмещенном диапазоне частот. Это связано с тем, что в диапазоне СВЧ сравнительно легко можно создавать антенны с размерами во много раз превышающими длину волны, что позволяет сконцентрировать электромагнитное излучение в узкий луч. Остронаправленное излучение повышает энергетический потенциал радиолинии.

3. СВЧ-диапазон позволяет обеспечивать связь с искусственными спутниками Земли и другими космическими аппаратами, так как в отличие от более длинных радиоволн, волны СВЧ почти беспрепятственно проходят через слои ионосферы, окружающие Землю.

4. Можно принимать сигналы с предельно низким уровнем мощности (10^{-14} Вт), так как в диапазоне СВЧ значительно меньше, чем на более низких частотах, уровень атмосферных и промышленных помех.

Недостатки

1. Для организации связи на большие расстояния необходима ретрансляция, поскольку волны СВЧ-диапазона распространяются практически прямолинейно. Это значительно усложняет и удорожает систему связи.

2. Уменьшается дальность связи, так как в диапазоне СВЧ, особенно в его коротковолновой части, существенно возрастает затухание радиоволн из-за дождя, резонансного поглощения в газах атмосферы, гидрометеорах.

1. ПРИНЦИПЫ ПОСТРОЕНИЯ РАДИОСИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ СВЧ-ДИАПАЗОНА

1.1. Введение

Под радиосистемой передачи (РСП) понимают совокупность технических средств, обеспечивающих образование типовых каналов передачи, групповых трактов и линейного тракта, по которым сигналы электросвязи передаются посредством распространения радиоволн в открытом пространстве.

Несмотря на большое разнообразие РСП, основные принципы их построения являются общими.

Обобщенная структурная схема двусторонней (дуплексной) многоканальной одноствольной РСП системы передачи показана на рис. 1.1. Все оборудование системы передачи можно разделить на три части: каналообразующее и групповое оборудование (КГО), оконечное оборудование и радиоствол.

Каналообразующее и групповое оборудование на передающем конце обеспечивает формирование группового сигнала из множества подлежащих передаче первичных сигналов. На приемном конце идет обратное преобразование группового сигнала во множество первичных сигналов. Для формирования радиосигнала и передачи его на расстояние используются различные радиосистемы связи.

Система радиосвязи вместе с трактом распространения радиоволн образуют ствол РСП, или линейный тракт (см. рис. 1.1) Ствол РСП состоит из оконечного оборудования (цифрового передатчика) и радиоствола.

В оконечном оборудовании на передающем конце формируется линейный сигнал, состоящий из группового и вспомогательных служебных сигналов (сигналов служебной связи, телеобслуживания, телеуправления и др.), которым модулируется высокочастотное колебание (промежуточная частота). На приемном конце производятся обратные операции: демодулируется высокочастотный радиосигнал и выделяется групповой и вспомогательные служебные сигналы.

Радиоствол на передающем конце РСП модулированные колебания промежуточной частоты переносит в заданный диапазон СВЧ, усиливает, фильтрует и с помощью антенны излучает в сторону принимающей станции. В большинстве современных двусторонних РСП для передачи и приема радиосигналов противоположных направлений используется общий антенно-фидерный тракт. Часть энергии радиоволн, излученной радиостанцией 1, улавливается антенной 2. Энергия принятого радиосигнала по фидерному тракту 2 направляется в радиоприемник Пм₂, где осуществляется частотная селекция принимаемых радиосигналов, преобразование радиосигналов из СВЧ-диапазона на промежуточную частоту и усиление сигнала на промежуточной частоте. Модулированный сигнал промежуточной частоты с выхода радиоствола 2 поступает на оконечное оборудование ствола 2. Аналогичным

образом радиосигналы передаются в противоположном направлении (2→1). Как видно из рис. 1.1, радиоствол двусторонней РСП состоит из двух радиоканалов, каждый из которых обеспечивает передачу радиосигналов в одном направлении. В процессе передачи во всех звеньях РСП сигналы претерпевают определенные искажения. Причинами искажений являются воздействия различных помех и неидеальность характеристик элементов РСП.

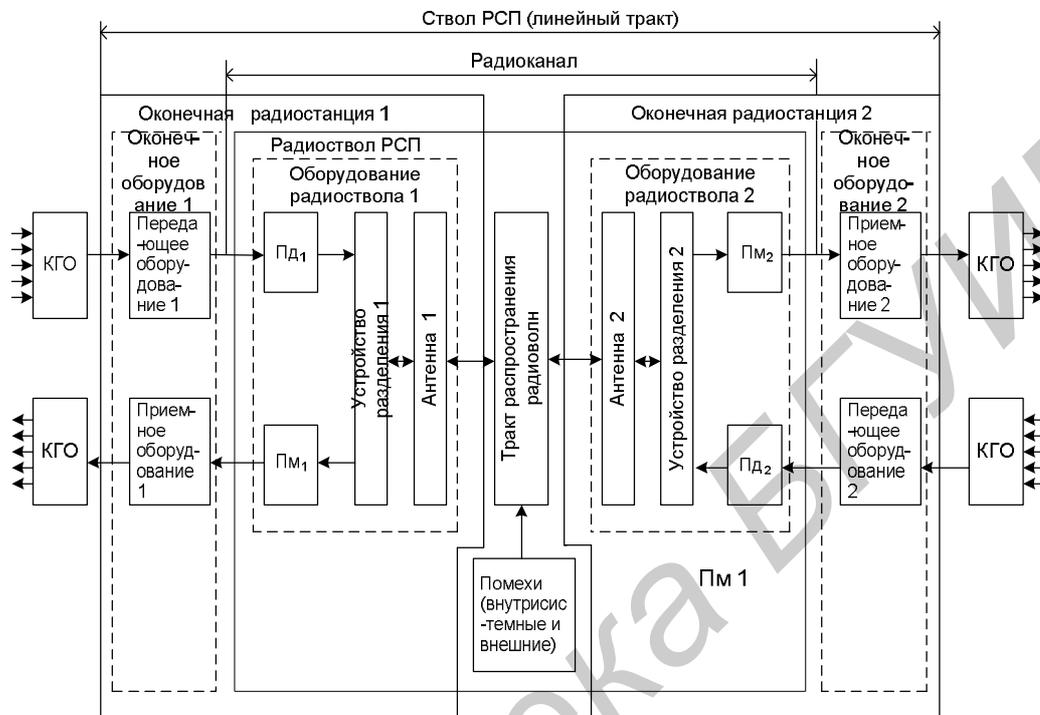


Рис. 1.1. Структурная схема ствола двусторонней РСП

Помехи, возникающие в самой РСП, называются внутрисистемными. К ним относятся: тепловой шум, возникающий в радиоприемнике, оконечном оборудовании, антенно-фидерном тракте, и переходные помехи, возникающие при многоканальной передаче почти во всех элементах РСП. Кроме внутрисистемных помех на любую РСП оказывают влияние помехи от других стволов в многоствольных системах, от других радиоэлектронных средств (РЭС), радиоизлучения космоса, Земли, атмосферы и т.д. Из-за неидеальности характеристик элементов РСП появляются линейные и нелинейные искажения передаваемых сигналов.

Как видно из рис. 1.1, оборудование ствола РСП делится на оконечное оборудование и оборудование радиоствола. Разделение осуществляется на промежуточной частоте (70, 140 МГц и т.д.). Согласно рекомендациям Международного союза электросвязи (МСЭ-Р) цифровые системы радиосвязи могут соединяться с другим оборудованием только на вполне определенных иерархических цифровых скоростях. Такое соединение имеет место на входе оконечного оборудования ствола. Процесс группообразования является внутренним делом для радиосистемы и не стандартизирован, а вот входы и выходы должны быть стандартизированы.

В настоящем пособии основное внимание будет уделено радиостволу, оборудование которого работает на сверхвысоких частотах.

1.2. Передающее оконечное оборудование

На рис. 1.2 приведена упрощенная структурная схема передающего оконечного оборудования (цифрового передатчика). Согласно Рекомендации F.596 МСЭ-Р цифровые системы радиосвязи могут соединяться с другим оборудованием только на вполне определенных иерархических цифровых скоростях.

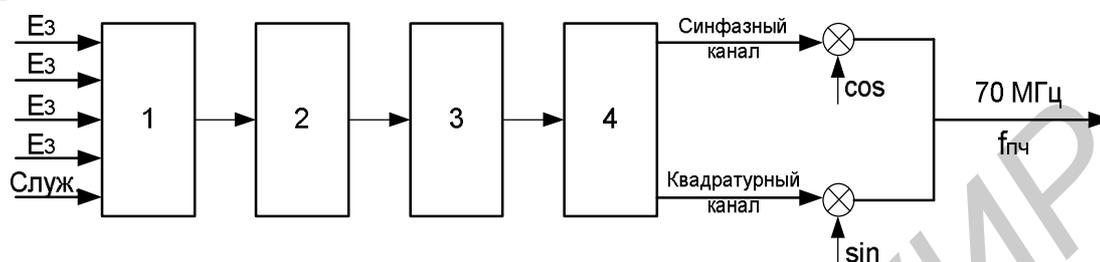


Рис. 1.2. Цифровой передатчик:

- 1 – мультиплексор;
- 2 – скремблер;
- 3 – корректор ошибок;
- 4 – цифро-аналоговый преобразователь

Предположим, что на вход устройства формирования синфазного и квадратурного потоков цифрового передатчика поступают четыре цифровых потока E_3 и служебная информация. Эти потоки объединяются и кодируются самоортогональным сверточным кодом со скоростью 18/19 для обеспечения возможности исправления ошибок. В результате скорость цифрового потока имеет эффективную скорость передачи 150 Мбит/с. Информационные биты далее скремблируются в синхронизированном скремблере, что позволяет обеспечить гладкий излучаемый спектр, свободный от спектральных линий, которые могли бы вызвать значительные помехи в аналоговых радиоканалах, а также гарантирует эффективную синхронизацию и восстановление несущей. Далее сформированный цифровой поток разбивается на два потока, имеющих в два раза меньшую скорость – 75 Мбит/с. Эти потоки используются для формирования синфазного цифрового потока (J) и квадратурного цифрового потока (Q). Затем в цифроаналоговых преобразователях (Ц/А) из трех импульсов каждого потока формируются 8-уровневые отсчеты с амплитудной импульсной модуляцией (АИМ) как в синфазном (J), так и в квадратурном (Q) каналах. Это позволяет формировать 64 ($8 \times 8 = 64$) различных значения комплексного выходного сигнала цифрового передатчика, что приводит к уменьшению полосы частот передаваемого сигнала.

Временные зависимости сигналов формирования квадратурной импульсной модуляции (КАМ) показаны на рис. 1.3–1.8. На рис. 1.3 показан входной цифровой поток 150 Мбит/с (код с возвращением к нулю). На рис. 1.4–1.5 показаны сформированные из входного потока синфазный (нечетные импульсы входного цифрового потока, 1, 3, 5, 7 и т.д. – импульсы) и квадратурный (четные импульсы входного цифрового потока, 2, 4, 6, 8 – импульсы) потоки. Для формирования восьмиуровневых АИМ-отсчетов используем по три временных интервала синфазного и квадратурного цифровых отсчетов. Для рис. 1.4

амплитуда первого АИМ-отсчета определяется 1, 3, 5 импульсами (образуют код 101), 7, 9, 11 импульсы образуют код 011. Импульсы 2, 4, 6 и 8, 10, 12 формируют коды амплитуд АИМ-отсчетов квадратурного потока (101 и 100). Мнимая и действительная части комплексного числа могут иметь как положительное, так и отрицательное значения. Поэтому полагаем, что если старший разряд трехразрядного двоичного числа равен «1», то амплитуда АИМ-отсчета положительна, если «0» – амплитуда АИМ-отсчета отрицательна. Временные зависимости АИМ-отсчетов приведены на рис. 1.6, 1.7. На временном интервале, соответствующем временному положению 1–6 импульсов входного цифрового потока, АИМ-отсчет импульса $J(t)$ положителен (старший разряд кода 101 равен 1), а амплитуда определяется младшими разрядами 01 и равна 1. На временном интервале интервале 7–12 импульсов случайного входного цифрового потока амплитуда АИМ-отсчета отрицательна (старший разряд кода АИМ-отсчета 011 равен нулю), а амплитуда АИМ-отсчета определяется младшими разрядами 11 и равна 3. Аналогично формируется изменение составляющей $Q(t)$. Из рис. 1.6 и рис. 1.7 видно, что длительность импульсов АИМ-отсчетов в шесть раз больше длительности временного интервала, отведенного на передачу одного символа входного цифрового потока. Это означает, что применение формата 64 КАМ позволяет уменьшить ширину спектра выходного сигнала приблизительно в шесть раз. На рис. 1.8 показано изменение амплитуды и фазы выходного сигнала промежуточной частоты. Начальная фаза комплексного сигнала на временном интервале 1–6 входного импульса равна 45 градусов ($J = Q = 1$, $\varphi = \arg \operatorname{tg}(Q/J) = 45$), модуль амплитуды равен $2^{0.5}$. ($U = (J^2 + Q^2)^{0.5}$). На временном интервале 7–12 входных импульсов ($J = 1$, $Q = 0$). Тогда модуль $U = 3$, $\varphi = \arg \operatorname{tg}(Q/J) = 0$.

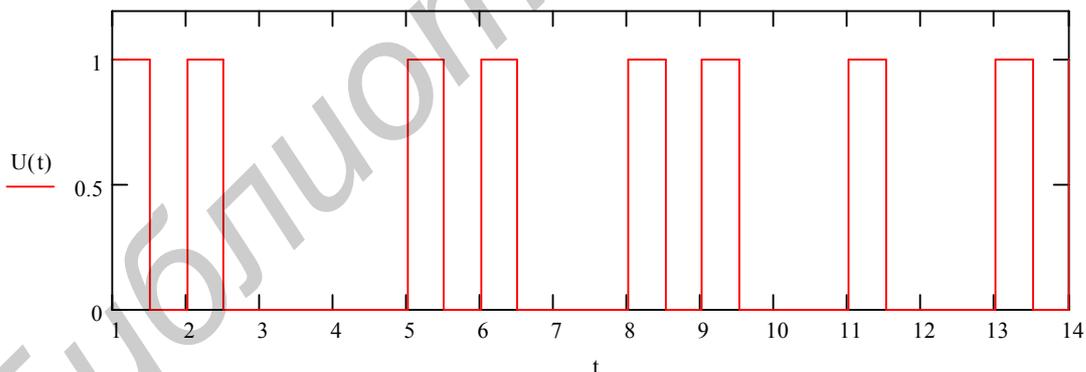


Рис. 1.3. Входной цифровой поток 150 Мбит/с

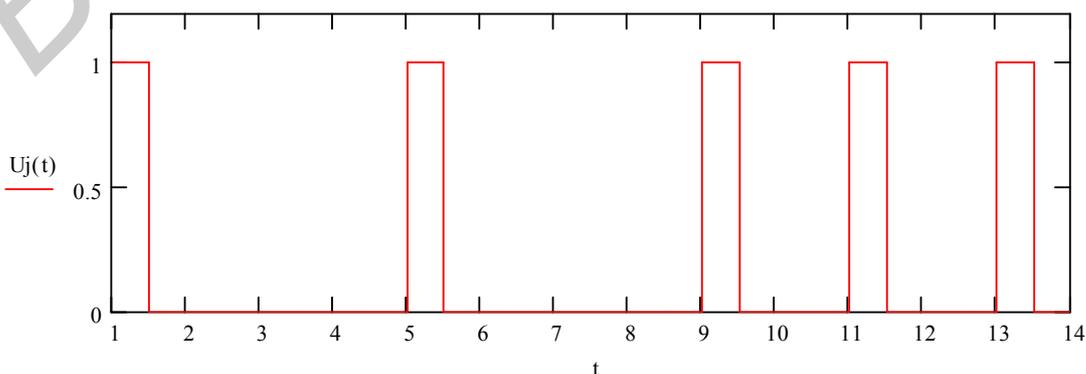


Рис. 1.4. Синфазный цифровой поток

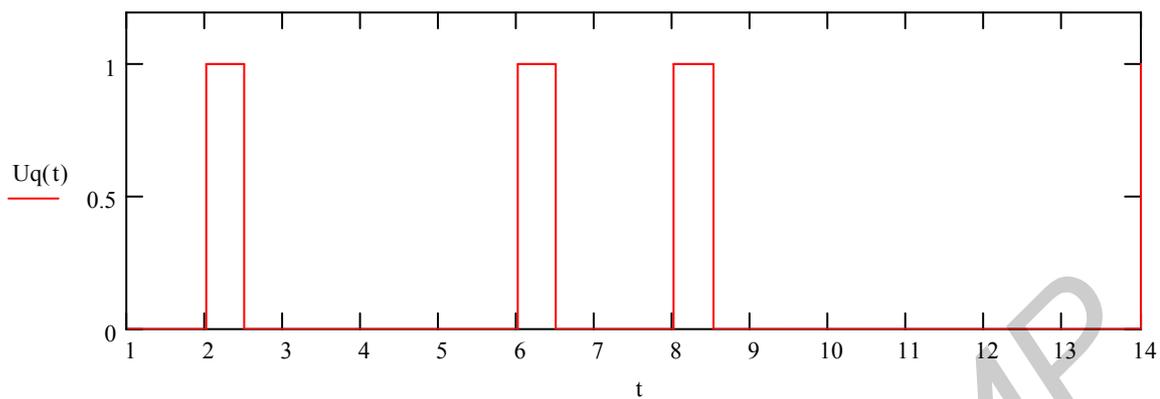


Рис. 1.5. Квадратурный цифровой поток

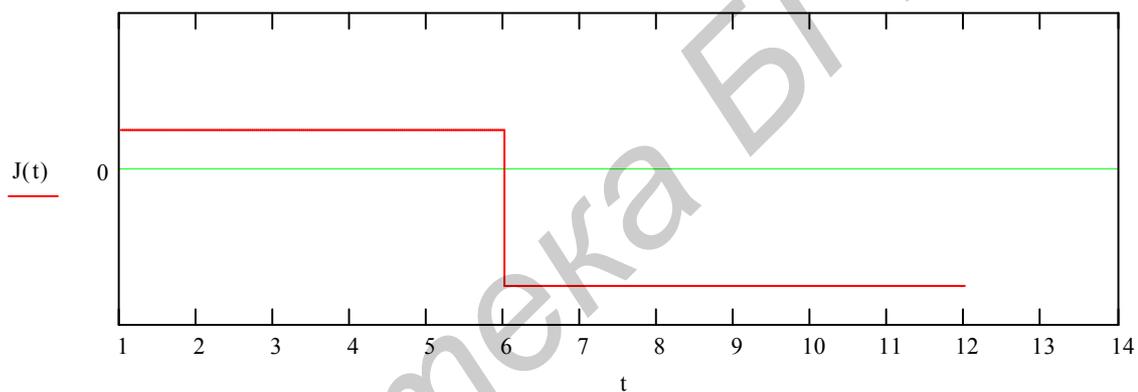


Рис. 1.6. Изменение составляющей $J(t)$

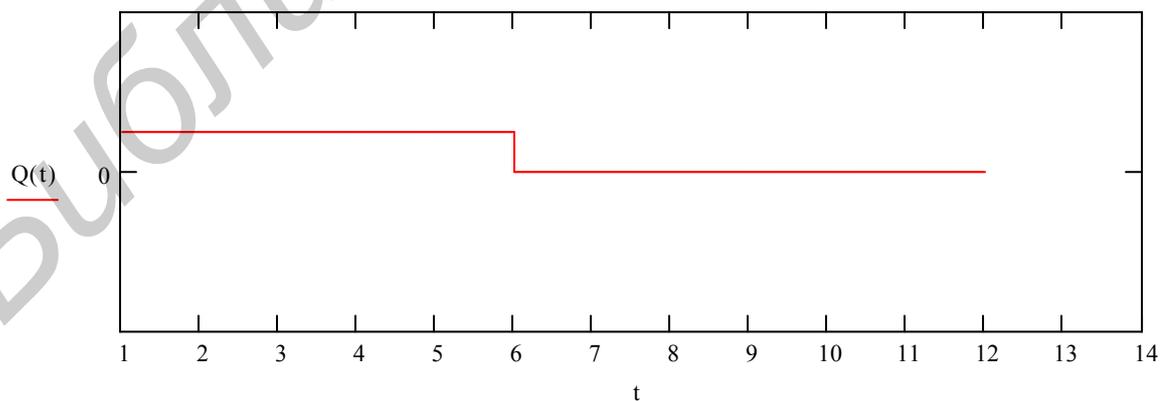


Рис. 1.7. Изменение составляющей $Q(t)$

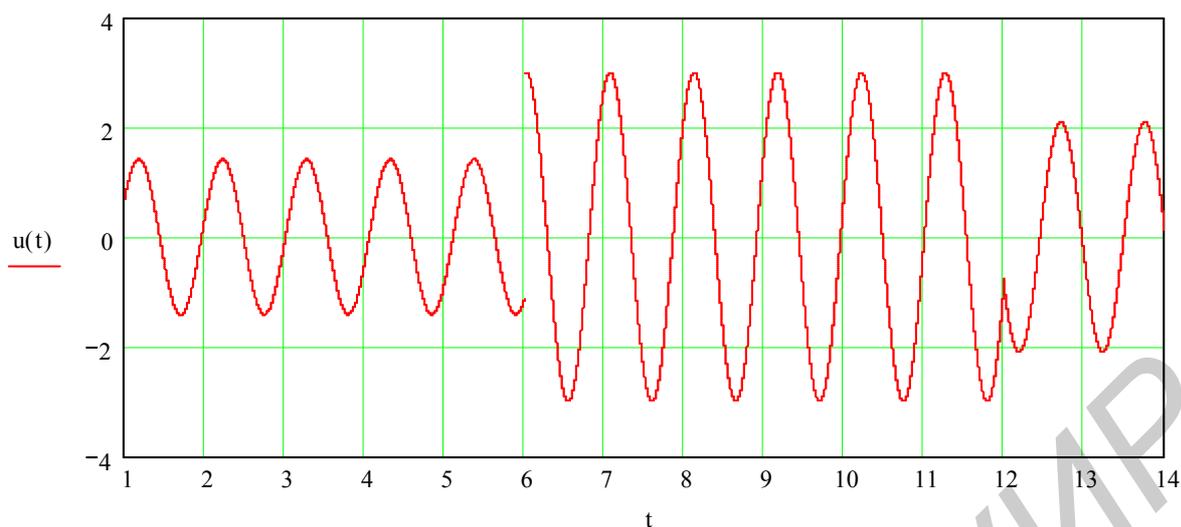


Рис. 1.8. Изменение амплитуды и фазы выходного сигнала цифрового передатчика

Из рис. 1.8. видно, что при КАМ имеет место изменение амплитуды и фазы выходного сигнала, что требует высокой линейности амплитудных характеристик усилителей цифровой РРЛ и малых амплитудно-фазовых преобразований (зависимости фазы выходного сигнала усилителя от амплитуды входного сигнала).

1.3. Приемное оконечное оборудование

Упрощенная структурная схема цифрового приемника показана на рис. 1.9.

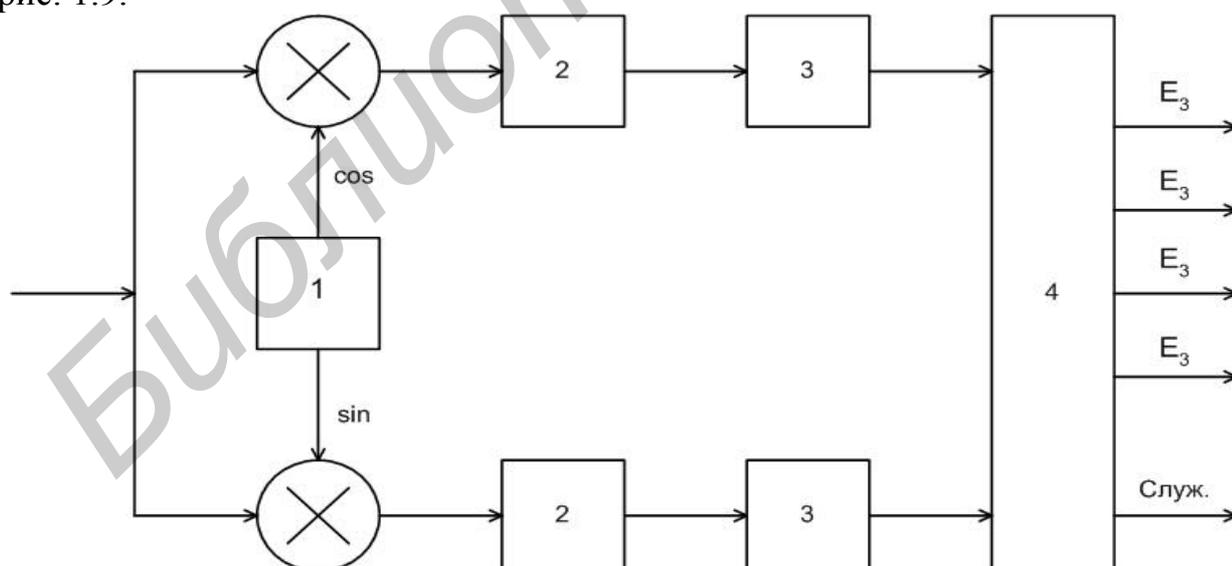


Рис. 1.9. Цифровой приемник:

- 1 – устройство восстановления несущей частоты;
- 2 – фильтр Найквиста;
- 3 – аналогово-цифровой преобразователь;
- 4 – устройство формирования цифровых потоков

Принимаемый сигнал всегда состоит из суммы полезного сигнала и шума (рис. 1.10).

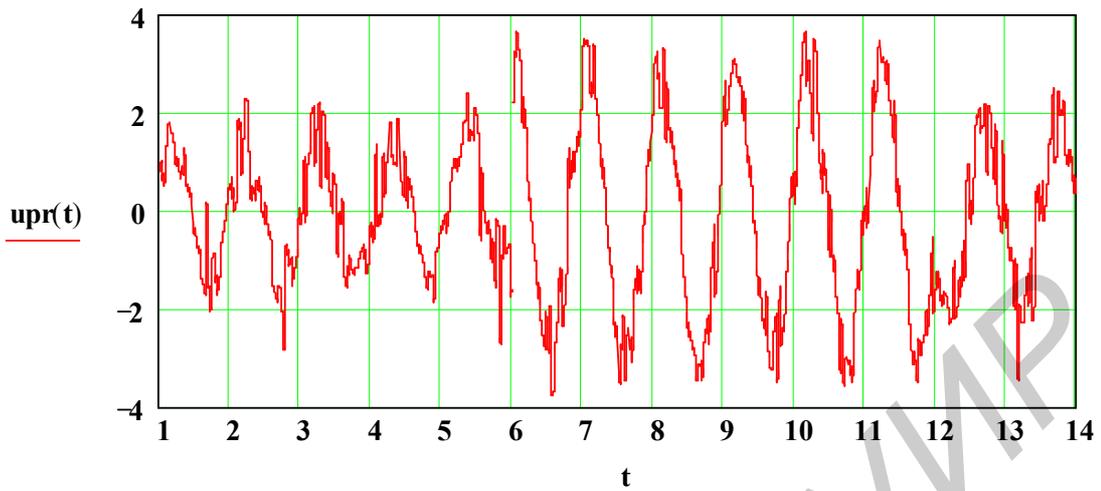


Рис. 1.10. Сигнал на входе цифрового приемника

Устройство восстановления несущей частоты формирует квадратурные составляющие промежуточной частоты 70 МГц, что позволяет обеспечить когерентную демодуляцию принимаемого сигнала 64-QAM и выделить на выходе аналоговых перемножителей (преобразователей частоты) импульсы с амплитудами J и Q (аналогичные импульсам J и Q передатчика, приведенным на рис. 1.11, 1.12).

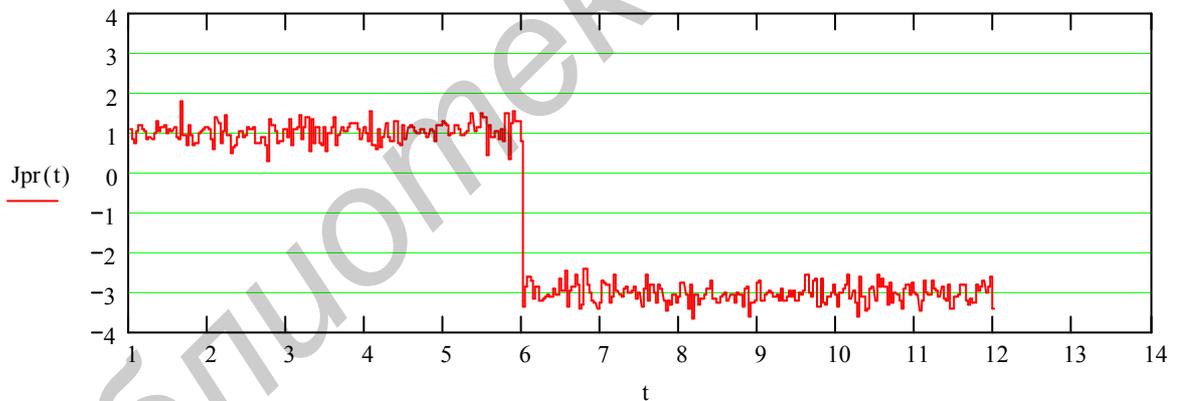


Рис. 1.11. Синфазный сигнал на выходе фазового детектора цифрового приемника

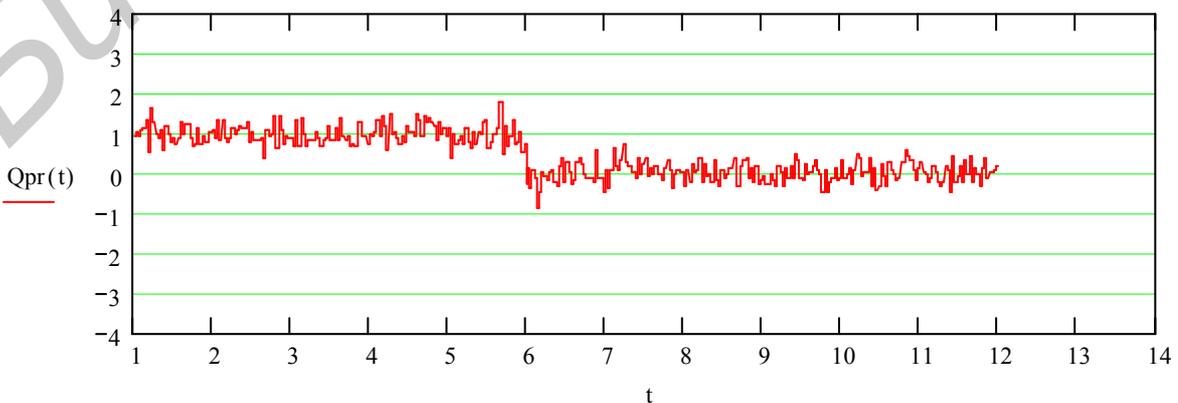


Рис. 1.12. Квадратурный сигнал на выходе фазового детектора цифрового приемника

На выходах трехразрядных АЦП формируются синфазный и квадратурный цифровые потоки, имеющие скорость 75 Мбит/с (соответствуют цифровым потокам передатчика рис. 1.4, 1.5). В схеме выделения цифровых потоков цифровые потоки J и Q объединяются, разуплотняются и дескремблируются. После разуплотнения происходит исправление ошибок и формирование выходных потоков (четыре потока формата E₃ и цифровой поток служебного канала).

1.4. Приемопередающие устройства СВЧ-систем телекоммуникаций

Структурная схема приемопередающего устройства СВЧ (приемопередатчика) приведена на рис. 1.13. На вход передатчика СВЧ поступает модулированный сигнал промежуточной частоты с выхода цифрового передатчика ($f_{\text{ПР}} = 70$ МГц, см. рис. 1.8). Усилитель с регулируемым значением коэффициента усиления устанавливает необходимый уровень сигнала на входе смесителя. Предположим, что выходная частота передатчика равна 9000 МГц. Тогда на второй вход смесителя необходимо подать такую частоту колебания синтезатора частот передатчика ($f_{\text{СПД}}$), чтобы суммарная или разностная частота выходного сигнала была равна 9000 МГц ($f_{\text{СПД}} = 9070$ МГц или $f_{\text{СПД}} = 8930$ МГц). Выберем частоту синтезатора равной 9070 МГц. Спектры входных сигналов смесителя показаны на рис. 1.14. Спектр выходного сигнала реального смесителя содержит спектральные составляющие входных сигналов смесителя ($f = 70$ МГц), синтезатора ($f_{\text{СПД}} = 9070$ МГц), суммарную ($f_{\text{СПД}} + f_{\text{ПЧ}} = 9140$ МГц) и разностную ($f_{\text{СПД}} - f_{\text{ПЧ}} = 9000$ МГц) частоты, (рис. 1.15). На выходе смесителя включен полосовой фильтр, который выделяет спектр выходного сигнала на рабочей частоте передатчика 9000 МГц, (рис. 1.16). Использование в качестве фильтра колебательного контура (фильтр второго порядка) не позволяет обеспечить необходимый уровень ослабления верхней боковой полосы частот смесителя (рис. 1.17). Наличие большого уровня спектральных составляющих на частоте 9140 МГц недопустимо, так как на этой частоте могут работать другие радиоэлектронные средства. Увеличение ослабления второй боковой полосы частот выходного сигнала смесителя может быть достигнуто применением полосового фильтра с прямоугольной АЧХ или увеличением промежуточной частоты сигнала (рис. 1.16–1.19). Увеличение промежуточной частоты позволяет значительно ослабить вторую боковую полосу частот смесителя, но может привести к усложнению схемы РРЛ.

С выхода полосового фильтра сигнал поступает на выходной усилитель. Требования, предъявляемые к выходному усилителю передатчика, в значительной мере определяются видом модуляции сигнала. В системах частотной (FM) модуляции не предъявляются жесткие требования к уровню нелинейных искажений в выходном каскаде передатчика. В системах с квадратурной фазовой манипуляцией (QPSK) и квадратурной амплитудной

модуляцией (КАМ) нелинейные искажения сигнала в выходном каскаде передатчика могут привести к значительному увеличению вероятности ошибки при приеме сигнала. Поэтому при использовании квадратурной амплитудной модуляции в передатчике осуществляется адаптивная регулировка мощности, обеспечивающая минимальное суммарное значение вероятности ошибки.

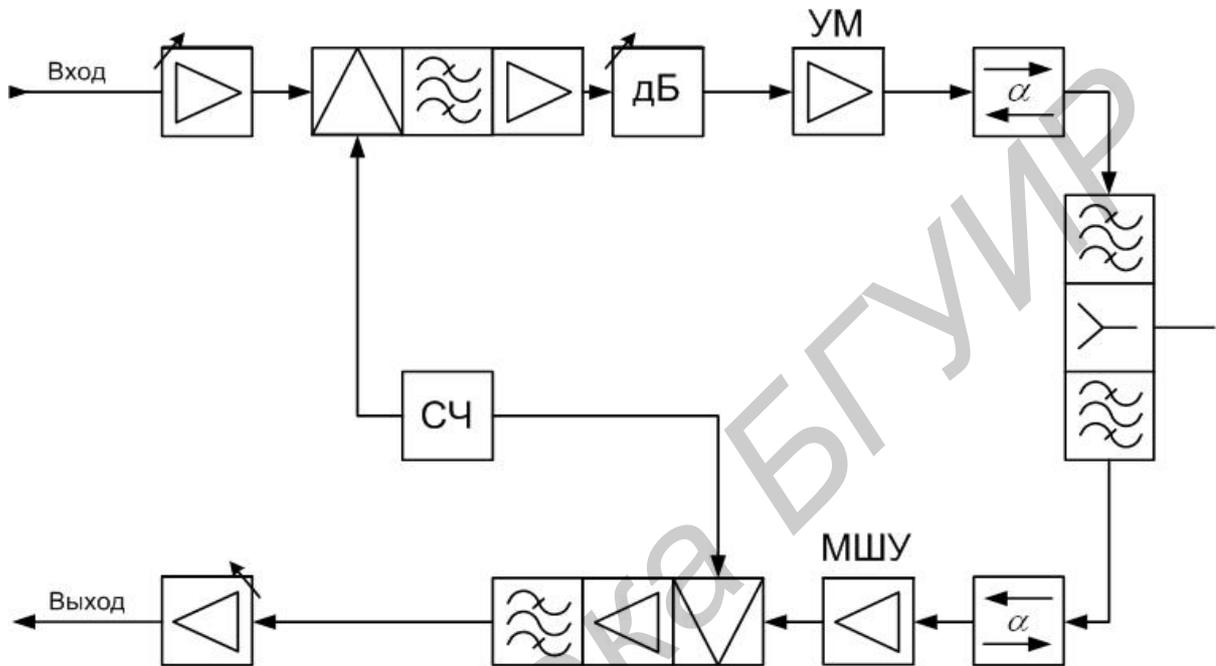


Рис. 1.13. Структурная схема приемопередатчика СВЧ ЦРС:

СЧ – синтезатор частоты

УМ – усилитель мощности;

МШУ – малозумящий усилитель

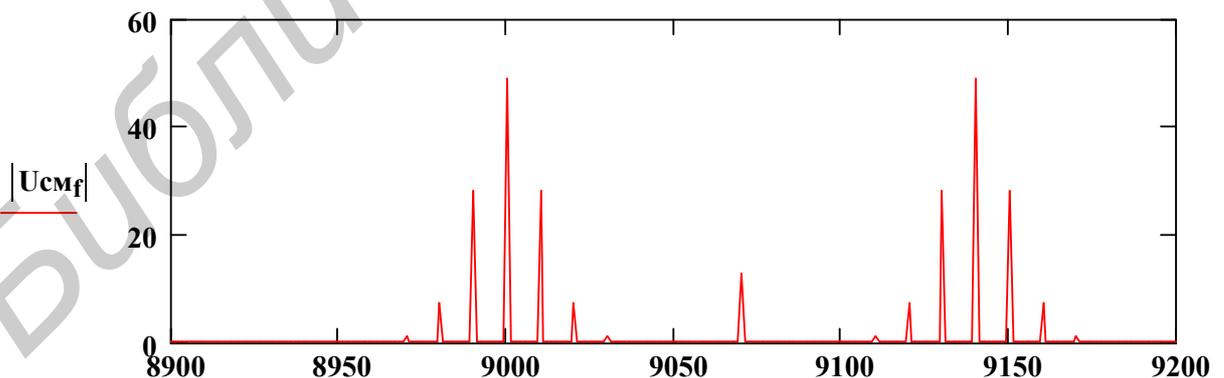


Рис. 1.14. Спектры входного сигнала и синтезатора частот на входах смесителя

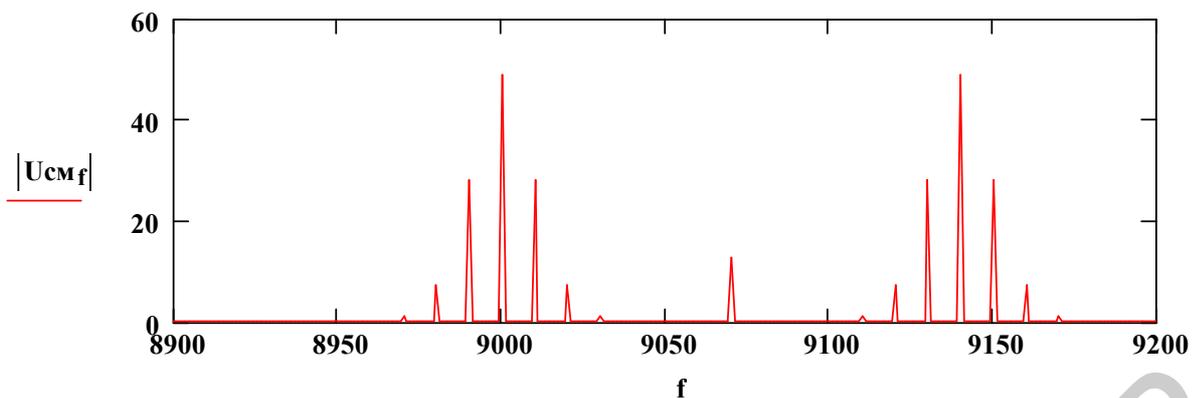


Рис. 1.15. Спектр выходного сигнала смесителя

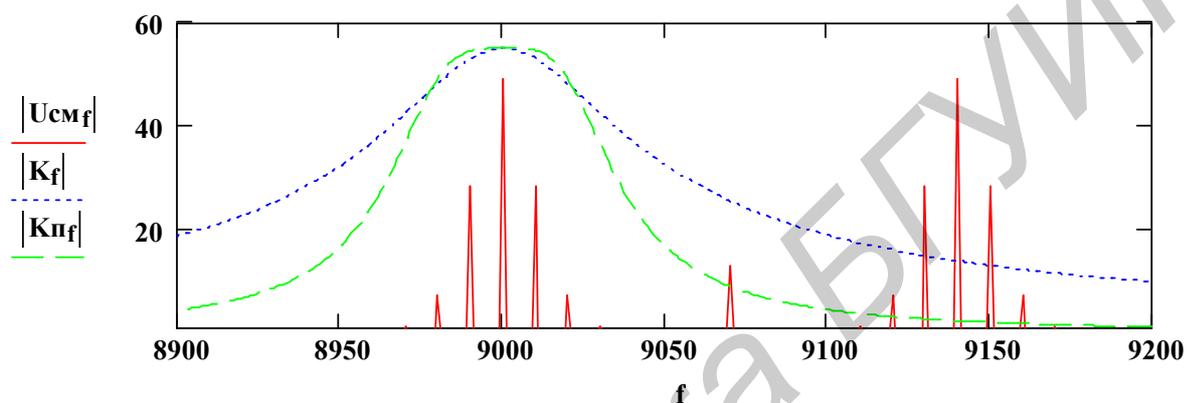


Рис. 1.16. Выделение нижней боковой полосы спектра выходного сигнала смесителя

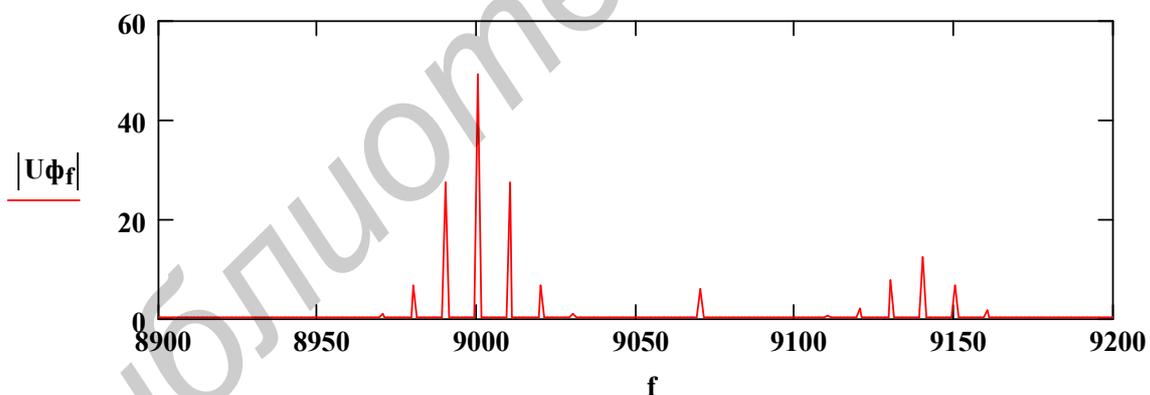


Рис. 1.17. Спектр сигнала на выходе полосового фильтра второго порядка

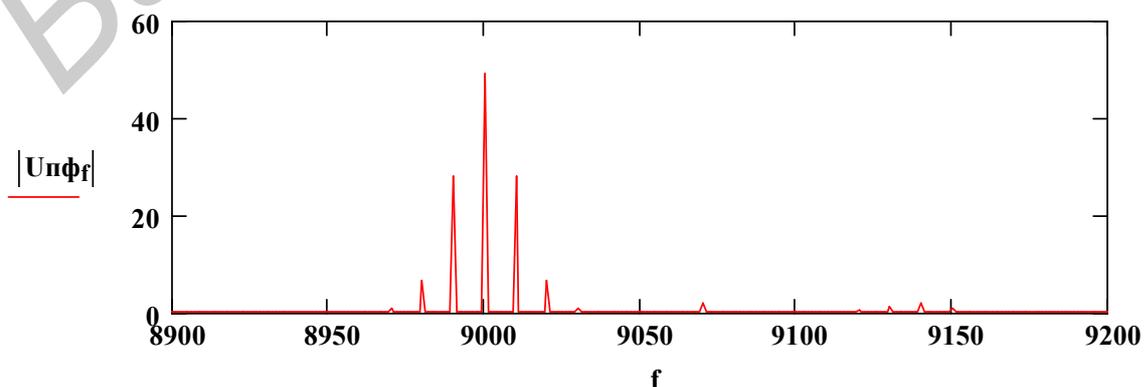


Рис. 1.18. Спектр сигнала на выходе фильтра с прямоугольной АЧХ

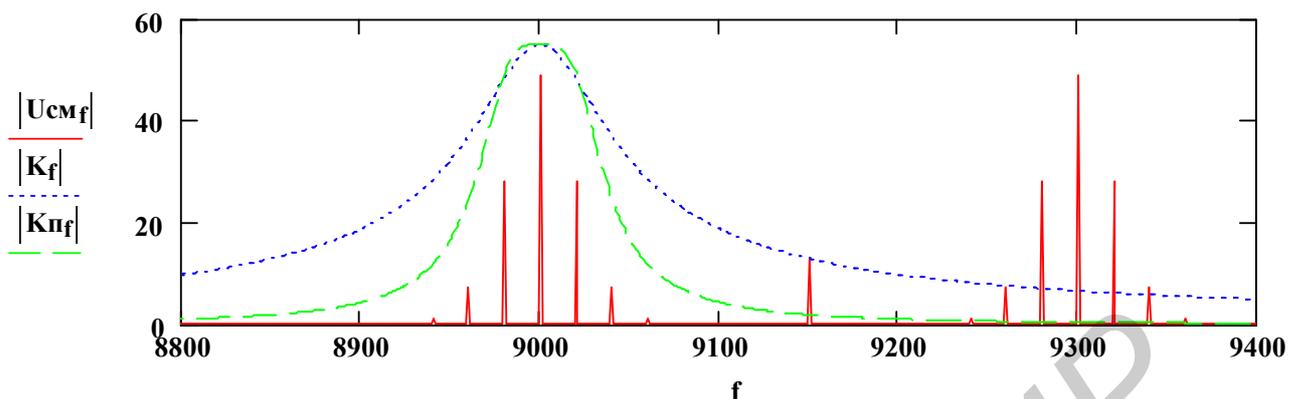
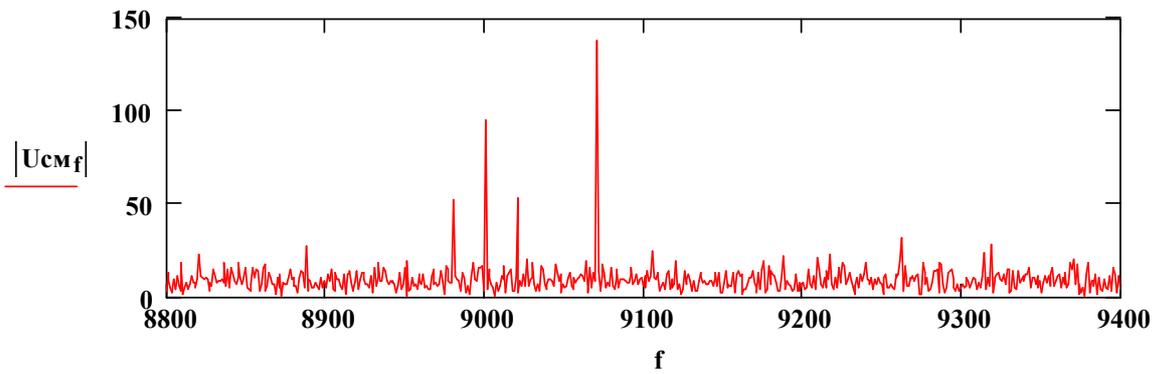


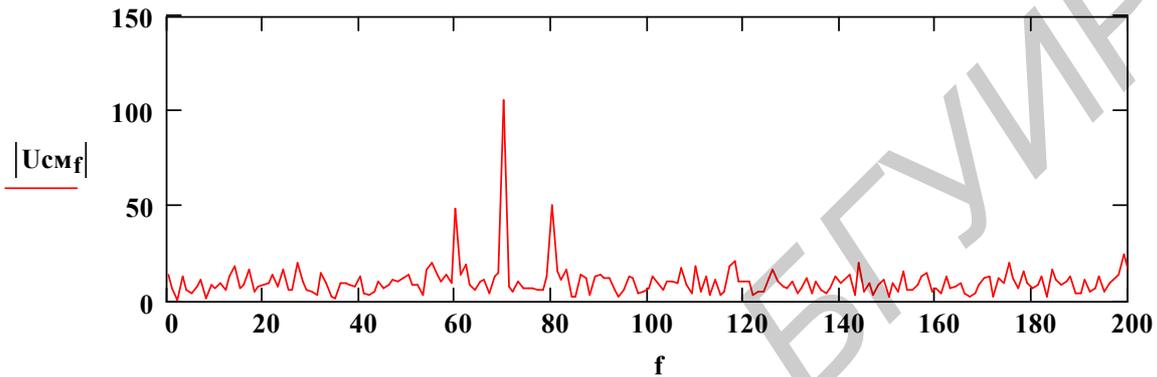
Рис. 1.19. Спектр сигнала на выходе полосового фильтра второго порядка при значении частоты на выходе цифрового передатчика 150 МГц

На приемной стороне сигнал ($f_c = 9000$ МГц) через полосовой фильтр поступает на вход малошумящего усилителя (МШУ), усиливается на 15...20 дБ и поступает на смеситель. Кроме полезного сигнала на входе смесителя всегда присутствует некоторая мощность шума (шумы атмосферы, промышленные помехи, шумы приемника и др.). На второй вход смесителя поступает сигнал гетеродина, формируемый синтезатором частот приемника (частота гетеродина $f_T = 9070$ МГц, или 8930 МГц). Спектры входных сигналов смесителя показаны на рис. 1.20, а. На выходе смесителя выделяется сигнал промежуточной частоты, равный разности частот принимаемого сигнала и сигнала гетеродина ($f_{ПР} = 70$ МГц, рис. 1.20, б).

Однако при частоте сигнала гетеродина $f_T = 9070$ МГц и поступлении на вход смесителя сигнала помехи с частотой $f_{П} = 9140$ МГц на выходе смесителя также выделится сигнал промежуточной частоты 70 МГц ($f_{П} - f_T = 9140 - 9070 = 70$ МГц). Такой канал приема называется зеркальным каналом. Подавление (ослабление) зеркального канала может быть обеспечено полосовым фильтром, установленным на входе приемного устройства и настроенным на частоту принимаемого сигнала (рис. 1.21). В приемопередающих устройствах этот фильтр одновременно обеспечивает подавление сигнала передатчика, поступающего на вход приемного устройства в результате неидеальной развязки передатчик–приемник. Из рис. 1.21 видно, что при выбранном значении промежуточной частоты приемника 70 МГц применение одноконтурного входного фильтра обеспечивает малое ослабление сигнала зеркального канала. Величина ослабления может быть увеличена как увеличением промежуточной частоты приемника (рис. 1.22), так и применением фильтров, обеспечивающих более значительное ослабление сигналов вне полосы рабочих частот приемного устройства (рис. 1.23).



а



б

Рис. 1.20. Спектры входных и выходного сигналов смесителя приемника при $f_{ГП} = 70$ МГц:
а – спектры сигналов на входах смесителя;
б – спектр выходного сигнала смесителя

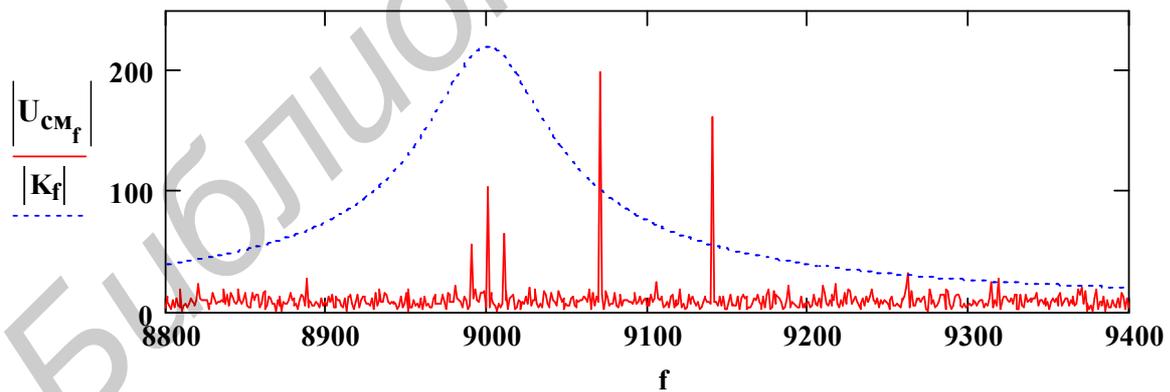


Рис. 1.21. Прием зеркального канала при $f_{ГП} = 70$ МГц

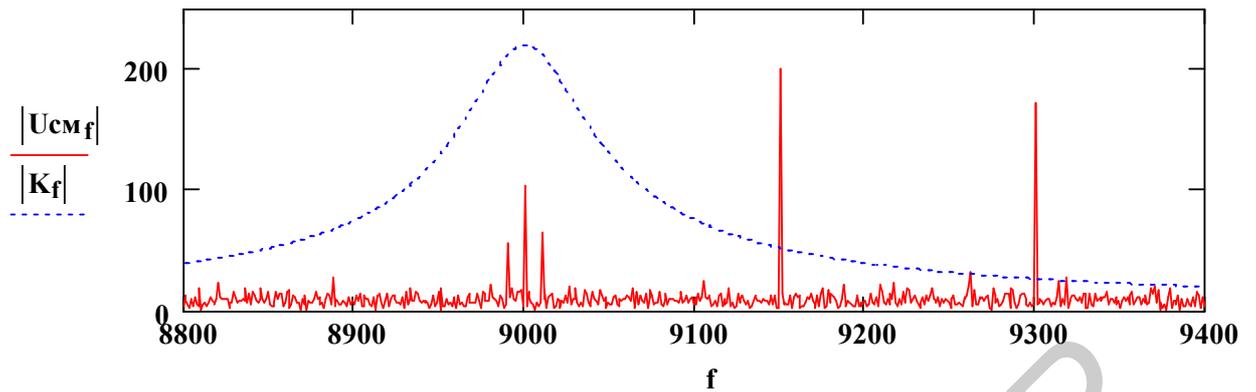


Рис. 1.22. Спектры входных и выходного сигналов смесителя приемника при $f_{\text{ПР}} = 130$ МГц

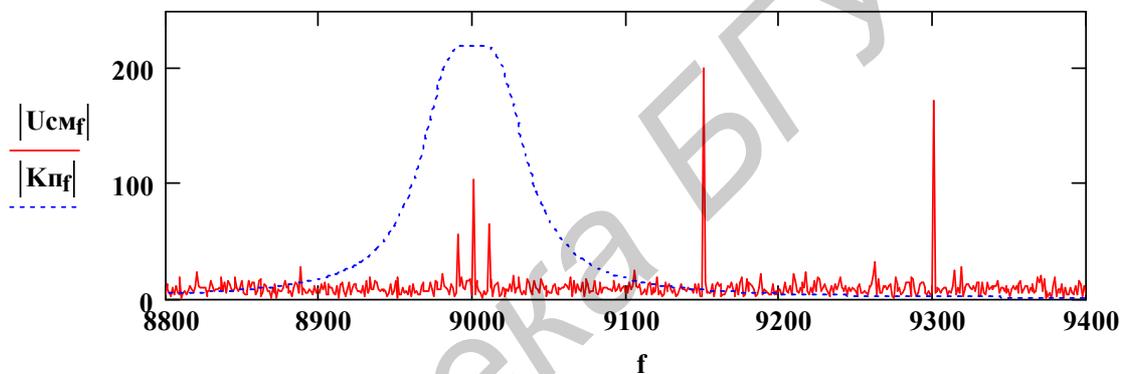


Рис. 1.23. Прием зеркального канала при $f_{\text{ПР}} = 130$ МГц

1.5. Приемопередающие модули миллиметрового диапазона длин волн

В диапазоне частот более 40 ГГц отсутствуют мощные транзисторные усилители. В выходных каскадах радиопередающих устройств используются усилители на ЛПД, которые обладают большими нелинейными искажениями, что затрудняет применение квадратурной амплитудной модуляции. Поэтому в миллиметровом диапазоне длин волн используется 4-позиционная модуляция типа 4-ФМн, частотная и даже амплитудная модуляция. Упрощенная функциональная схема приемопередатчика на основе ЛПД приведена на рис. 1.24. Для обеспечения хорошей долговременной и кратковременной стабильности опорный гетеродин работает на частоте 6...8 ГГц и стабилизирован диэлектрическим резонатором. Выходной сигнал гетеродина поступает на активные умножители частоты (3), на выходах которых формируются необходимые частоты сигналов балансного смесителя приемника (7) и ЛПД-преобразователя частоты (8). Основные параметры приемопередатчиков миллиметрового диапазона длин волн приведены в таблице.

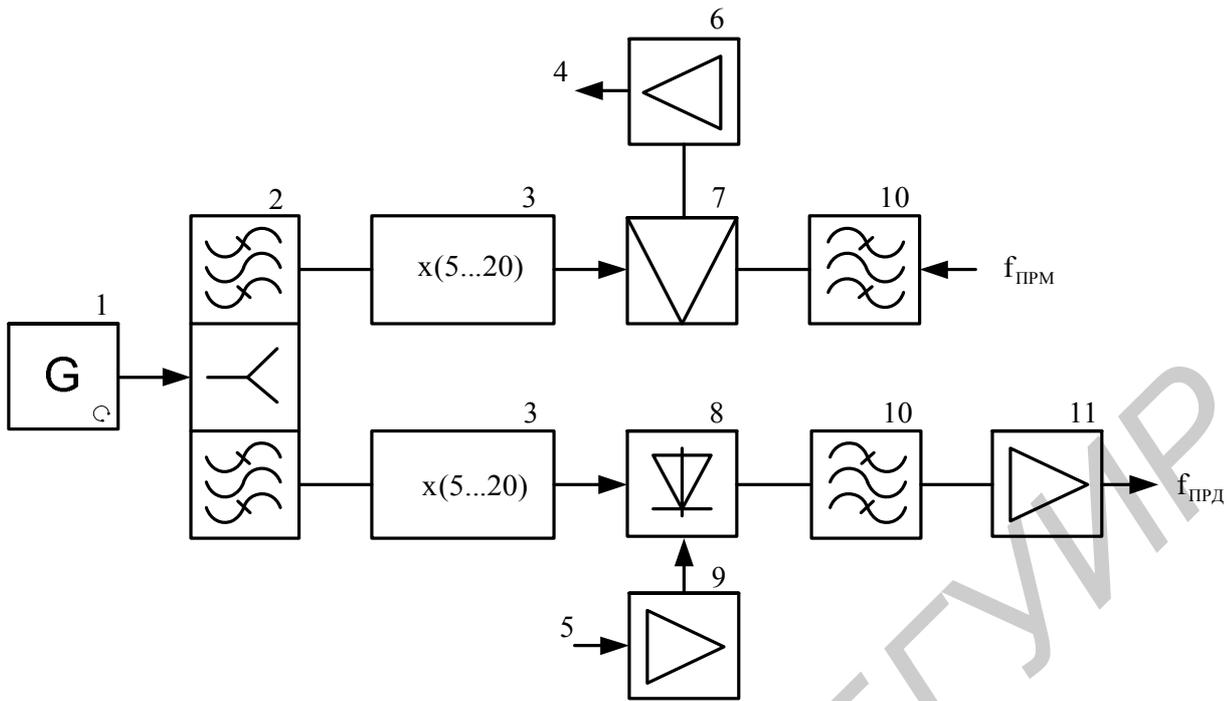


Рис. 1.24. Упрощенная функциональная схема приемопередатчика на основе ЛПД:

- 1 – опорный гетеродин (6...8 ГГц) или СЧ;
- 2 – делитель мощности с ППФ;
- 3 – УЧ с коэффициентом умножения 5...20;
- 4 – выход сигнала ПЧ;
- 5 – вход информационного сигнала;
- 6 – МШУ;
- 7 – балансный смеситель;
- 8 – ЛПД-преобразователь;
- 9 – усилитель;
- 10 – ППФ;
- 11 – выходной ЛПД-усилитель мощности

Существенным недостатком приемопередатчика на основе ЛПД являются значительные нелинейные искажения, обусловленные нелинейной комплексной характеристикой ЛПД-преобразователя и выходного ЛПД-усилителя. Это затрудняет применение квадратурной амплитудной модуляции в передатчиках миллиметрового диапазона длин волн.

Основные параметры приемопередатчиков миллиметрового диапазона длин волн на основе активных УЧ

Параметр	M353-38	M353-42	M353-60	M353-94
Диапазон частот (литерное исполнение), ГГц	36...40	40...45	58...63	92...96
Диапазон частот опорного гетеродина, МГц	6900...8300	6400...7800	7000...8100	6800...7700
Коэффициент умножения	5	6	8	13
Мощность входного сигнала, дБм	0...3	0...3	0...3	0...3
Выходная мощность передатчика, дБм	+23 (200 мВт)	+23 (200 мВт)	+23 (200 мВт)	+23 (200 мВт)
КШ приемника, дБ	8	8	9	10
Диапазон сигнала ПЧ, МГц	1400...1900	1400...1900	1400...2100	1400...2100
Ширина полосы канала ПЧ, МГц	30...300	30...300	30...500	30...500
Коэффициент усиления по ПЧ, дБ	25	25	20	20

1.6. Многоканальные частотные объединительные устройства

Частотные объединительные устройства (ЧОУ) позволяют обеспечить развязку между приемным и передающими трактами (рис. 1.25), работу нескольких приемопередатчиков на одну общую антенную систему. Такое построение микроволновых систем целесообразно в диапазонах частот до 10...15 ГГц. (В миллиметровом диапазоне длин волн диаметр антенного устройства редко превышает 0,3...0,4 м, что позволяет использовать отдельное антенное устройство для каждого приемопередатчика). Основная проблема проектирования ЧОУ сводится к нахождению компромисса между потерями в каждом канале связи и величиной частотной развязки между соседними каналами системы.

Одним из основных элементов ЧОУ является полосовой фильтр. Тип фильтра главным образом определяется частотным диапазоном и заданными техническими требованиями. В любом случае фильтры должны давать ми-

нимальные потери в полосе пропускания при заданной крутизне амплитудной характеристики.

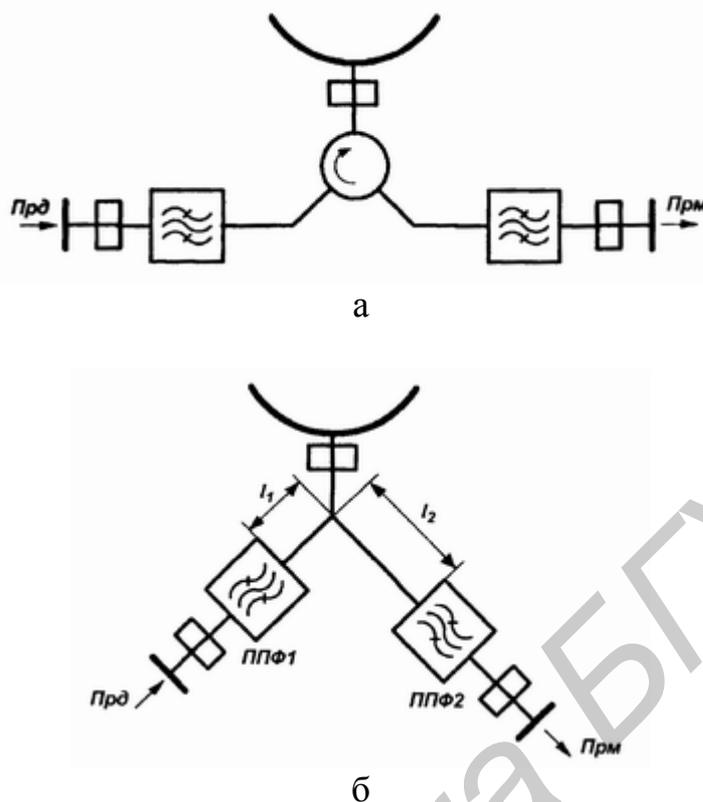
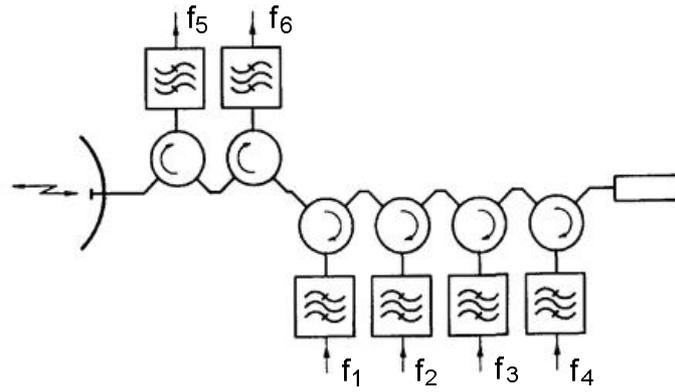


Рис. 1.25. Диплексор на основе Y-циркулятора (а) и волноводного тройника с ППФ (б)

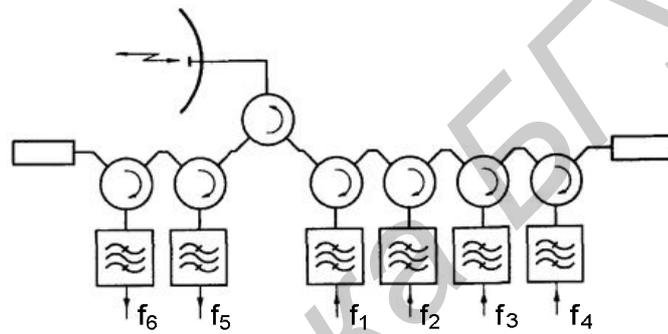
Самым простым примером ЧОУ служит диплексор. Сигнал передатчика через полосовой фильтр и ферритовый циркулятор поступает в антенну и излучается. Принимаемый сигнал через полосовой фильтр поступает на вход приемного устройства.

С использованием циркуляторов можно создавать достаточно сложные схемы ЧОУ, с помощью которых к одной антенне можно подсоединять десятки частотных стволов передатчиков и приемников, как показано на рис. 1.26. Сигнал передатчика, работающего на частоте f_4 , распространяясь в направлении, указанном стрелками циркулятора, поступает на фильтр соседнего передатчика, настроенный на частоту f_3 . Так как частота фильтра не соответствует частоте передатчика f_4 , сигнал передатчика f_4 отражается и вместе с сигналом передатчика f_3 поступает на фильтр второго передатчика, настроенного на частоту f_2 , где они отражаются и суммируются с сигналом передатчика f_2 . На фильтре f_1 происходит отражение сигналов передатчиков f_2, f_3, f_4 , суммирование с сигналом передатчика f_1 . С фильтра f_1 через циркулятор сигналы всех передатчиков поступают в антенну. При этом из-за последовательного построения для канала, располагаемого дальше от антенны, суммарные потери тракта ЧОУ будут больше, чем у канала, находящегося ближе к антенне.



Стволы приема

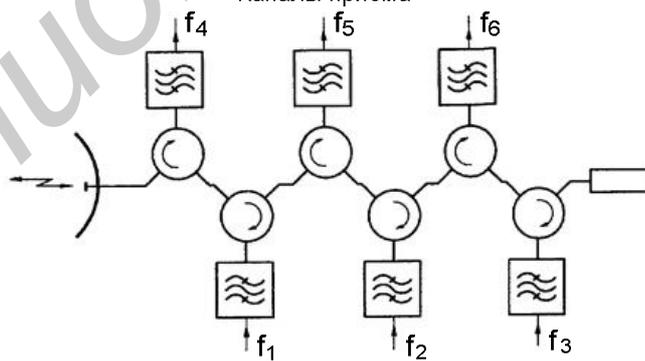
а



Стволы передачи Стволы приема

б

Стволы приема



Стволы передачи

в

Рис. 1.26. Схемы построения объединителей-разъединителей на основе последовательного соединения трёхплечих циркуляторов с разными вариантами подключения каналов приема и передачи:

- а – последовательное;
- б – раздельное через один общий циркулятор;
- в – смешанное раздельное

Объединители второй группы представляют собой, как правило, отрезок частотно-независимой (или частотно-зависимой) линии полоскового, коаксиального или волноводного типа. В этом случае канальные полосковые фильтры подключаются к разделительной линии через отрезки передающих линий определенной длины и на определенном расстоянии друг от друга. Например, для ЧОУ волноводного типа в качестве разделителя используются волноводные тройники в Н- или Е-плоскости. Такие ЧОУ обычно строятся по параллельной схеме частотной селекции. Потери в них определяются, в основном, потерями, вносимыми канальными фильтрами, а развязка между каналами – крутизной АЧХ этих фильтров.

Достоинством ЧОУ с параллельной схемой частотной селекции является то, что они эффективно сочетают работу приемников и передатчиков на одну антенну.

ЧОУ такого типа экономически выгодно применять при большом разнесении частот соседних каналов по сравнению с ЧОУ на ферритовых и гибридных элементах. Существенным недостатком таких систем является взаимное влияние канальных фильтров, что значительно усложняет их отработку и настройку.

Важнейшими элементами радиоэлектронной аппаратуры являются передающие линии и колебательные системы. Особо важное значение они приобретают при переходе к сверхвысоким частотам. Существенным обстоятельством, влияющим на поведение и свойства передающих линий СВЧ, является то, что протяжённость этих линий соизмерима с длиной волны и, как правило, превышает её. Поперечные размеры линии также оказываются соизмеримы с длиной волны. Последнее приводит к ряду новых явлений, выходящих далеко за рамки теории длинных линий. Поэтому методы канализации сверхвысокочастотной энергии претерпевают глубокие изменения.

2. НАПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ И ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ СВЧ-ДИАПАЗОНА

2.1. Введение

Направляющей системой, или линией передачи, называют устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных колебаний и направляющее поток электромагнитной энергии в нужном направлении. Такие направляющие линии используются для передачи сигналов от передатчика к антенне и от антенны к приёмнику, для соединения блоков аппаратуры, объединения отдельных устройств в отдельный модуль. На отрезках линии передачи строятся колебательные системы, фильтры, частотно-разделительные устройства и др.

Наиболее характерной передающей линией диапазона СВЧ является волновод – металлическая труба, по которой осуществляется передача энергии.

Линейные размеры колебательных цепей при сверхвысоких частотах также неизбежно оказываются сравнимыми с длиной волны. Поэтому концепция контуров с сосредоточенными постоянными теряет свой смысл. В качестве колебательных систем СВЧ используются микрополосковые резонаторы, имеющие много общего с волноводными и микрополосковыми линиями.

Передающие линии и резонаторы находят широкое применение в аппаратуре СВЧ. С помощью этих устройств создаются аналоги всех элементов цепей, известных на более низких частотах, – индуктивностей, ёмкостей, активных сопротивлений линий. Различные комбинации передающих линий СВЧ и неоднородностей позволяют создавать полосовые и заграждающие фильтры, трансформаторы, мостовые схемы и другие типы многополюсников, а также ряд устройств, неизвестных или редко применяемых на более низких частотах.

2.2. Недостатки обычных передающих линий и колебательных контуров в диапазоне СВЧ

При передаче энергии на сравнительно низких частотах широкое применение находят открытые двухпроводные длинные линии.

Устройство жесткой коаксиальной линии и гибкого коаксиального кабеля показано на рис. 2.1. В этих линиях роль одного проводника играет внутренний стержень (жила), а роль второго проводника выполняет наружная металлическая труба или гибкая металлическая оплетка. Структура электрического и магнитного полей бегущей волны в коаксиальной и двухпроводной линиях показана на рис. 2.2.

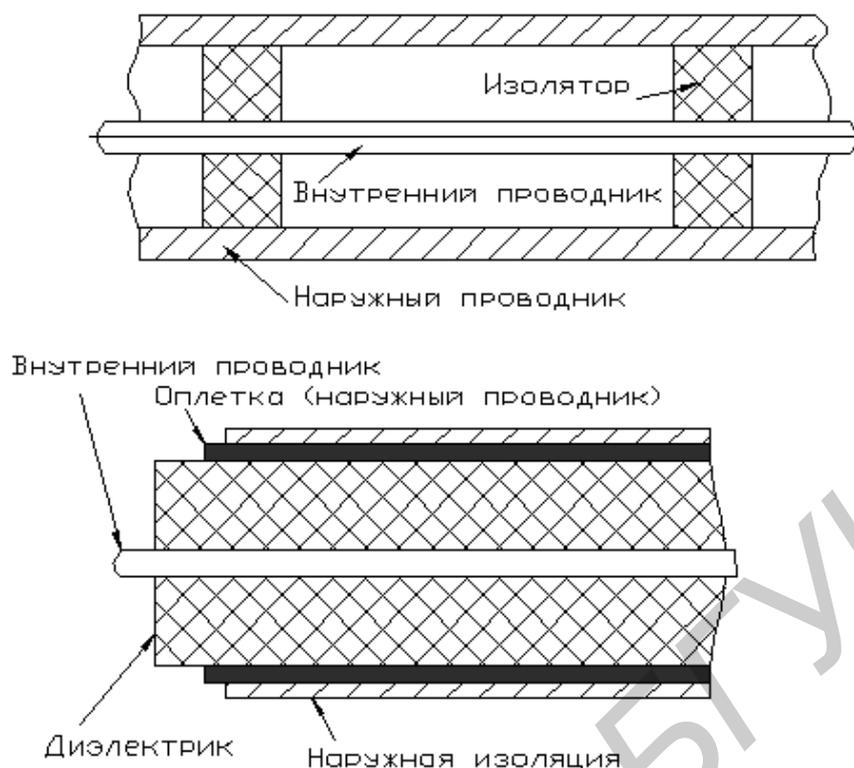


Рис. 2.1. Жесткая коаксиальная линия и гибкий коаксиальный кабель с диэлектрическим наполнением

Как двухпроводные, так и коаксиальные линии не свободны от некоторых недостатков, особенно сильно проявляющихся по мере повышения рабочей частоты.

1. Металлические проводники двухпроводных и коаксиальных линий недостаточно жёстки и нуждаются в поддерживающих устройствах. Так, в коаксиальные линии оказывается необходимым вводить шайбы из диэлектрика или применять сплошное диэлектрическое заполнение (см. рис. 2.1). Обеспечение жёстких допусков на взаимное расположение проводников и, следовательно, на электрические параметры линии наталкивается на ряд трудностей. Неоднородности, которые присутствуют по длине линии, вызывают нежелательное отражение волн, затрудняющее согласование. Наконец, за счёт малой механической жёсткости возможно появление вибраций проводников, что также должно влиять на электрические характеристики линии.

2. С увеличением частоты возрастают активные потери в металле и диэлектрике, что приводит к быстрому затуханию волны, бегущей вдоль линии. Особенно сильное затухание наблюдается в кабелях со сплошным диэлектрическим наполнением.

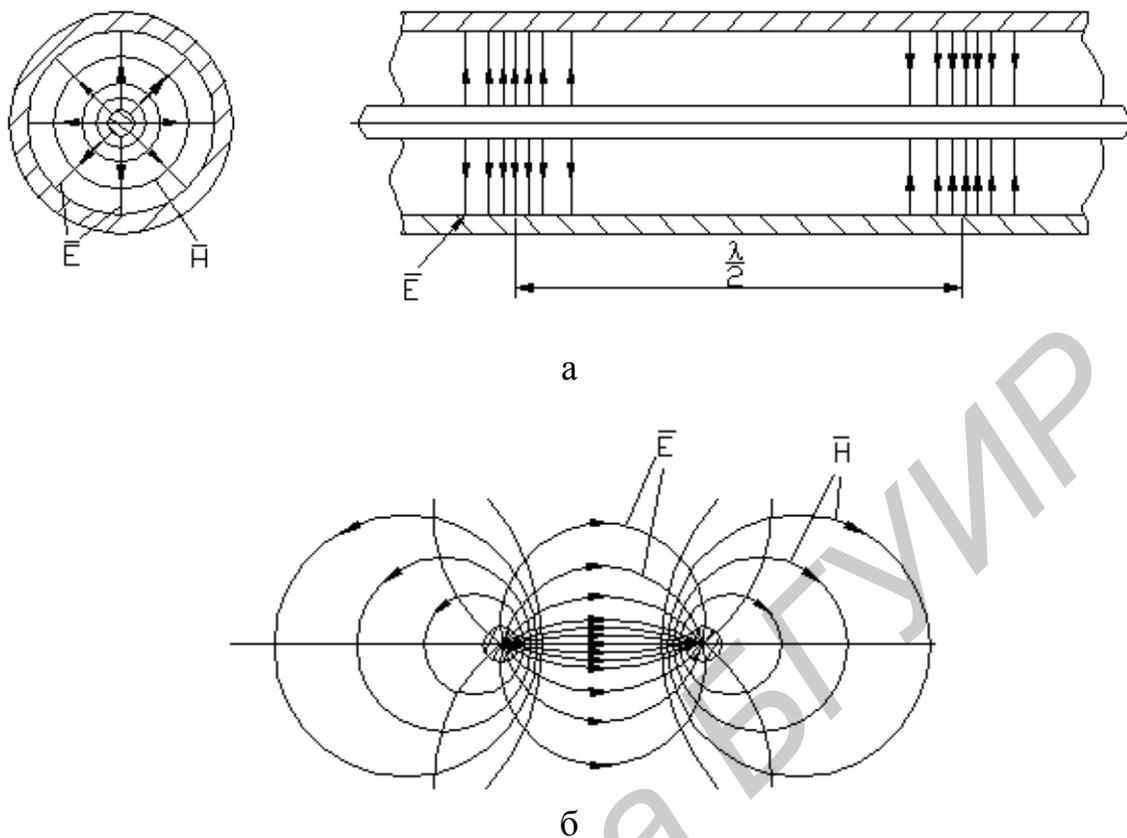


Рис. 2.2. Структура электрического и магнитного полей в режиме бегущей волны в обычных передающих линиях:
 а – коаксиальная линия (поперечное и продольное сечение);
 б – двухпроводная линия

3. Дополнительным источником потерь в открытых двухпроводных линиях является излучение, обусловленное сравнимостью длины волны и поперечных размеров линии. Наряду с потерями передаваемой энергии излучение нежелательно и с точки зрения наводок на окружающую аппаратуру. Это излучение, резко возрастающее с увеличением частоты, кладёт предел применению двухпроводных линий, начиная с нижней части дециметрового диапазона. Очевидно, что коаксиальная линия обеспечивает полную экранировку (см. рис. 2.2), если толщина стенок наружного проводника превышает глубину проникновения поля в металл на данной частоте. С этой точки зрения коаксиальная линия значительно более соответствует применению на сверхвысокой частоте, нежели двухпроводная линия.

4. Одним из крупных недостатков как двухпроводных, так и коаксиальных линий является их низкая пробивная прочность, характеризуемая мощностью, при которой в режиме бегущей волны наступает электрический пробой между проводниками линии. С повышением частоты поперечные размеры фидеров необходимо уменьшать примерно пропорционально длине волны во избежание появления высших типов волн, затрудняющих практическое использование линий. Поэтому на волнах сантиметрового диапазона и

даже на дециметровых волнах обычные передающие линии не в состоянии обеспечить передачу больших мощностей, получаемых от современных генераторов и усилителей СВЧ.

5. Если длинная линия предназначена для передачи малой мощности, то проблема электрического пробоя теряет свою остроту. Тем не менее, уменьшение расстояния между проводниками, необходимое при повышении рабочей частоты, увеличивает трудности механического изготовления линий. Перечисленные недостатки делают нежелательным применение открытых двухпроводных линий уже на волнах дециметрового диапазона. Что касается коаксиальной линии, то на сегодня она одна из наиболее распространенных и применяемых линий передачи. Области ее применения – от домашнего телевизионного кабеля до микроминиатюрных соединительных линий миллиметрового диапазона. Однако во всех случаях, когда необходимо передать с малыми потерями большую мощность, например от передатчика к антенне радиолокационной станции, коаксиальные линии оказываются непригодными в диапазоне СВЧ.

Использование обычных колебательных контуров с сосредоточенными постоянными (контуров типа LC) на сверхвысоких частотах наталкивается на те же затруднения, с которыми приходится сталкиваться при работе с обычными длинными линиями.

В результате роста потерь на излучение, потерь в металле (за счет скин-эффекта) и потерь в диэлектрике добротность колебательного контура падает. Резонансное сопротивление контура также уменьшается. Поэтому даже на дециметровых волнах трудно создавать контуры типа LC, обладающие высокой частотной селективностью. С другой стороны, чем короче длина волны, тем меньше должны быть индуктивность и емкость и, следовательно, меньше геометрические размеры контура. С уменьшением размеров приходится снижать рабочие напряжения в контуре во избежание электрических пробоев. Одновременно оказывается необходимым снижать мощность, рассеиваемую на элементах контура.

Теория длинных линий показывает, что роль колебательных систем могут играть отрезки двухпроводных линий, длина которых соизмерима с рабочей длиной волны. Подобные контуры с распределенными постоянными обладают явными преимуществами в сравнении с контурами типа LC, но вместе с тем сохраняют и все недостатки, присущие обычным длинным линиям. Таким образом, применение открытых колебательных контуров как с сосредоточенными, так и с распределенными постоянными не решает проблему колебательных цепей сверхвысоких частот.

2.3. Особенности характеристик линий передач СВЧ

Физические свойства любого бесконечно малого отрезка линии передач характеризуются индуктивностью dL , продольным активным сопротивлением dR , емкостью dC и поперечной активной проводимостью dG (характеризует потери в диэлектрике линии передачи, потери на излучение и т.д., рис. 2.3, а).

Если эти параметры распределены равномерно вдоль линии передачи, то линия называется однородной. Для сравнения параметров однородных линий используются погонные параметры – параметры, характерные для единицы длины линии (L_0, C_0, R_0, G_0). Одним из основных параметров линии передачи является волновое сопротивление линии $\rho = (L_0/C_0)^{0,5}$.

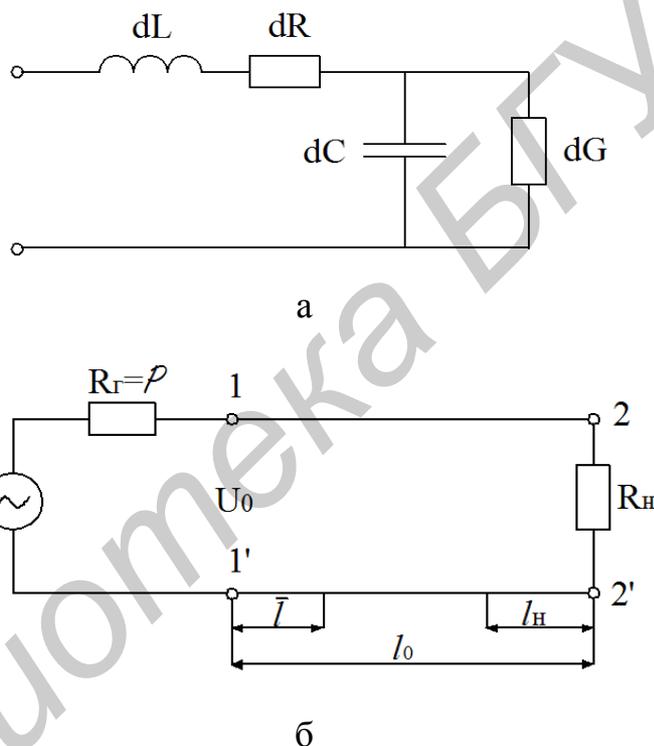


Рис. 2.3. Эквивалентная схема линии передачи

Рассмотрим распространение сигнала генератора $u = U_0 \sin(\omega t)$ в линии длиной l_0 , имеющей нагрузку R_H (рис. 2.3, б).

В момент включения генератора t_0 сопротивление нагрузки неизвестно (для сопротивления нагрузки и значения тока, который будет потребляться нагрузкой, необходимо время, равное времени распространения электромагнитной волны от генератора до нагрузки и обратно $t_U = 2t_P = l_0/V_{\Gamma}$, где V_{Γ} – групповая скорость распространения электромагнитного колебания в линии передачи). Поэтому в течение времени $0 < t < t_U$ в линии будет существовать электромагнитная волна, распространяющаяся от генератора к нагрузке (падающая волна). При отсутствии потерь в линии амплитуда и фаза падающей волны при всех значениях l ($0 < l < l_0$) определяется выражением

$$U_{\Pi} = U_0 \sin(\omega(t - t_3)) = U_0 \sin(\omega(t - l/V_{\Gamma})) = U_0 \sin(\omega t - 2\pi fl/V_{\Gamma}) = U_0 \sin(\omega t - 2\pi l/\lambda_B), \quad (2.1)$$

где t_3 – время групповой задержки сигнала при прохождении в линии передачи расстояния l ($t_3 = l/V_{\Gamma}$);

V_{Γ} – групповая скорость распространения в линии передачи;

λ_B – длина волны в линии передачи.

Из полученного выражения видно, что при прохождении в линии передачи расстояния l фаза сигнала изменяется на величину $V = -2\pi l/\lambda_B$.

Рассмотрим два случая передачи энергии в длинной линии от генератора к нагрузке.

1. Сопротивление нагрузки равно волновому сопротивлению линии $R = \rho$. В интервале времени $0 < t < t_U$ на входе линии передачи информация о сопротивлении нагрузки отсутствует, ток генератора, поступающий в линию передачи, определяется волновым сопротивлением линии и равен $I_L = U_0/\rho$. В момент времени $t > t_p$ колебания генератора достигают сопротивления нагрузки. При $R = \rho$ мощность колебаний, поступивших в нагрузку, равна мощности колебаний, поступающих в линию передачи от источника входного сигнала (ток и напряжение в линии передачи равны току и напряжению нагрузки). Отраженная волна отсутствует. Входное сопротивление нагруженной линии передачи равно ρ . При таком режиме работы вся мощность генератора поступает в нагрузку.

2. Сопротивление нагрузки не равно волновому сопротивлению линии. В этом случае в момент времени $t = t_p$ токи и напряжения в нагрузке не равны токам и напряжениям в линии передачи. Возникает неоднородность, которая формирует отраженную волну с амплитудой U_0 . Отношение комплексной амплитуды отраженной волны к комплексной амплитуде падающей волны называется коэффициентом отражения:

$$K_U = U_{\Pi} / U_0 = (Z_H - \rho) / (Z_H + \rho), \quad (2.2)$$

где Z_H – комплексное сопротивление нагрузки.

Отраженная волна распространяется по направлению к генератору. При этом разность фаз падающей и отраженной волн зависит от расстояния l_H (l_H – расстояние от нагрузки до сечения в линии передачи, в котором исследуются ее параметры). Это приводит к следующей зависимости входного сопротивления линии от расстояния l_H :

$$Z_{BX} = (Z_H + i\rho \operatorname{tg}(2\pi l_H/\lambda_B)) / (1 + (iZ_H \operatorname{tg}(2\pi l_H/\lambda_B)/\rho)). \quad (2.3)$$

На рис. 2.4 и рис. 2.5 приведены зависимости активной и реактивной составляющих входного сопротивления линии от расстояния до нагрузки l , при активном сопротивлении нагрузки, равном 100 Ом, и волновом сопротивлении линии $\rho = 50$ Ом.

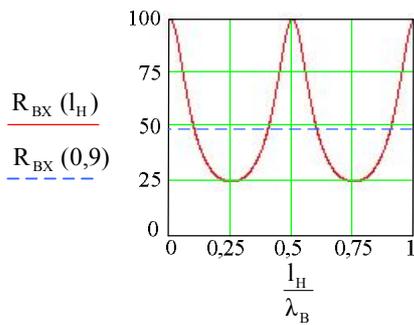


Рис. 2.4, а. Зависимость активной составляющей входного сопротивления от расстояния до нагрузки при активном значении сопротивления нагрузки: $R_H = 100 \text{ Ом}$, $\rho = 50 \text{ Ом}$; $\lambda_B = \text{const}$

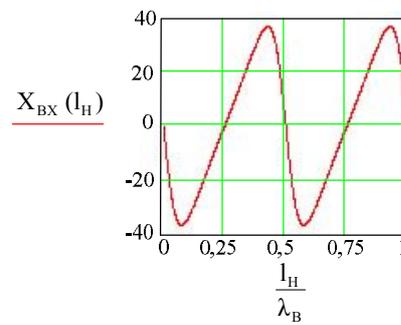


Рис. 2.4, б. Зависимость реактивной составляющей входного сопротивления от расстояния до нагрузки при комплексном значении сопротивления нагрузки: $R_H = 100 \text{ Ом}$, $\rho = 50 \text{ Ом}$; $\lambda_B = \text{const}$

Если сопротивление нагрузки имеет комплексное значение, например $Z_H = 100 + 100i$, то зависимости активной и реактивной составляющих входного сопротивления линии от расстояния до нагрузки l_H имеют вид, показанный на рис. 2.5, а, б. Сравнение рис. 2.4 и рис. 2.5 показывает, что наличие реактивной составляющей сопротивления нагрузки значительно изменяет зависимость активной составляющей входного сопротивления линии от расстояния до нагрузки l_H .

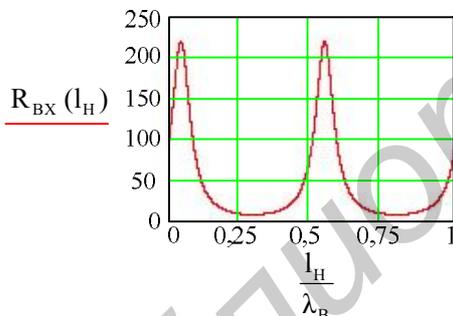


Рис. 2.5, а. Зависимость активной составляющей входного сопротивления от расстояния до нагрузки при комплексном значении сопротивления нагрузки: $Z_H = 100 + 100i \text{ Ом}$, $\rho = 50 \text{ Ом}$; $\lambda_B = \text{const}$

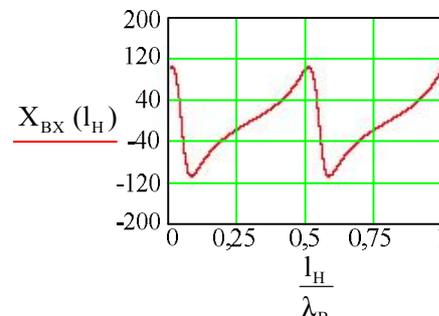


Рис. 2.5, б. Зависимость реактивной составляющей входного сопротивления от расстояния до нагрузки при комплексном значении сопротивления нагрузки: $Z_H = 100 + 100i \text{ Ом}$, $\rho = 50 \text{ Ом}$; $\lambda_B = \text{const}$

На рис. 2.6 и 2.7 приведены зависимости входного сопротивления линии передачи от расстояния до нагрузки при значениях сопротивлений нагрузки, значительно отличающихся от волнового сопротивления линии, $R_H = 10\rho$ (см. рис. 2.6) и $R_H = 0,1\rho$ (см. рис. 2.7). Из рисунков видно, что при $R_H \gg \rho$ (разомкнутый отрезок длинной линии) частотные характеристики линии длиной $0,5n\lambda_B$ соответствуют частотным характеристикам колебательного

контура (резонатора). При $R_H \ll \rho$ (закороченный отрезок длинной линии) в качестве резонатора может использоваться отрезок линии длиной $(2n-1)\lambda_B$.

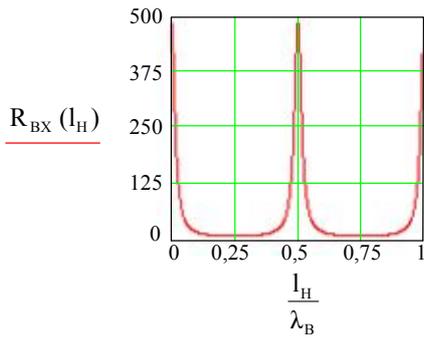


Рис. 2.6, а. Зависимость активной составляющей входного сопротивления от расстояния до нагрузки при $R_H = 500 \text{ Ом} \gg \rho$; $\lambda_B = \text{const}$

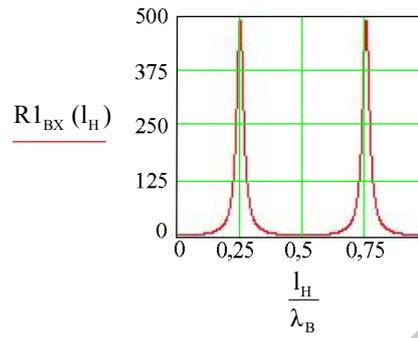
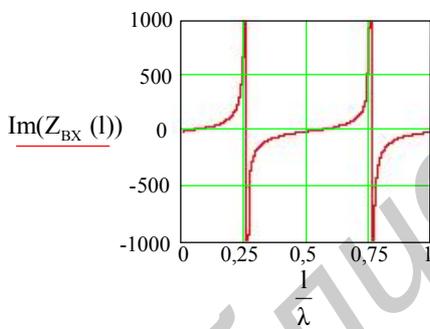
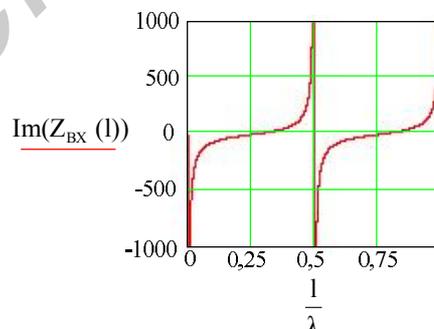


Рис. 2.6, б. Зависимость реактивной составляющей входного сопротивления от расстояния до нагрузки при $R_H = 5 \text{ Ом} \ll \rho$; $\lambda_B = \text{const}$

Из рис. 2.4 и 2.5 видно, что при сопротивлении нагрузки, не равном волновому сопротивлению линии, входное сопротивление линии зависит от расстояния до нагрузки и изменяется от R_H до $\rho^2 / R_H = 25 \text{ Ом}$. С увеличением расстояния l_H реактивная составляющая входного сопротивления периодически изменяет знак.



а



б

Рис. 2.7. Зависимости реактивной составляющей входного сопротивления линии от расстояния до нагрузки:

а – $R_H \gg \rho$; б – $R_H \ll \rho$

Из рис. 2.7 видно, что при $R_H \ll \rho$ и $R_H \gg \rho$ реактивная составляющая сопротивления при определенных значениях l стремится к бесконечности.

На рис. 2.8 приведены зависимости входного сопротивления линии при $R_H \gg \rho$ и $R_H \ll \rho$ от частоты при постоянном значении длины линии $l_H = 75 \text{ мм}$. Из рисунка видно, что отрезки длинных линий могут быть использованы в качестве резонаторов. В отличие от характеристик резонансного контура на сосредоточенных элементах отрезок длинной линии имеет бес-

конечно большое количество резонансных частот, значения которых определяются следующими выражениями:

$$f_p = 4(2n + 1)V_{ГР}/\lambda_B - \text{для разомкнутого отрезка длиной линии} \\ (R_H \gg \rho);$$

$$f_p = 2n V_{ГР}/\lambda_B - \text{для замкнутого отрезка длиной линии} (R_H \gg \rho).$$

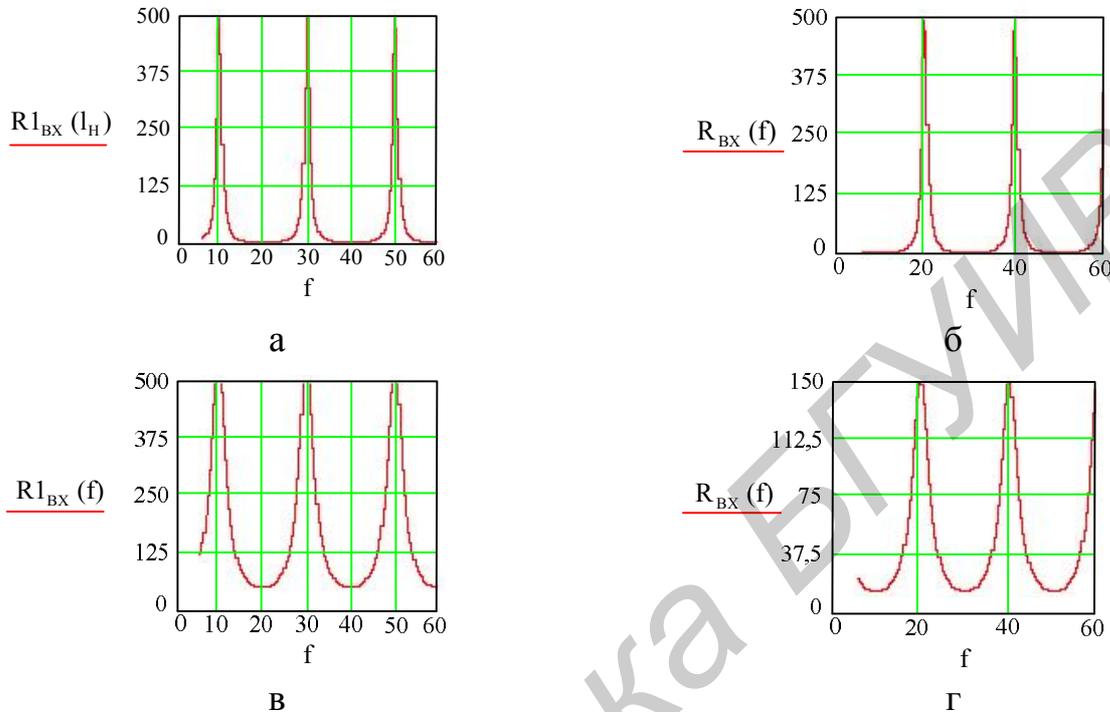


Рис. 2.8. Зависимость входного сопротивления отрезка длиной линии от частоты:

$$а - R_H = 500 \text{ Ом}; \quad б - R_H = 5 \text{ Ом}; \quad \rho = 50 \text{ Ом};$$

$$в - R_H = 150 \text{ Ом}; \quad г - R_H = 5 \text{ Ом}; \quad \rho = 15 \text{ Ом}$$

2.4. Устройства согласования сопротивлений

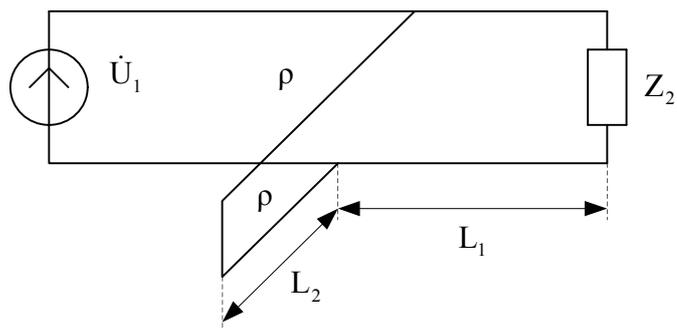
Если линия используется для передачи энергии сигнала в нагрузку, то основным режимом работы линии является режим бегущей волны. При этом если сопротивление не равно волновому сопротивлению кабеля, то для обеспечения согласования используются различные устройства: короткозамкнутые или разомкнутые шлейфы, трансформаторы сопротивлений и др.

Наиболее часто для согласования линии с нагрузкой используются короткозамкнутые шлейфы и четвертьволновые трансформаторы сопротивления.

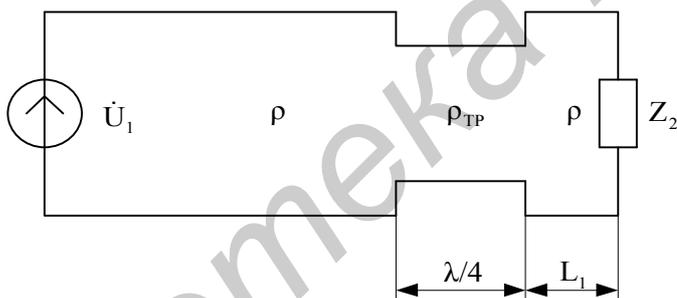
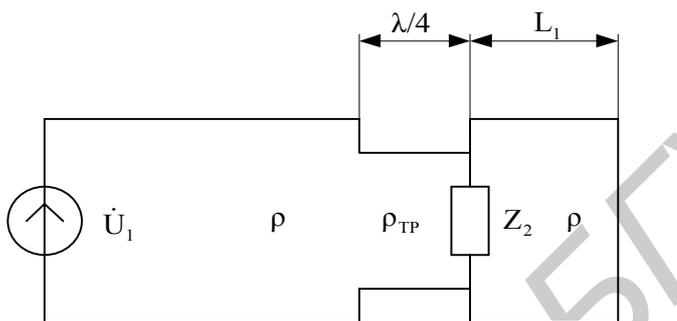
Короткозамкнутым шлейфом называется отрезок короткозамкнутой линии, подключаемый для согласования линии с нагрузкой. Такой шлейф подключается к линии вблизи нагрузки в точке, в которой входная комплексная проводимость линии со стороны нагрузки равна

$$Y_{вх.л} = \frac{1}{\rho} - jb. \quad (2.4)$$

Схема подключения шлейфа показана на рис. 2.9, а.



а



б

Рис. 2.9. Согласование линии с нагрузкой:

а – с помощью шлейфа;

б – с помощью четвертьволнового трансформатора

Так как входное сопротивление короткозамкнутого шлейфа реактивное, то подобрав его длину так, чтобы его входная проводимость была равна $Y_{\text{вх.ш}} j b$, получим суммарную проводимость в точке подключения шлейфа

$$Y_{\text{вх}} = Y_{\text{вх.л}} + Y_{\text{вх.ш}} = \frac{1}{\rho}.$$

Таким образом, входное сопротивление линии в месте подключения шлейфа будет активное и равное волновому. В этом случае на участке линии от генератора до места включения шлейфа будет существовать только бегущая волна.

Если комплексный коэффициент отражения волны в линии $\dot{\Gamma}_2 = \Gamma_2 e^{j\Phi}$, где Γ_2 – модуль коэффициента отражения от конца линии, а Φ – его аргумент, то место включения шлейфа можно определить, пользуясь уравнениями

$$\begin{cases} l_1 = \frac{\Phi - \arccos(-\Gamma_2)}{2\beta}, \\ l_2 = \frac{1}{\beta} \operatorname{arctg}\left(-\frac{\sqrt{1-\Gamma_2^2}}{2\Gamma_2}\right). \end{cases} \quad (2.5)$$

Для согласования линии с нагрузкой можно также использовать четвертьволновой трансформатор. Четвертьволновым сопротивлением называется отрезок линии длиной $\lambda/4$ с волновым сопротивлением $\rho_{\text{ТР}} = \rho$, который включается между нагрузкой и источником (рис. 2.9, б). Место включения трансформатора выбирается таким образом, чтобы входное сопротивление в месте включения было активным.

$$r_{\text{ТР}} = \rho \frac{Z_2 + j\rho \operatorname{tg} \alpha l_1}{\rho + jZ_2 \operatorname{tg} \alpha l_1}. \quad (2.6)$$

При этом волновое сопротивление трансформатора можно определить, пользуясь выражением $\rho_{\text{ТР}} = \sqrt{r_{\text{ВХ}} \rho}$. Если трансформатор подключается непосредственно к нагрузке, то для компенсации реактивного сопротивления нагрузки используются реактивные шлейфы (рис. 2.9, а).

2.5. Понятие волновода и полого резонатора

От многих недостатков, присущих обычным длинным линиям, свободна передающая линия, которая выполнена в виде полой металлической трубы, не содержащей внутренних проводников. Такая труба, служащая для передачи энергии в диапазоне сверхвысоких частот, получила название волновода.

Используя теорию длинных линий, можно показать передачу электромагнитных волн по полым трубам. Рассмотрим двухпроводную линию (рис. 2.10), в которую включены параллельные ответвления («шлейфы»), замкнутые накоротко на другом конце.

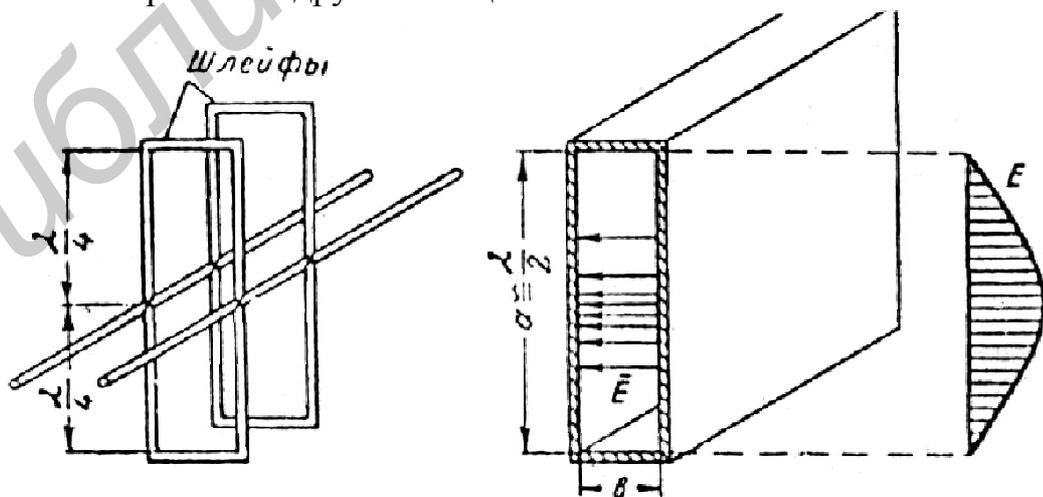


Рис. 2.10. Переход от открытой двухпроводной линии к прямоугольному волноводу. Показаны структура электрического поля и эпюра распределения электрического поля вдоль стороны a

Определим условия, при которых «шлейфы» не оказывают влияния на передачу энергии по длинной линии.

Входное сопротивление отрезка длинной линии без потерь определяется выражением (2.3). Из выражения видно, что при коротком замыкании на конце «шлейфа» ($Z_H = 0$) входное сопротивление равно

$$Z_{\text{вых}} = jZ_c \operatorname{tg} \frac{2\pi l}{\lambda} . \quad (2.7)$$

При длине l , равной $\frac{\lambda}{4}$, входное сопротивление «шлейфа» стремится к бесконечности, следовательно, шунтирующее действие «шлейфа» стремится к нулю. Это свойство широко используется на практике, например, для создания «металлических изоляторов», служащих для закрепления одного проводника по отношению к другому без помощи диэлектрических изоляторов.

Увеличение количества короткозамкнутых четвертьволновых «шлейфов» не нарушает нормальной работы передающей линии. В пределе «шлейфы» сливаются в металлические желоба, с двух сторон подключенные к двухпроводной линии. Рассматриваемая линия превращается в металлическую трубу прямоугольного сечения – волновод, размер a которого имеет вполне определенную величину и равен половине длины волны. Размер b как расстояние между проводниками не определяет характера распространения волны. Все электромагнитное поле оказывается сосредоточенным внутри трубы. Электрическое поле изменяется вдоль стороны a по синусоидальному характеру (рис. 2.10). Вдоль стороны b вариация электрического поля отсутствует.

Рассмотренный пример позволяет понять основные *преимущества* волноводов в сравнении с обычными передающими линиями:

1. Волновод обладает наибольшей простотой и жесткостью конструкции. Однородность волновода по длине может быть обеспечена значительно легче, чем в случае проводных или коаксиальных линий.

2. Волновод не имеет потерь на излучение, так как электромагнитное поле целиком заключено внутри трубы (при толщине стенок, превышающей глубину проникновения поля в металл, что выполняется во всех практически встречающихся случаях).

3. Ввиду отсутствия внутреннего проводника отпадает необходимость введения опор. В результате этого полностью исключаются потери в диэлектрике, которые, как указывалось выше, часто ставят препятствия применению обычных линий на весьма высоких частотах.

4. Потери в стенках волновода должны быть меньше, чем в проводниках обычных линий, например коаксиальной линии, ввиду отсутствия внутреннего проводника малого диаметра с большой плотностью тока.

5. Пробивная прочность волновода выше, чем у коаксиальной или двухпроводной линии, так как может быть увеличен путь возможного электрического пробоя в области максимальной напряженности электрического поля.

Используя похожие рассуждения, можно качественно показать переход от открытого колебательного контура с сосредоточенными постоянными типа LC к замкнутой колебательной системе – полному резонатору.

На рис. 2.11 показаны промежуточные формы контура обычного типа с индуктивностью, уменьшенной сначала до одного витка, а затем с несколькими параллельно включенными витками. В пределе получается металлическая полость с сосредоточенной емкостью в середине. Тороидальная часть полученного полого резонатора играет роль индуктивности.

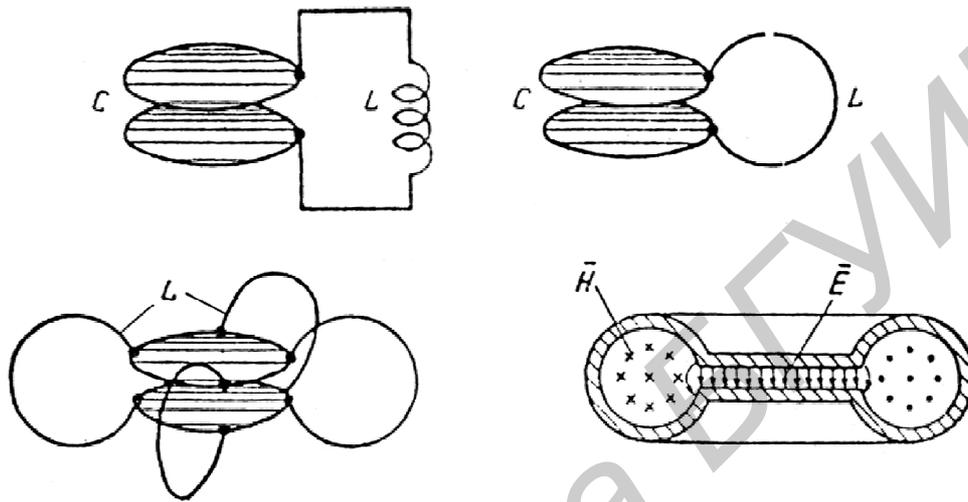


Рис. 2.11. Переход от открытого колебательного контура с сосредоточенными постоянными к тороидальному полному резонатору. Показана структура электрического и магнитного полей внутри полого резонатора

Описанный тороидальный резонатор является простейшим, хотя и далеко не единственным типом полых резонаторов. Преимуществами полых резонаторов являются отсутствие излучения и отсутствие потерь в диэлектрике, поскольку в принципе введение изоляторов внутрь резонатора не является необходимым.

Потери в стенках резонатора также значительно меньше, чем в проводниках обычных контуров типа LC , благодаря развитой внутренней поверхности, по которой протекают высокочастотные токи.

Добротность полых колебательных систем может быть увеличена на несколько порядков, чем у обычных открытых контуров. Подобно волноводам, полые резонаторы выгодно отличаются жесткостью конструкции и удобствами механического изготовления.

Теория обычных длинных линий и контуров с сосредоточенными постоянными не в состоянии дать полный ответ о поведении волноводов и полых резонаторов на сверхвысоких частотах. Для пояснения снова рассмотрим прямоугольный волновод, изображенный на рис. 2.11.

Из качественных соображений нетрудно прийти к выводу, что размер a волновода не может быть меньше $\frac{\lambda}{2}$ во избежание шунтирующего действия боковых «шлейфов». Однако размер a может несколько превышать половину

длины волны. Для подтверждения этого достаточно представить первоначальную двухпроводную линию виде в двух лент конечной ширины. Следовательно, прямоугольный волновод с заданными размерами сечения a , b можно использовать на частотах, превышающих некоторую «критическую» частоту. Соответственно рабочая длина волны должна быть меньше критической длины волны.

Согласно приведенным рассуждениям критический режим соответствует случаю, когда размер a в точности равен $\frac{\lambda}{2}$. Поэтому критическая длина волны прямоугольного волновода равна $2a$, т.е. $\lambda_{кр} = 2a$.

Конструкция волновода предельно проста. В нем обеспечивается полная экранировка поля. В СВЧ- и КВЧ-диапазонах металлические волноводы имеют неоспоримые преимущества перед другими ЛП.

В полых металлических волноводах (рис. 2.12) распространяются только волны E и H . Поперечное сечение такого волновода односвязное, что исключает появление волн TEM .



Рис. 2.12. Полый металлический волновод

Рабочая полоса частот волновода ограничена со стороны нижних частот увеличением затухания, а затем и полным прекращением (отсечкой) распространения колебаний основного типа; со стороны верхних частот – возникновением условий для распространения колебаний высших типов.

Приближенно возможное число колебаний высших типов, которое может возникнуть в прямоугольном волноводе сечением $a \times b$ мм, определяется по формуле

$$n = \frac{2\pi ab}{\lambda_b^2}, \quad (2.8)$$

справедливой при условии, что поперечное сечение волновода значительно превышает λ_b^2 , где λ_b – длина волны основного типа колебаний волновода.

Наличие большого числа типов волн приводит к тому, что при преобразовании основной волны на неоднородностях тракта в волны нерабочих типов значительно возрастают потери энергии. Искусственные методы борь-

бы с паразитными колебаниями малоэффективны, поскольку при подавлении волн высших типов неизбежны потери и на основной волне.

Прямоугольные волноводы стандартных размеров при работе на основном типе волны H_{10} обеспечивают перекрытие по частоте f_{\max}/f_{\min} приблизительно 1,4...1,5; круглые волноводы – примерно 1,13...1,17.

Свойство прямоугольных волноводов отсекалть ниже частоты широко используется в частотно-избирательных устройствах. При уменьшении сечения волновода нерезонансной вставкой образуется фильтр верхних частот.

Ослабление L такого запердельного волновода описывает соотношение

$$L = 20 \lg \left[\exp \left(\frac{2\pi l \sqrt{1 - (\lambda_{\text{кр}}/\lambda_0)^2}}{\lambda_{\text{кр}}} \right) \right], \quad (2.9)$$

где l и $\lambda_{\text{кр}}$ – соответственно длина и критическая длина волны запердельного волновода.

Основным типом волны в прямоугольном волноводе служит волна H_{10} (рис. 2.13), которая существует при условиях

$$\lambda_b/2 < a < \lambda_b \quad \text{и} \quad 0 < b < \lambda_b/2,$$

где a и b – длины широкой и узкой стенки волновода.

Размеры сечения прямоугольных волноводов стандартизированы. Длина волны H_{10}

$$\lambda_b = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0/\lambda_{\text{кр}})^2}}; \quad \lambda_{\text{кр}} = 2a. \quad (2.10)$$

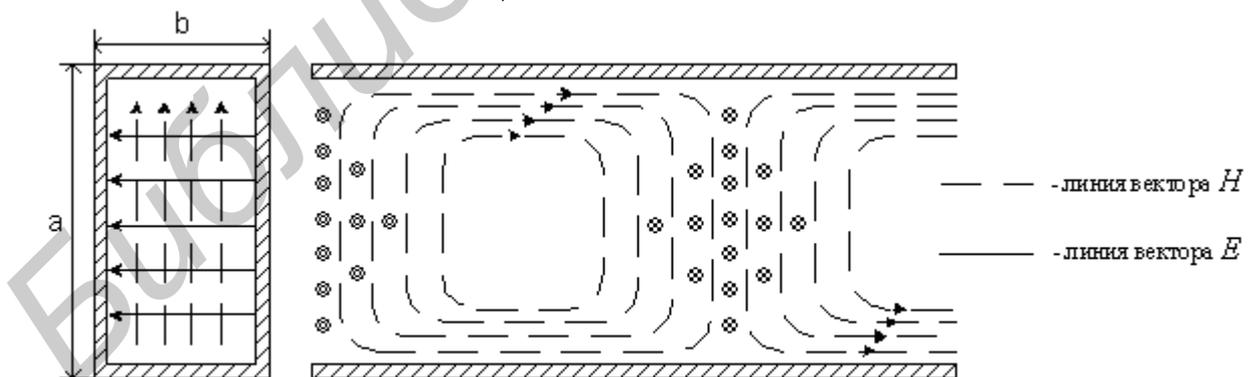


Рис. 2.13. Эпюры силовых линий электромагнитного поля волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе

При этом волновое сопротивление прямоугольного волновода определяется как отношение амплитуд напряженности электрического и магнитного полей:

$$Z_B = \frac{120\pi\sqrt{\mu_r/\varepsilon_r}}{\sqrt{1-(1/\varepsilon_r\mu_r)(\lambda_0/\lambda_{кр})^2}}. \quad (2.11)$$

При расчете согласования волноводов с различными сечениями помимо волнового сопротивления Z_B вводят эквивалентное сопротивление Z_e , причем различными способами. При одном из способов $Z_e = u^2/(2P)$, где u^2 – среднее значение квадрата амплитуды «напряжения» волны; P – передаваемая мощность. В этом случае

$$Z_e = 2\frac{b}{a}Z_B. \quad (2.12)$$

Коэффициент затухания прямоугольного волновода для волн H_{10} :

$$\alpha_M = 8,68 \cdot 10^3 \frac{\sqrt{\pi f \mu_r / \sigma_M} \left[1 + (2b/a) \left(\lambda_0 / \lambda_{кр} \right)^2 \right]}{B \sqrt{\mu_0 \varepsilon_0} \left[1 - \left(\lambda_0 / \lambda_{кр} \right)^2 \right]}, \quad (2.13)$$

где ε_0 и μ_0 – соответственно диэлектрическая, Ф/м, и магнитная, Гн/м, проницаемости свободного пространства: $\varepsilon_0 = (36\pi \cdot 10^9)^{-1}$; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$.

Во многих случаях эффективно использование волноводов кругового сечения, характерной особенностью которых является неограниченное уменьшение затухания всех волн H_{10} по мере роста частоты. Кроме того, в таких волноводах значительно проще бороться с волнами высших порядков, поскольку число волн H_{10} в круглом волноводе возрастает пропорционально частоте, а не квадрату частоты, как в прямоугольном.

Круглые волноводы применяются для соединения различных элементов трактов с антеннами и реже – для передачи мощности на значительные расстояния.

Основным недостатком волноводов являются большие масса и габариты, трудности сопряжения с активными полупроводниковыми приборами, а также узкополосность. Ширина полосы составляет около 40 % средней частоты. Ограничения связаны с сильной дисперсией и возникновением условий для распространения других типов колебаний на высоких частотах.

2.6. Общая характеристика линий передачи СВЧ

В линиях передачи СВЧ могут распространяться волны четырех классов: E – электрические волны, H – магнитные волны, T – поперечные электромагнитные волны и EH (HE) – гибридные. Каждый класс включает множество типов волн, отличающихся друг от друга структурой поля, а также значениями коэффициента распространения, волнового сопротивления, критической частоты $f_{кр}$ (начиная с которой данный тип волны может распро-

страняться) и других параметров. На практике, как правило, используется только основной тип волны линии передачи, которому соответствует наименьшее значение $f_{кр}$ (наибольшее значение $\lambda_{кр} = c/f_{кр} = (\sqrt{\epsilon\mu}f_{кр})^{-1}$).

Коэффициент распространения волны любого типа в реальной линии (с потерями) – величина комплексная: $\gamma = \alpha + j\beta$, где α – коэффициент затухания, 1/м; β – коэффициент фазы, рад/м. Для коэффициента фазы справедливы выражения

$$\beta = 2\pi/\Lambda = kc/v_{\phi} = kv_{гр}/c, \quad (2.14)$$

где Λ , v_{ϕ} , $v_{гр}$ – соответственно фазовая длина волны, фазовая и групповая скорости волны в линии передачи;

c и $k = 2\pi/\lambda$ – скорость света и волновое число свободного пространства.

Величины λ и Λ связаны между собой соотношением (для волноводов)

$$\Lambda = \lambda / \sqrt{1 - (\lambda/\lambda_{кр})^2}. \quad (2.15)$$

Величина передаваемой по согласованной линии передачи мощности P зависит от амплитуд поперечных составляющих напряженности электрического E_{\perp} или магнитного H_{\perp} поля и определяется выражением

$$P = \frac{0,5}{Z_{E,H,T} S_{\perp}} \int |E_{\perp}|^2 \partial S = 0,5 Z_{E,H,T} \int |H_{\perp}|^2 \partial S, \quad (2.16)$$

где $Z_{E, H, T}$ – характеристическое сопротивление волн типов E , H , T соответственно,

S_{\perp} – поперечное сечение линии, через которую осуществляется передача электромагнитной энергии.

Максимальное значение передаваемой мощности ограничивается напряженностью пробоя $E_{\perp} = E_{проб}$ ($E_{проб} = 29$ кВ/см для воздуха).

Потери электромагнитной энергии в линиях передачи, обусловленные в общем случае конечной проводимостью металлических направляющих элементов (стенок, проводников, оснований), неидеальностью диэлектриков линии, а также ее излучением (открытые линии передачи), приводят к убыванию амплитуды поля и передаваемой мощности при удалении от источника по экспоненциальному закону:

$$E_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ВХ}} e^{-\alpha z}; \quad P_{\text{ВЫХ}} = P_{\text{ВХ}} e^{-2\alpha z}; \quad (2.17)$$

где $E_{\text{ВХ}}$ ($P_{\text{ВХ}}$) и $E_{\text{ВЫХ}}$ ($P_{\text{ВЫХ}}$) – напряженности поля (мощности) на входе и выходе линии с потерями.

Потери в линии длиной l , определяемые выражением $L = P_{\text{ВХ}} / P_{\text{ВЫХ}}$ или (в децибелах)

$$L = 10 \lg (P_{\text{ВХ}} / P_{\text{ВЫХ}}) = 20 \lg (E_{\text{ВХ}} / E_{\text{ВЫХ}}) \approx 8,68 \alpha l, \quad (2.18)$$

снижают ее коэффициент полезного действия $\eta = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = e^{-2\alpha l} \approx 1 - 2\alpha l$. Ими же определяются добротность линии Q , равная собственной добротности полуволнового резонатора, выполненного на основе этой линии: $Q \approx 8,686\beta/(2\alpha) = 27,3/(\alpha\Lambda)$, α – дБ/м, Λ – м. Омические потери L линии передачи сказываются на ее работе двояким образом: в результате поглощения

мощности полезного сигнала уменьшается его уровень, но, кроме того, элементы линии, находящиеся в термодинамическом равновесии с окружающей средой, излучают шумовые колебания, учитываемые соотношением

$$T_{\text{ш}} = T(L - 1), \quad (2.19)$$

где $T_{\text{ш}}$ – шумовая температура пассивного элемента с потерями L и физической температурой T .

Электромагнитные волны в линиях передачи возбуждаются генераторами через элементы связи: окна, витки (петли), штыри. При этом для возбуждения требуемого типа колебаний необходимо: чтобы частота колебаний генератора была больше критической ($f > f_{\text{кр}}$); поле возбуждителя имело составляющие векторов E , H , параллельные соответствующим составляющим поля, возбуждаемого в линии; связь генератора с линией была оптимальной, так как максимальную мощность генератор отдаёт при согласовании его выходного сопротивления с входным сопротивлением линии.

На рис. 2.14 показано, как осуществляется возбуждение волновода коаксиальной линией с помощью электрического диполя и магнитного диполя-петли (рис. 2.15).

На рис. 2.16 показаны примеры связи прямоугольных волноводов, волновода и полого резонатора через отверстие в общей стенке. Возбуждение через отверстие широко используется в миллиметровом диапазоне, где коаксиальные линии оказываются малоприменимыми.

Рассматривая проблему возбуждения, необходимо обратить внимание на два обстоятельства, имеющих принципиальное значение.

1. Помимо волны желаемого типа любое возбуждающее устройство создаёт множество других типов волн. Например, устройство, показанное на рис. 2.14, возбуждает кроме волны типа H_{10} ещё и волны типов H_{30} , H_{50}, \dots , E_{11} , E_{31}, \dots, H_{11} , H_{31} , H_{32} и т.д. Какие из перечисленных типов волн будут распространяться по волноводу, зависит от соотношения между длиной волны λ и критической длиной волны $\lambda_{\text{кр}}$ для рассматриваемого типа волны. Если $\lambda > \lambda_{\text{кр}}$, то волны будут затухать вблизи возбуждающего устройства.

Отсюда необходимо сделать вывод, что в ближней зоне около возбуждающего устройства поле всегда имеет сложную структуру и не соответствует полю «чистой» волны какого-либо одного типа. Обеспечить возбуждение только одного типа и исключить все другие типы волн при помощи возбуждающего устройства принципиально невозможно. Наиболее надёжным способом, обеспечивающим чистоту волны, является такой выбор размеров сечения волновода, когда все нежелательные типы волн оказываются за пределами отсечки.

2. Возбуждение волны заданного типа в волноводе имеет непосредственное отношение к другой важной задаче – отбору энергии из волновода от волны известного типа. По принципу обратимости, меняя местами генератор и нагрузку, можно превратить возбуждающее устройство в приемное устройство. Таким образом, всякое возбуждающее устройство можно рассматривать

как элемент связи волновода с внешней цепью. Отдельное рассмотрение приемных устройств в волноводах оказывается излишним.

На практике используется множество типов устройств связи в зависимости от величины передаваемой мощности, рабочей частоты, типа волны, требований к согласованию и т.д. В ряде случаев от устройства связи требуется лишь ответвление части мощности, проходящей по основному тракту, а не передача всей мощности.

На рис. 2.16–2.17 показаны конструкции различных типов переходов с одной линии передачи на другую.

На рис. 2.17 показаны коаксиально-полосковые переходы: перпендикулярный (рис. 2.17, а) и соосный (рис. 2.17, б).

На рис. 2.17, в, г показаны волноводно-полосковые переходы.

На рис. 2.17, д показан переход от щелевой полосковой линии к коаксиальной, а на рис. 2.17, е – от щелевой к микрополосковой линии.

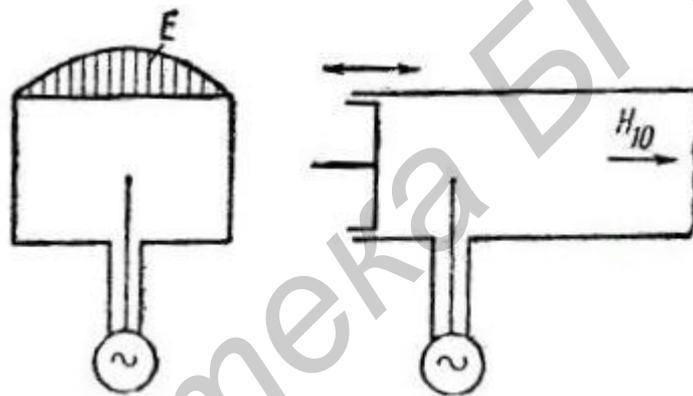


Рис. 2.14. Возбуждение волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе с помощью электрического диполя

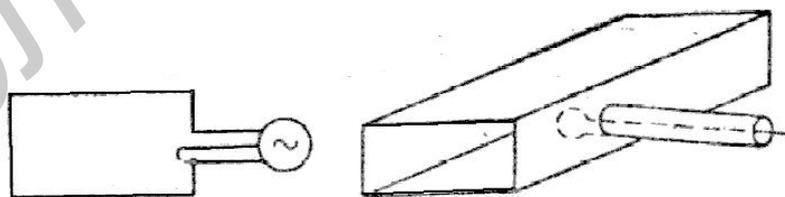


Рис. 2.15. Один из возможных вариантов возбуждения волны типа H_{10} в прямоугольном волноводе с помощью петли

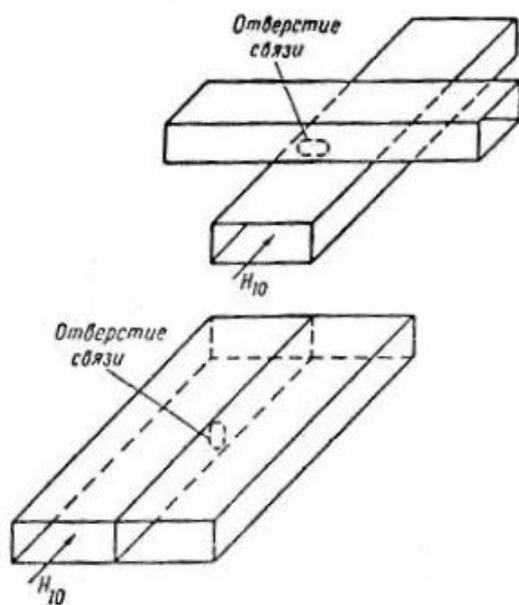


Рис. 2.16. Примеры связи прямоугольных волноводов через отверстие в общей стенке

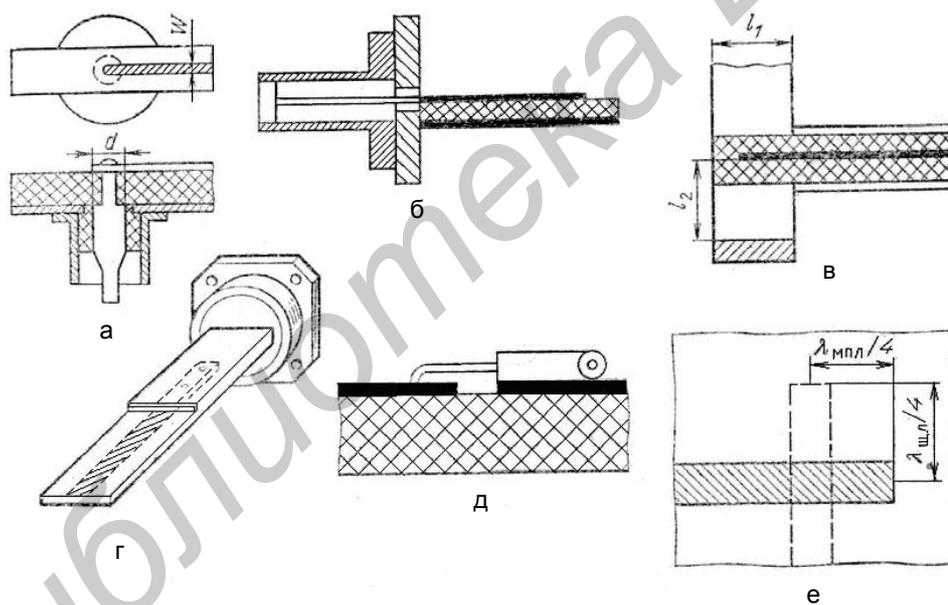


Рис. 2.17. Конструкции перехода между линиями передачи СВЧ различных типов

3. ПОЛОСКОВЫЕ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

3.1. Введение

Хорошей альтернативой волноводам стала разработка полосковых линий передачи (ПЛП) и узлов на их основе.

Достоинствами ПЛП являются:

- малые габариты и масса;
- широкополосность, поскольку критическая частота $f_{кр}$ основной волны ПЛП равна нулю (по ПЛП может протекать постоянный ток);
- удобство монтажа активных полупроводниковых элементов;
- сравнительная низкая стоимость, поскольку сами ПЛП и СВЧ-узлы на их основе даже весьма сложной структуры могут быть выполнены по единой технологии и одновременно с высокой воспроизводимостью параметров и характеристик.

К настоящему времени предложено и освоено большое количество типов ПЛП:

- 1) симметричная полосковая линия (СПЛ);
- 2) несимметричная полосковая линия, или микрополосковая линия (МПЛ);
- 3) несимметричная щелевая линия (НЩЛ);
- 4) симметричная щелевая линия (СЩЛ);
- 5) волноводно-щелевая линия (ВЩЛ);
- 6) копланарная полосковая линия (КПЛ).

В свою очередь каждый из вышеназванных классов имеет большое количество модификаций и конструктивных разновидностей в зависимости от числа сигнальных проводников или щелей, наличия или отсутствия экрана, количества слоев в диэлектрической подложке и т.д. Наибольшее применение среди перечисленных выше ПЛП получила несимметричная полосковая линия.

Освоение и совершенствование технологии производства, а именно: вакуумного напыления и травления металлов, процессов фотолитографии, разработка новых высококачественных диэлектрических материалов, используемых для подложек, позволяет создавать на основе ПЛП миниатюрные, дешевые, с хорошими характеристиками базовые элементы для микроэлектронных устройств и систем СВЧ-диапазонов. К настоящему времени стало ясно, что полосковые линии передачи, а также элементы (резонаторы, фильтры, направляемые ответвители, делители мощности и т.д.), создаваемые на их основе, составляют элементарную базу современных устройств и систем диапазонов СВЧ и КВЧ. Использование ПЛП и элементов позволяет решать основные задачи при разработке интегральных и монолитных схем диапазона СВЧ: уменьшение габаритов и массы, повышение надежности, уменьшение экономических затрат, улучшение ряда электрических характеристик СВЧ-узлов. В интегральных схемах (ИС) диапазонов СВЧ и КВЧ на базе

ПЛП формируют элементы с распределенными параметрами, которые используются вместе с элементами с сосредоточенными параметрами.

3.2. Симметричная полосковая линия

До освоения ИС СВЧ симметричная полосковая линия занимала доминирующее положение среди других полосковых линий передачи. По существу, такая линия является развитием коаксиального волновода, если его сечению придать прямоугольную форму, а боковые стенки «отнести в бесконечность».

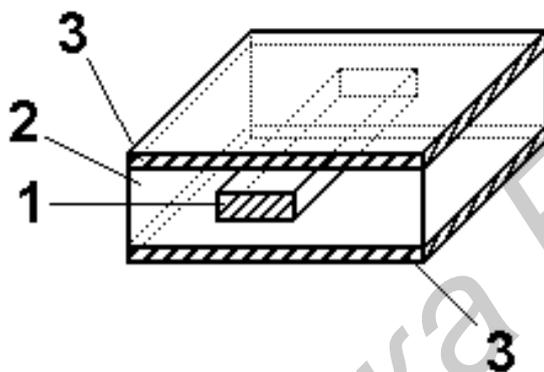


Рис. 3.1. Конструкция симметричной полосковой линии

В СПЛ (рис. 3.1, 3.2, а) центральный проводник (1) заключен внутри диэлектрической пластины (2) или подложки, на обе стороны которой нанесена общая металлизация (3), что обеспечивает хорошую экранировку и малые потери на излучение. Такие линии, однако, сложны в настройке, требуют строгого соблюдения геометрической симметрии. Они используются в устройствах, для которых микроминиатюризация не играет решающей роли. Распределение электрического и магнитного полей в СПЛ показано на рис. 3.2, б.

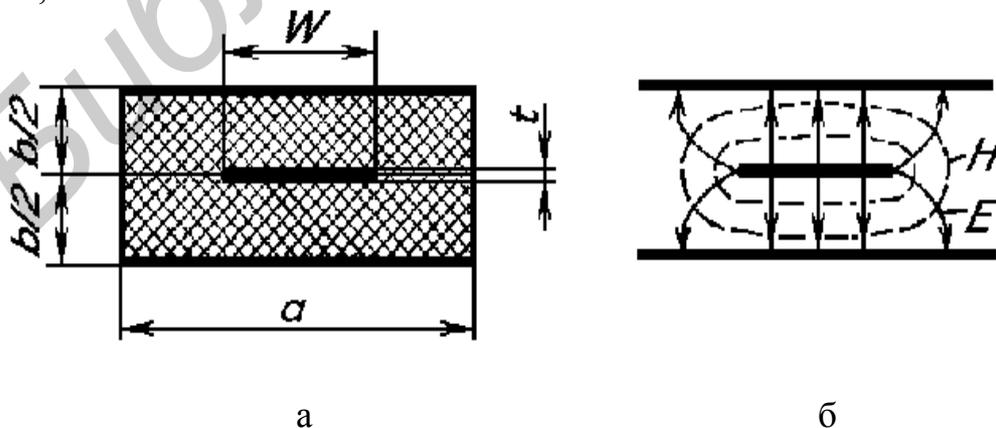


Рис. 3.2. Конструкция симметричной полосковой линии передачи (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного полей (б)

В СПЛ критическая частота ближайшего высшего типа колебаний, яв-

ляющаяся одновременно предельной частотой для данной полосковой линии, определяется из приближенного соотношения

$$f_{\text{кр}} \approx 300 / (\sqrt{\epsilon_r}) \cdot [2 \cdot W + \pi \cdot b / 2], \quad (3.1)$$

где значения ширины полоскового проводника W и толщины подложки b выражены в мм, а значения $f_{\text{кр}}$ – в ГГц.

Для СПЛ волновое сопротивление Z_B находится методом конформных отображений:

$$Z_B = \frac{30 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{K(r)}{K(r^*)}, \quad (3.2)$$

где $r = \operatorname{sech} \left(\frac{\pi \cdot W}{2 \cdot b} \right);$

$$r^* = \sqrt{1 - r^2};$$

$$y = \operatorname{sech} h(x) = \frac{2}{e^x + e^{-x}} - (\text{секанс гиперболический}),$$

где ϵ_r – относительная диэлектрическая проницаемость однородного материала, полностью заполняющего поперечное сечение СПЛ,

W – ширина полоскового проводника,

b – толщина слоя диэлектрика,

$$k^* = (1 - k^2)^{1/2},$$

$K(r)$, $K(r^*)$ – полные эллиптические интегралы первого рода

Значения b и W должны быть меньше $\lambda_b / 2$. Ширина основания выбирается из условия $a \geq W + 2 \cdot b$, при котором электрическое поле у кромки основания незначительно.

3.3. Несимметричная полосковая линия

Несимметричная полосковая линия, или микрополосковая линия (рис. 3.3, 3.4, а), представляет собой полосковую линию, у которой проводник (1) отделен от общей металлизации (3) слоем диэлектрика (2). Такая линия легко изготавливается с использованием современных технологических процессов, имеет малые габариты, низкую стоимость при серийном производстве, высокую надежность. Распределение линий напряженности электрического и магнитного полей показано на рис. 3.4, б. Несмотря на очевидную простоту конструкции, точный анализ характеристик МПЛ, имеющей неоднородную диэлектрическую среду, достаточно сложен.

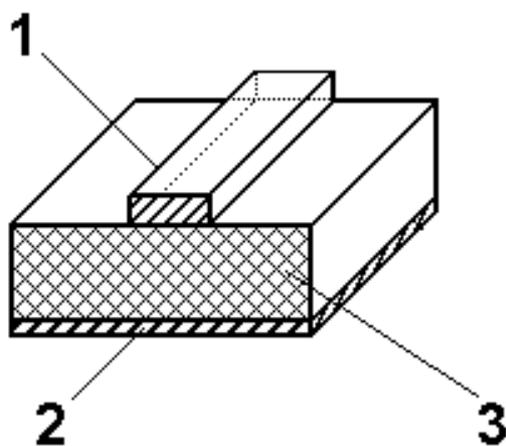


Рис. 3.3. Конструкция несимметричной полосковой линии

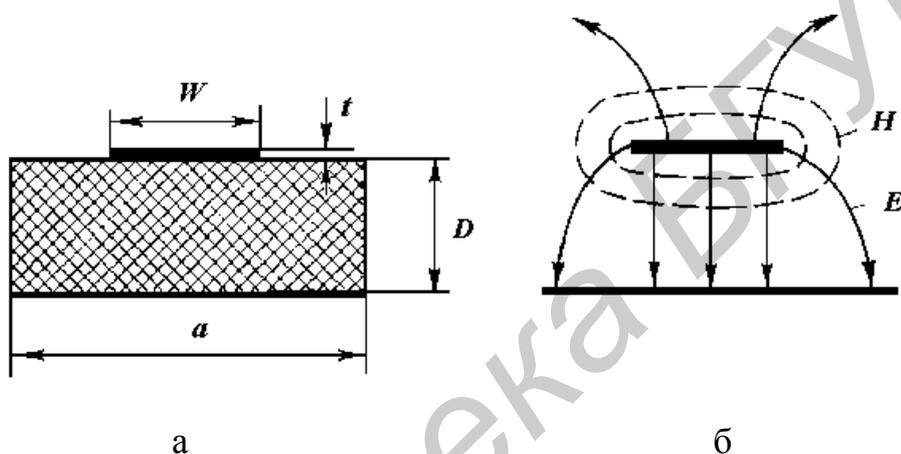


Рис. 3.4. Конструкция несимметричной полосковой линии (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного полей (б)

Имеется ряд приближенных соотношений для определения волнового сопротивления Z_B и эффективной относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{эфф}$ в квазистатическом приближении. Так, волновое сопротивление Z_B можно рассчитать с низкой погрешностью ($\pm 1\%$) для $1 < \epsilon_r < 16$ и геометрических размеров в области $0,05 \leq W/D \leq 20$.

Для широких проводников ($W/D > 1$) значение волнового сопротивления равно

$$Z_B = \frac{120 \cdot \pi}{\sqrt{\epsilon_{эфф}} [W/D + 1,393 + 0,667 \cdot \ln(W/D + 1,444)]} \quad (3.3)$$

и для узких проводников ($W/D < 1$)

$$Z_B = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{эфф}}} \cdot \ln\left(8 \cdot \frac{D}{W} + \frac{W}{4 \cdot D}\right), \quad (3.4)$$

где параметр $\epsilon_{эфф}$ равен:

$$\epsilon_{эфф} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \cdot R}, \quad (3.5)$$

$$R = \sqrt{1 + \frac{10 \cdot D}{W}}. \quad (3.6)$$

Зависимость Z_B от отношения W/D при разных значениях ε_r (кривая 1 соответствует $\varepsilon_r = 2,2$; кривая 2 – $\varepsilon_r = 4,0$; кривая 3 – $\varepsilon_r = 6,0$; кривая 4 – $\varepsilon_r = 9,6$) можно показать кривыми, изображенными на рис. 3.5. Анализ этих кривых показывает, что величина Z_B в МПЛ уменьшается при увеличении W , ε_r и при уменьшении толщины подложки D . Расчёты показывают, что при значениях параметров МПЛ $W = 1$ мм, $D = 1$ мм, изготовленной на базе поликора с $\varepsilon_r = 9,6$, её волновое сопротивление составляет приблизительно 50 Ом.

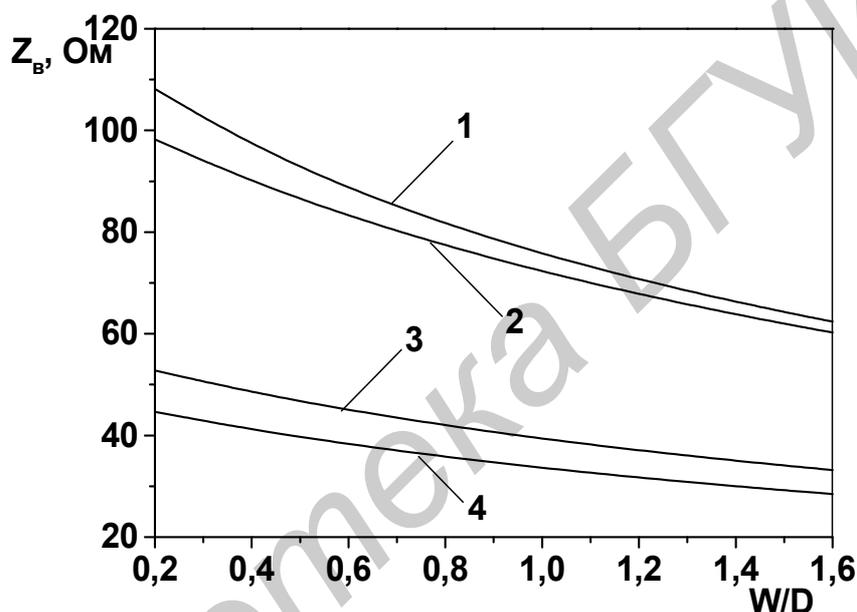


Рис. 3.5. Зависимость величины волнового сопротивления от конструктивных параметров и размеров

Потери в МПЛ принято делить на потери в диэлектрике подложки, в металлических элементах линии и на излучение в окружающее пространство за счет поверхностных и пространственных типов волн. Для расчета потерь в металле и диэлектрике подложки известны достаточно простые расчетные соотношения. Потери на излучение связаны обычно с наличием разного рода неоднородностей в ПЛП. Так, это может быть обрыв линии или её изгиб; отверстие в центральном проводнике; расположенная рядом другая линия (в этом случае говорят о связанных ПЛП).

Коэффициент затухания α_d , обусловленный потерями в диэлектрике, определяется по следующим формулам:

$$\alpha_d = 91 \cdot \sqrt{\varepsilon_{эфф}} \cdot f \cdot \operatorname{tg} \delta_{эфф}; \quad [\text{дБ/м}], \quad (3.7)$$

где $\operatorname{tg} \delta_{\text{эфф}} = \frac{\operatorname{tg} \delta}{1 + \frac{(R-1)}{\varepsilon_r \cdot (R+1)}}$, где f – частота [ГГц].

При учете конечной толщины проводника вместо отношения W/D надо подставлять величину W^*/D :

1) при $W/D \leq 0,16$

$$W^*/D = \frac{W}{D} + \frac{t[1 + \ln(\frac{\pi \cdot W}{t})]}{\pi \cdot D}, \quad (3.8)$$

2) при $W/D > 0,16$

$$W^*/D = \frac{W}{D} + \frac{t \cdot [1 + \ln(\frac{2 \cdot D}{t})]}{\pi \cdot D}. \quad (3.9)$$

Более строгий анализ показывает, что в МПЛ распространяется не чистая Т-волна, поэтому волновое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость зависят от рабочей частоты. Такая зависимость называется дисперсией. В расчетных соотношениях, представленных выше, при учете дисперсии необходимо произвести замену $\varepsilon_{\text{эфф}}$ на $\varepsilon_{\text{эфф}}(t)$.

На основе обобщения многочисленных экспериментальных данных получена следующая эмпирическая формула, позволяющая учесть зависимость $\varepsilon_{\text{эфф}}$ от частоты:

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \left\{ \left[\frac{(f/f_w)^2 + 1}{(f/f_w)^2 + \sqrt{\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{\text{эфф}}}}} \right]^2 \right\} \cdot \varepsilon_r, \quad (3.10)$$

где

$$f_w = 3.5 + \frac{16,2 \cdot \varepsilon_r^{0.25}}{1 + \frac{0,12 \cdot W \cdot \varepsilon_r^{0.35}}{D}} [\text{ГГц}], \quad (3.11)$$

где f – рабочая частота [размерность в ГГц], размерность W и D в соизмеримых величинах.

Точность расчетов по формулам (3.10) и (3.11) не хуже 2% при $\varepsilon_r < 12$ и $D < 1$ мм.

Коэффициент затухания α_m в металле определяется по следующим приближенным формулам:

1) при $W/D \leq 0,16$

$$\alpha_m \approx \frac{0,0114 \cdot N \cdot S}{\pi \cdot W \cdot D} \left\{ p + D \cdot \left[\ln\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot W}{t}\right) + \frac{t}{W} \right] \right\}, \quad (3.12)$$

2) при $0,16 < W/D \leq 2$

$$\alpha_M \approx \frac{0,0114 \cdot N \cdot S \cdot l_1}{D} = \frac{0,0114 \cdot \sqrt{q \cdot f} \cdot S \cdot l_1}{Z_B \cdot D}, \quad (3.13)$$

где $q = \sqrt{\frac{\sigma_x}{\sigma_M}}$,

σ_x – проводимость материала, используемого для изготовления проводников микрополосковой линии,

σ_M – проводимость меди.

3) при $W/D > 2$

$$\alpha_M \approx \frac{0,0716 \cdot N \cdot l_1 \cdot \left[\frac{W^*}{D} + \frac{W^*}{\pi \cdot D \cdot M} \right]}{\left[\frac{W^*}{D} + \frac{2 \cdot \ln(17,08 \cdot M)}{\pi} \right]^2}, \quad (3.14)$$

где $M = \frac{W^*}{2 \cdot D} + 0,94$;

$$l_1 = p + \frac{D \left[\ln \left(\frac{2 \cdot D}{t} \right) - \frac{t}{D} \right]}{\pi \cdot W^*};$$

$$p = 1 + \frac{D}{W};$$

$$N = \frac{\sqrt{q \cdot f}}{Z_B};$$

$$S = 1 - \left[\frac{W^*}{4 \cdot D} \right]^2.$$

На рис. 3.6 представлены зависимости коэффициента затухания микрополосковой линии передачи от частоты при значениях параметров $\epsilon_r = 9,6$, $D = 1$ мм, $Z_B = 75$ Ом (кривая 1) и $Z_B = 50$ Ом (кривая 2.) Видно, что с ростом частоты коэффициент затухания возрастает по закону $\sim \sqrt{f}$. С ростом волнового сопротивления потери также возрастают при равенстве всех остальных параметров. Реальные микрополосковые схемы размещаются в экранирующем корпусе. При этом идеализированное представление о проводящих границах, расположенных на бесконечном расстоянии от полоски, в ряде случаев оказывается неточным. Однако считается, что если экранирующий корпус располагается на расстоянии больше, чем $10 \cdot W$, тогда параметры такой линии передачи можно определять по представленным выше формулам для линий без экранирования.

В реальных микрополосковых линиях затухание повышается из-за шероховатости подложки, конечной толщины адгезионного подслоя между проводником и подложкой, а также из-за ряда других факторов, не учтенных выше.

Верхний предел рабочего диапазона частот микрополосковой линии определяется условием интенсивного возбуждения паразитных поверхностных волн. Частота интенсивного возбуждения таких поверхностных волн, являющаяся верхней предельной частотой использования микрополосковой линии, находится из соотношения

$$f_{кр} = c/4 \cdot D \cdot \sqrt{\epsilon_r - 1} = 75/\sqrt{\epsilon_r - 1}, \quad (3.15)$$

где величина $f_{кр}$ выражена в ГГц, а D – в мм.

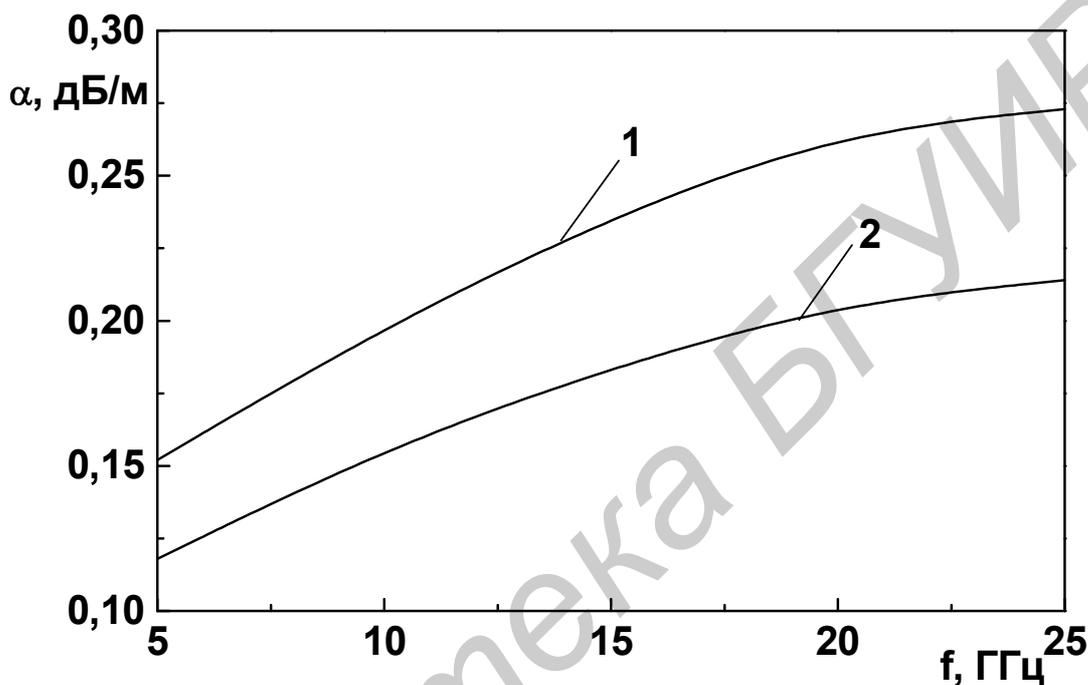


Рис. 3.6. Зависимость затухания микрополосковой линии передачи от частоты

В режиме непрерывных колебаний потери в микрополосковой линии, а также интенсивность отвода тепла от подложки определяют электрическую прочность. Ориентировочные значения предельной средней мощности для линии с сапфировой подложкой составляют 80–100 Вт, а предельной импульсной мощности (при скважности сигнала более 50) – несколько киловатт.

3.4. Щелевая линия

Эта линия представляет собой узкую щель или зазор между двумя слоями металлизации, сформированный для СЦЛ на одной стороне диэлектрической подложки (рис. 3.7, а), а для НЦЛ – зазор между слоями металли-

зации, находящимися на разных сторонах подложки.

Электромагнитная волна распространяется вдоль щели, формируя распределение поля, которое показано на рис. 3.7, б. Основной особенностью щелевой линии является наличие основной волны магнитного Н-типа, имеющей эллиптическую поляризацию поля. Это обстоятельство позволяет использовать щелевую линию для построения невзаимных устройств с ферритовыми элементами. По сравнению с НПЛ в щелевой линии:

- 1) выше значение дисперсии, т.е. параметры передачи больше зависят от частоты;
- 2) выше значения волнового сопротивления при одинаковых значениях W/D ;
- 3) ниже потери;
- 4) удобнее монтаж дискретных элементов.

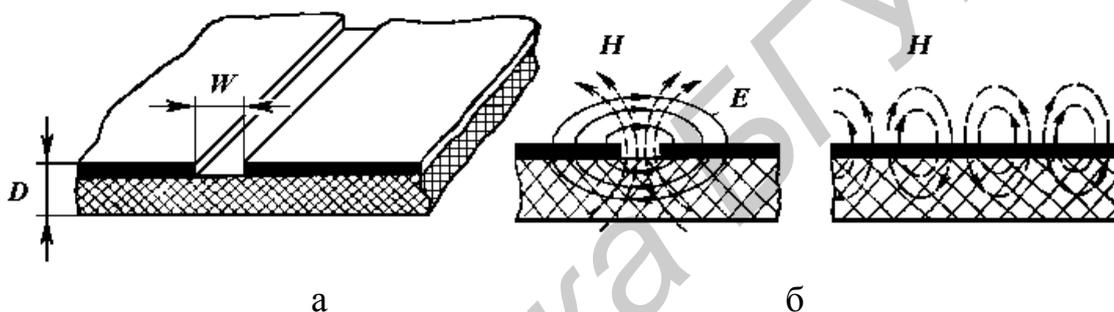


Рис. 3.7. Конструкция СЩЛ (а) и распределение в ней линий напряженности электрического и магнитного поля (б)

При Т-приближении волновое сопротивление щелевой линии определяется следующим образом:

$$Z_B = 533 \cdot \left[\sqrt{1 + \epsilon_r} / \epsilon_r \right] \cdot \left[K'(r) / K(r) \right], \quad (3.16)$$

где $r = \text{th} (\pi \cdot W / 4 \cdot D)$;

$K'(r)$, $K(r)$ – полные эллиптические интегралы первого рода от модуля r ;

$$K'(r) = K(r'); \quad r' = \sqrt{1 - r^2}. \quad (3.17)$$

В щелевой линии часть электрического поля находится в воздухе, в связи с чем эффективная диэлектрическая проницаемость примерно равна полусумме диэлектрических проницаемостей подложки и воздуха:

$$\epsilon_{r \text{ эфф}} \approx \left[(\epsilon_r + 1) / 2 \right].$$

3.5. Волноводно-щелевая линия

Один из вариантов конструкции волноводно-щелевой линии (ВЩЛ) показан на рис. 3.8. Она представляет собой диэлектрическую подложку 2, на

поверхностях которой нанесены участки металлизации, расположенную в вертикальной плоскости, как правило, в центре широкой стенки прямоугольного волновода 1.

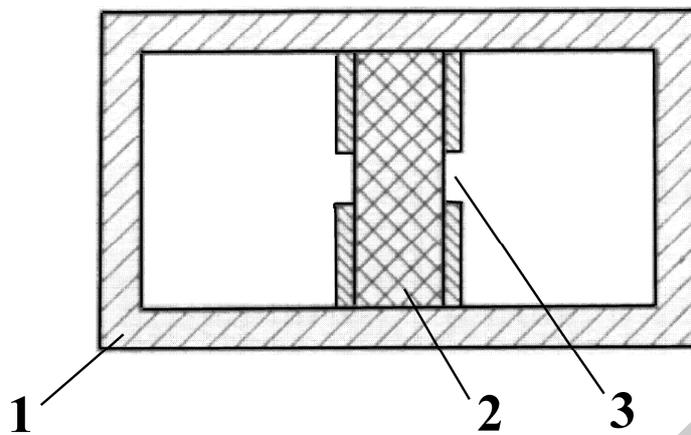


Рис. 3.8. Конструкция волноводно-щелевой линии

Между участками металлизации формируется щелевой зазор 3, который поддерживает распространение рабочего типа волны. Участки металлизации могут располагаться как по обе стороны подложки (см. рис. 3.8, в этом случае идет речь о двухсторонней симметричной ВЩЛ), так и с размещением металлизации только на одной из сторон ВЩЛ. В последнем случае формируется односторонняя ВЩЛ. Интерес к ВЩЛ определяется широким развитием и использованием элементов и устройств КВЧ-диапазона. ВЩЛ характеризуется малыми собственными потерями, отсутствием потерь на излучение, возможностью формирования одномодового режима работы в широкой полосе частот, удобством подключения внешних активных и пассивных элементов и приборов и рядом других преимуществ. Рабочим типом волны является квази- H_{01} мода, имеющая небольшую дисперсию, что облегчает проектирование элементов на базе этой линии передачи.

3.6. Копланарная полосковая линия

Конструкция копланарной линии передачи показана на рис. 3.9, а. Она состоит из центрального проводника и двух параллельных ему проводников, расположенных в той же плоскости по обе стороны от центрального проводника. Электромагнитная волна распространяется вдоль щелей между проводящими поверхностями. Распределение щелей в линии показано на рис. 3.9, б. Перечисленные выше достоинства щелевой линии справедливы и для копланарной полосковой линии.

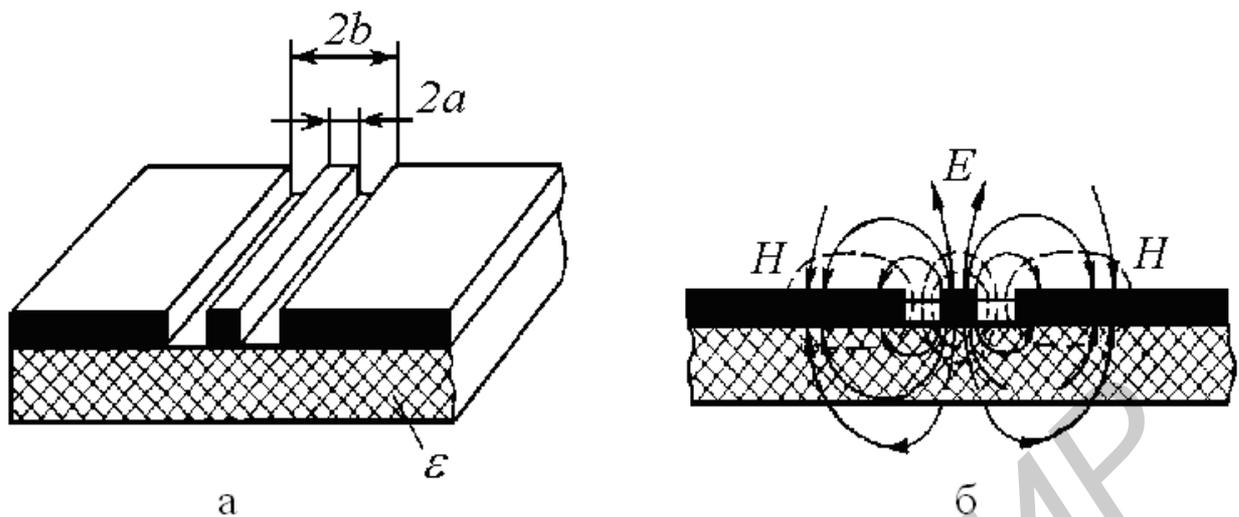


Рис. 3.9. Конструкция КПЛ (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля (б)

Волновое сопротивление копланарной линии, вычисленное с помощью квазистатического приближения, равно

$$Z_B \sqrt{\varepsilon + 1} = 133,2 K'(R) / K(R), \quad (3.18)$$

где $R = [1 + (b - a) / a]^{-1}$;

2а – ширина центрального проводника;

2b – расстояние между двумя заземленными пластинами.

Волновое сопротивление копланарной линии практически не зависит от толщины подложки. Влияние экранирующего корпуса, в который, как правило, помещается микросхема, оказывается незначительным, если его внутренняя поверхность располагается относительно поверхности проводников на расстоянии, большем, чем удвоенная ширина щели.

3.7. Связанные полосковые линии

Связанными линиями называют две или несколько линий передачи, между которыми имеется непрерывная распределенная по длине электромагнитная связь. Они широко применяются в различных схемах фильтров, резонаторов, направленных ответвителей, фазовращателей и т.д.

Рассмотрим широко используемую в СВЧ-микросхемах пару связанных полосковых линий передачи (рис. 3.10, а) при возбуждении их с двух входов одинаковыми по амплитуде волнами напряжений: синфазно (четное возбуждение) и противофазно (нечетное возбуждение). На рис. 3.10, б, в изображена конфигурация электрического поля в поперечном сечении, получаемая соответственно при четном и нечетном видах возбуждения.

При четном виде возбуждения токи в обоих проводниках равны и одинаково направлены, а при нечетном виде возбуждения – равны и противоположно направлены. Электромагнитное поле, окружающее и связывающее

линии, частично находится в воздухе, а частично в диэлектрике подложки (рис. 3.10). При четном виде возбуждения распределение электромагнитного поля показано на рис. 3.10, б, а при нечетном виде возбуждения – на рис. 3.10, в.

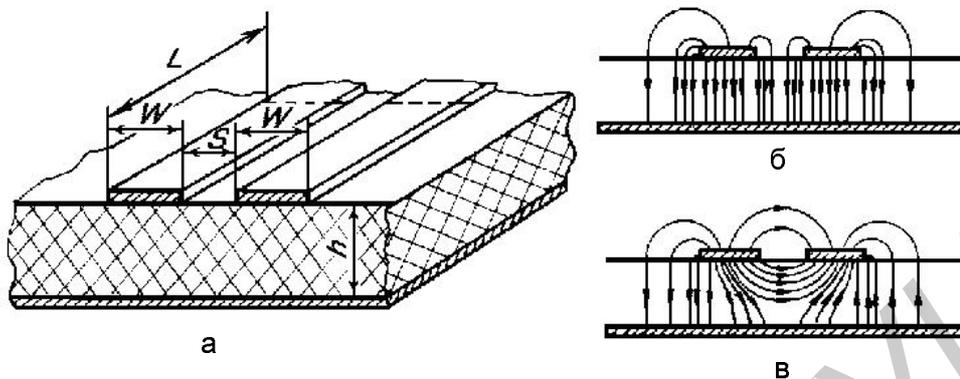


Рис. 3.10. Связанные полосковые линии передачи (а) и распределение линий напряженности электрического и магнитного поля при чётном (б) и нечётном (в) возбуждении

Связанные микрополосковые линии нашли широкое применение в интегральных схемах фильтров, направленных ответвителей, резонаторов диапазонов СВЧ и КВЧ.

4. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ В ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

4.1. Емкости

Наиболее распространенные конструкции емкостных элементов, формируемых на базе МПЛ, приведены на рис. 4.1–4.3. Их характерной особенностью является наличие в топологической схеме зазора в верхнем, сигнальном проводнике. Такие элементы просты в реализации (не требуют дополнительных технологических операций). Зазор может иметь различную форму – прямолинейную, пилообразную, форму меандра и т.п.

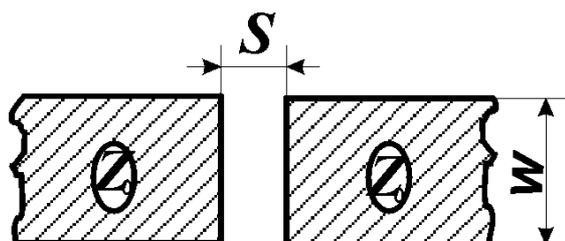


Рис. 4.1. Конструкция пленочной емкости

Величина емкости таких планарных конструкций ограничена технологическими возможностями получения малых зазоров S , что позволяет реализовывать емкости с небольшим номинальным значением. Так, например, при ширине зазора около 50 мкм величина емкости составляет не более 4 пФ.

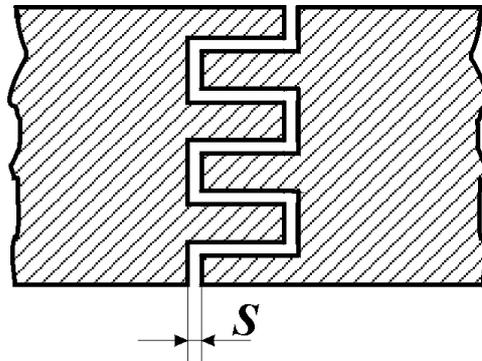


Рис. 4.2. Конструкция пленочной емкости с меандровым зазором

Параллельная емкость образуется между заземленной пластиной и проводником микрополосковой линии и выполняется в виде одинарного или сдвоенного (рис. 4.3) шлейфа с низким волновым сопротивлением или виде прямоугольного плоского конденсатора (рис. 4.4).

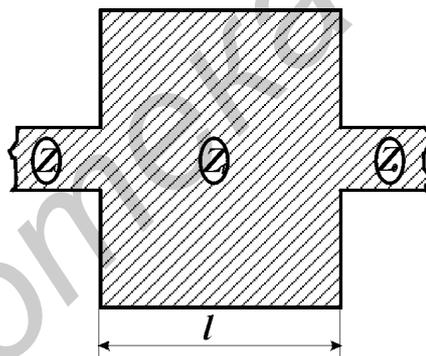


Рис. 4.3. Конструкция емкости

Конденсаторы, у которых верхняя обкладка (в плоскости проводника микрополосковой линии) выполнена прямоугольной или круглой, имеют низкую емкость на единицу площади (0,1 пФ/мм² при $\epsilon_r \approx 10$, $D = 0,5$ мм).

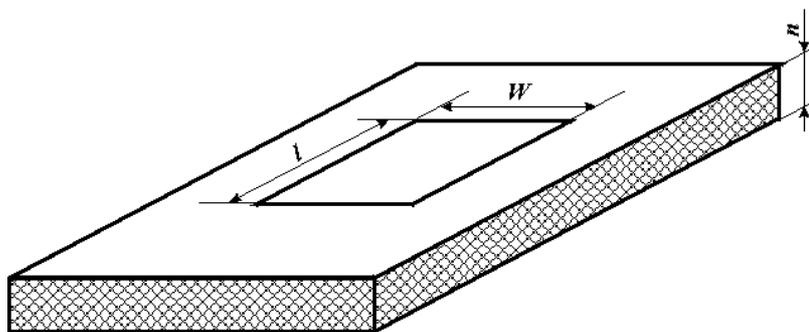


Рис. 4.4. Конструкция емкости

Однако такие конструкции позволяют получить высокую добротность, высокое пробивное напряжение, точное значение требуемой емкости.

4.2. Индуктивности

Последовательная индуктивность выполняется в виде короткого отрезка полосковой линии длиной $l < \lambda_B/8$ с высоким волновым сопротивлением Z_1 (рис. 4.5).

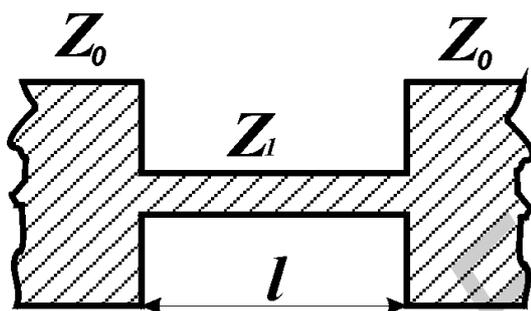


Рис. 4.5. Конструкция пленочной индуктивности

Сосредоточенные индуктивные элементы могут быть реализованы в одно- и трехслойном варианте. Однослойные индуктивности с малой величиной индуктивности (менее 1 нГн) представляют собой один плоский виток (рис. 4.6), а трехслойные – спираль круглой или прямоугольной (квадратной) формы (рис. 4.7), у которой центральный вывод пропускается над катушкой и изолируется от нее диэлектрической пленкой.

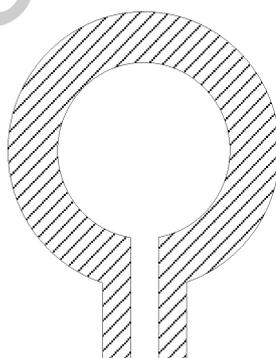


Рис. 4.6. Конструкция пленочной однослойной индуктивности

Существующая технология позволяет получить индуктивные спирали с добротностью $Q \approx 100$ и номинальными значениями $L = 1 - 100$ нГн. При расчете индуктивности влиянием заземленного основания можно пренебречь, если высота подложки более чем в 10...20 раз превышает ширину проводника спирали.

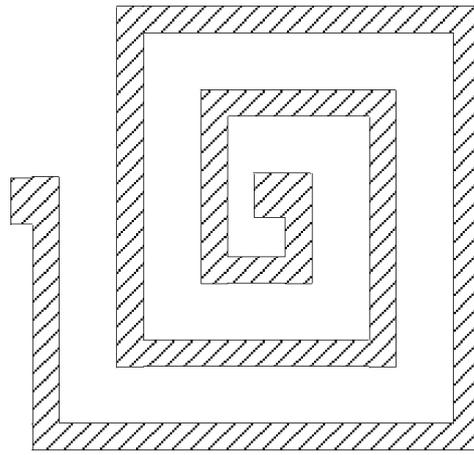


Рис. 4.7. Конструкция пленочной трехслойной индуктивности

Параллельная индуктивность может быть выполнена в виде короткозамкнутого или разомкнутого параллельного шлейфа длиной $l < \lambda_B/8$ (рис. 4.8).

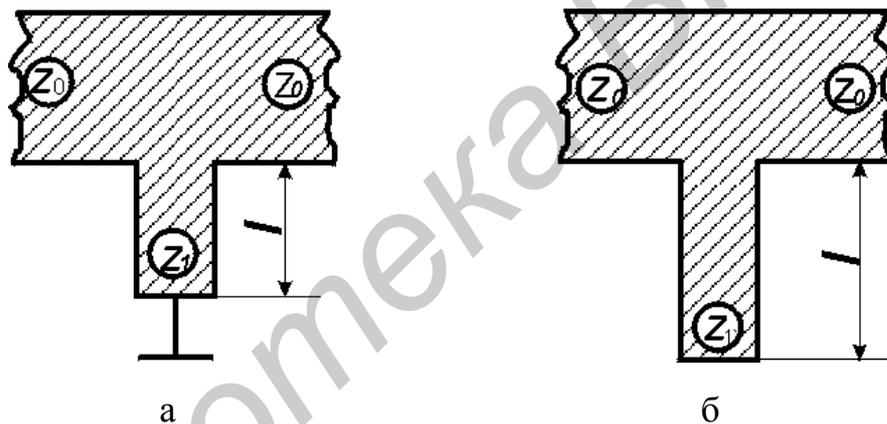


Рис. 4.8. Конструкции пленочной индуктивности с короткозамкнутым (а) и разомкнутым (б) шлейфами

LC-структуры представляют собой плоские конденсаторы, у которых одна из обкладок заменена плоской спиралью. Такие структуры используются на частотах от 10 МГц до 6 ГГц и выше.

4.3. Резисторы

Распределенные пленочные резисторы для симметричных полосковых линий имеют вид пленки специальной формы с нанесенным на нее поглощающим слоем, которая помещается над центральным проводником и зажимается между двумя диэлектрическими пластинами линии. Микрополосковая нагрузка может быть выполнена на основе микрополосковой линии с высоким значением вносимого затухания, у которой верхний проводник имеет

поверхностное сопротивление R_s , значительно большее, чем поверхностное сопротивление заземленного основания (рис. 4.9). Для реализации большой величины R_s толщину верхнего проводника (1) размерами W и L выбирают много меньше глубины скин-слоя или же используют материалы верхнего проводника с низкой электропроводностью, такие, как хром, нихром и т.д.

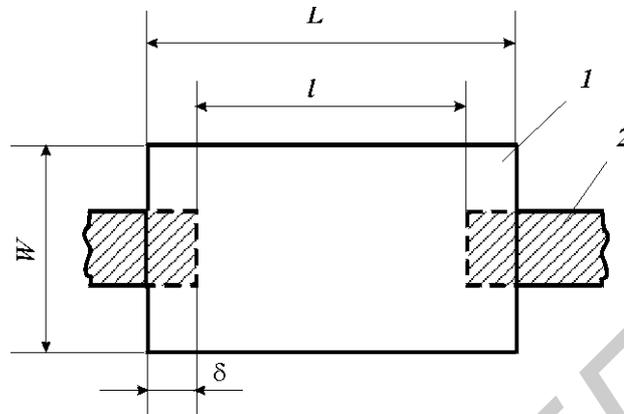


Рис. 4.9. Конструкция пленочного сопротивления

С целью получения больших значений затухания при ограниченных габаритах устройства проводник нагрузки «свертывается» в спираль или меандровую линию. Сосредоточенные резисторы в ИС СВЧ используются в качестве согласованных нагрузок, в СВЧ-сумматорах и делителях мощности, в цепях управления и питания. Резисторы, как правило, имеют прямоугольную форму. Сопротивление пленочного резистора

$$R = R_s l / W = R_s n, \quad (4.1)$$

где l и W – длина и ширина резистора,

n – число квадратов резистивной пленки или коэффициент формы, характеризующий степень отличия формулы резистора от квадратной.

Поверхностное сопротивление пленочного резистора (или сопротивление квадрата пленки) равно

$$R_s = 1 / \sigma t. \quad (4.2)$$

В СВЧ-резисторе имеет место распределенная шунтирующая емкость, которая снижает номинал полного сопротивления на высоких частотах по сравнению со значением сопротивления на постоянном токе. Для устранения этого недостатка экранную поверхность под резистором удаляют.

Помимо пленочных резисторов в ИС СВЧ используются различные типы малогабаритных навесных резисторов сосредоточенного типа, типов С2-12, С3-3 и т.д.

4.4. Простейшие нерегулярности

Источниками высших типов волн и паразитного излучения в ИС СВЧ и КВЧ могут быть различные нерегулярности: изгиб линии, разомкнутый ко-

нец линии, изменение ширины линии, Т-образное соединение и др. Влияние этих нерегулярностей на электрические характеристики СВЧ-схем усиливается с повышением рабочей частоты, когда геометрические размеры нерегулярностей становятся соизмеримыми с длиной волны в линии передачи.

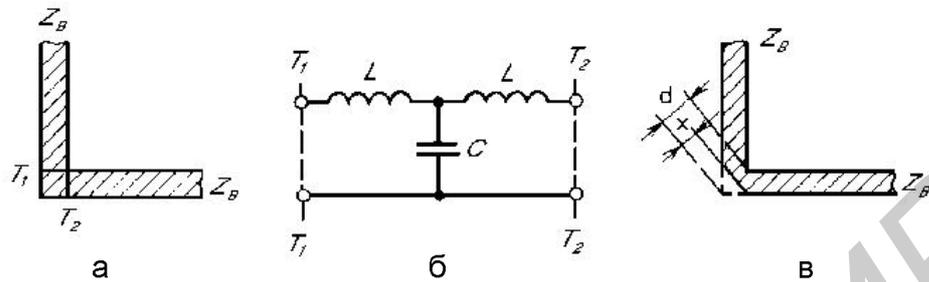


Рис. 4.10. Нерегулярности в микрополосковой линии передачи и их схемы замещения

Нерегулярность в виде изгиба (рис. 4.10, а) микрополосковой линии имеет эквивалентную схему (рис. 4.10, б), в которой параллельная емкость C обусловлена накоплением заряда, а последовательная индуктивность L – искажением магнитного поля в изгибе. С целью уменьшения отражений от изгиба (уменьшение величин C и L) изгиб следует выполнять со скосом (рис. 4.10, в). Величина скоса X/d зависит от частоты, параметров линии передачи и угла изгиба.

Нерегулярность в виде Т-образного соединения (рис. 4.11) часто встречается в полосковых схемах СВЧ: кольцевых и шлейфных направленных ответвителях, Т-образных делителях мощности и др.

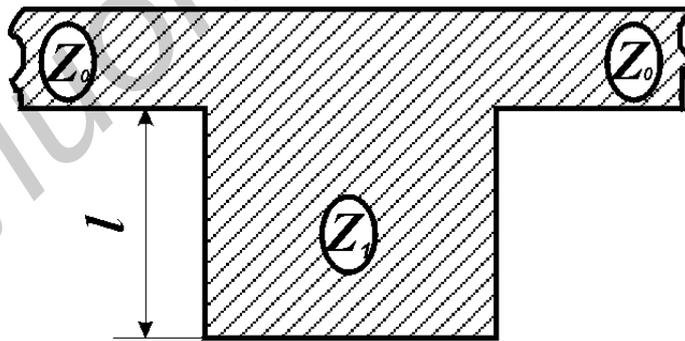
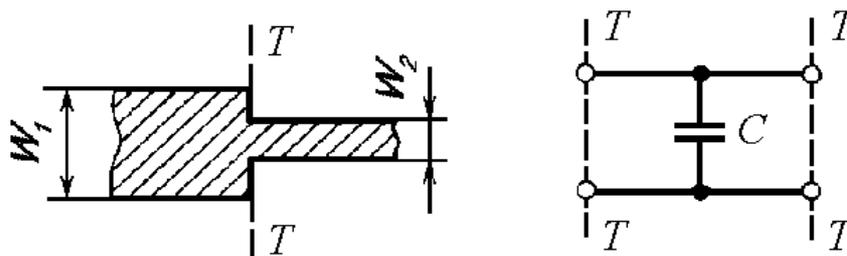


Рис. 4.11. Нерегулярность микрополосковой линии передачи



а

б

Рис. 4.12. Нерегулярность микрополосковой линии передачи и ее эквивалентная схема замещения

Нерегулярность в виде скачкообразного изменения ширины полоски (рис. 4.12, а) эквивалентна параллельной емкости (рис. 4.12, б).

4.5. Резонаторы

В интегральных микросхемах СВЧ-фильтров, генераторов, усилителей используются полосковые (печатные) и объемные резонаторы.

Полосковый резонатор, как правило, представляет собой отрезок полосковой линии передачи длиной $\lambda_B/4$, $\lambda_B/2$ или λ_B , разомкнутый или короткозамкнутый на концах. Короткозамкнутый резонатор обладает более высокой добротностью и значительно меньшим концевым излучением по сравнению с разомкнутым резонатором. Так, например, 50-омный разомкнутый на конце микрополосковый резонатор на подложке толщиной 1 мм в 10-сантиметровом диапазоне волн имеет потери на излучение около 0,5 % и добротность 185, а аналогичный короткозамкнутый резонатор обладает пренебрежимо малыми потерями на излучение и добротностью порядка 480.

Наиболее серьезным недостатком короткозамкнутых резонаторов является необходимость замыкания проводника на основании с помощью вышеописанных элементов заземления, что усложняет технологический процесс изготовления.

В замкнутых конструкциях полосковых резонаторов, выполненных в виде кольца или прямоугольника (квадрата) (рис. 4.13), краевой эффект устраняется. В дисковом микрополосковом резонаторе (рис. 4.14) при $h/r_{cp} \leq 0,1$ возможно существование только колебаний типа E_{mn0} (E_{010} , E_{110} , E_{210} , E_{310}), когда отсутствуют вариации поля вдоль оси Z и могут быть вариации поля по азимуту и радиусу.

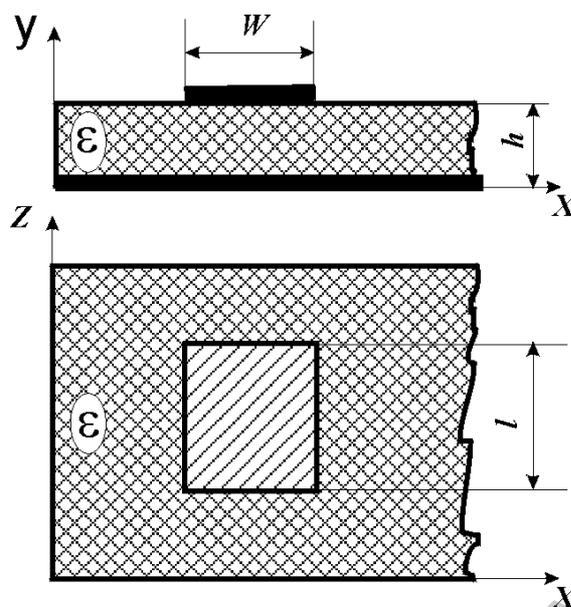


Рис. 4.13. Конструкция микрополоскового резонатора

Чем больше радиус диска, тем более высокие типы колебаний могут возбуждаться и поддерживаться. В резонаторе кольцевого типа (рис. 4.15), как и в предыдущей конструкции, возбуждаются волны E_{mn0} - типа.

Объемные резонаторы имеют форму параллелепипеда, стержня или сферы из диэлектрика или феррита с высоким значением ϵ_r . Принцип действия диэлектрического резонатора основан на явлении полного внутреннего отражения от границы раздела диэлектрик–воздух.

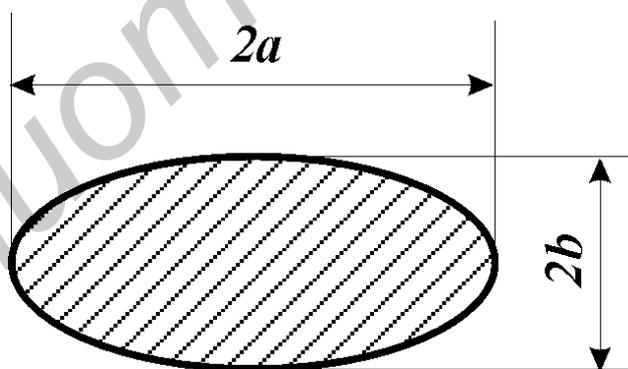


Рис. 4.14. Конструкция дискового микрополоскового резонатора

При этом электромагнитное поле концентрируется в объеме резонатора и потери на излучение оказываются небольшими. Практическое использование диэлектрических резонаторов стало возможным благодаря появлению новых материалов, обладающих высоким значением ($\epsilon_r \geq 30$), малым $\text{tg} \delta \leq 10^{-3}$ и высокой термостабильностью ($\text{TT}_\epsilon \approx 10^{-5} - 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$).

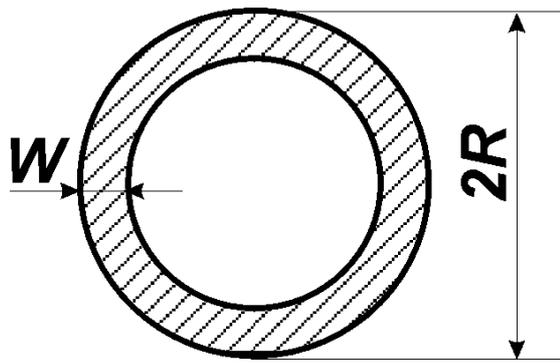


Рис. 4.15. Конструкция кольцевого микрополоскового резонатора

По сравнению с волноводными диэлектрические резонаторы имеют гораздо меньшие размеры при одинаковых величинах добротности. Так, например, фильтр на диэлектрических резонаторах из материала TiO_2 ($\epsilon_r \approx 85$) в экранирующем корпусе имеет в 3...5 раз меньший объем по сравнению с аналогичным волноводным фильтром. Величина собственной добротности диэлектрических резонаторов, обусловленная тепловыми потерями, может достигать значения 10^4 . Объемные резонаторы, как правило, конструктивно и электрически хорошо сочетаются с микрополосковой линией передачи и могут быть с успехом использованы в ИС СВЧ. Их крепление к общей подложке осуществляется с помощью пенопласта или диэлектриков полистирольного типа, взятых в минимальных количествах с целью исключения их влияния на параметры микросхемы. Дискковый резонатор укрепляется с помощью проходящего через его ось (в минимуме электрического поля резонатора) стержня небольшого диаметра, что обеспечивает минимальное возмущающее действие.

Широкое применение находят объемные резонаторы из монокристаллов железо-иттриевого феррит-граната (ЖИГ), чаще всего сферической формы, имеющие узкую резонансную кривую, высокую нагруженную добротность (порядка нескольких тысяч) при малых геометрических размерах. Собственная частота колебаний в феррите связана линейной зависимостью с напряженностью поля подмагничивания, что позволяет осуществить также электрическую перестройку частоты резонатора.

5. УСТРОЙСТВА ДИАПАЗОНОВ СВЧ И КВЧ В ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

5.1. Полосковые фильтры

На основе вышеописанных простейших элементов (емкостей, индуктивностей) и резонаторов проектируются интегральные микросхемы СВЧ. Поскольку полосковые линии не имеют нижней частоты отсечки, то на их основе могут быть реализованы практически все типы фильтров, включая фильтры нижних частот.

5.1.1. Фильтры нижних частот

Фильтры нижних частот (ФНЧ) используются в качестве выходных фильтрующих цепочек смесителей, в цепях питания СВЧ ИС и др. Одна из схем фильтра нижних частот на элементах с распределенными параметрами представлена на рис. 5.1. Здесь отрезки линий с высоким волновым сопротивлением Z_{B1} эквивалентны последовательной индуктивности L , а чередующиеся с ними отрезки линий с низким волновым сопротивлением Z_{B2} – параллельной емкости C , при этом величины Z_{B1} должны быть по возможности высокими, а Z_{B2} – как можно более низкими.

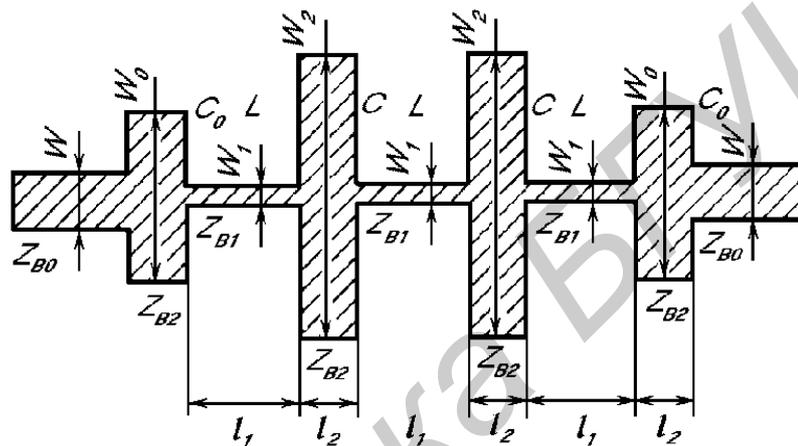


Рис. 5.1. Конструкция микрополоскового фильтра нижних частот

Отрезки однородных линий передачи должны быть как можно короче по сравнению с наименьшей длиной волны в полосе пропускания. Это позволяет избежать частотной зависимости параметров отдельных элементов фильтра, усложняющей расчеты и затрудняющей создание фильтров с нужными характеристиками. На стыках двух соседних секций возникает краевая емкость, обусловленная скачком волновых сопротивлений, поэтому минимальная длина индуктивных отрезков линий ограничена величиной, при которой еще не сказывается влияние двух соседних краевых емкостей.

Наименьшие габариты имеют ФНЧ с сосредоточенными параметрами. Простейший трехэлементный фильтр (рис. 5.2), выполненный по Т-образной схеме на двух одновитковых индуктивностях ($L = 1,9$ нГн) и емкости встречно-штыревой структуры ($C = 1,5$ пФ).

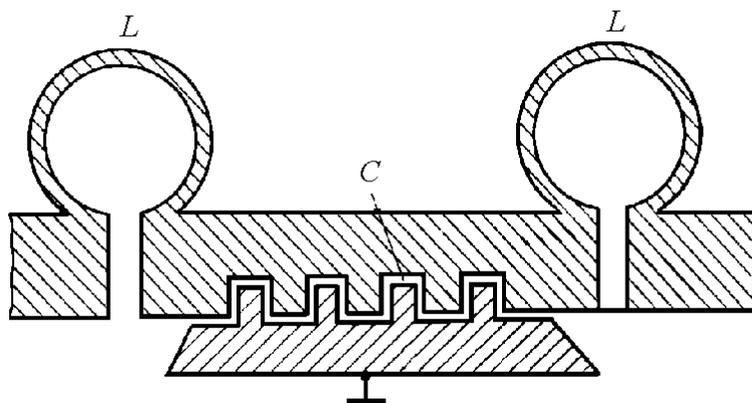


Рис. 5.2. Конструкция микрополоскового трехэлементного фильтра

Он имеет частоту среза 4 ГГц по уровню 3 дБ, а на частоте 9 ГГц – затухание 20 дБ. Фильтр вместе с 50-омными выводами размещается на подложке размером 6x12 мм.

5.1.2. Фильтры верхних частот

Фильтры верхних частот (ФВЧ) (рис. 5.3) аналогично коаксиальному фильтру выполняются с помощью соединения параллельных индуктивностей в виде полосковых короткозамкнутых шлейфов с высоким волновым сопротивлением, имеющих малую длину ($l < \lambda_B / 8$), и последовательных емкостей.

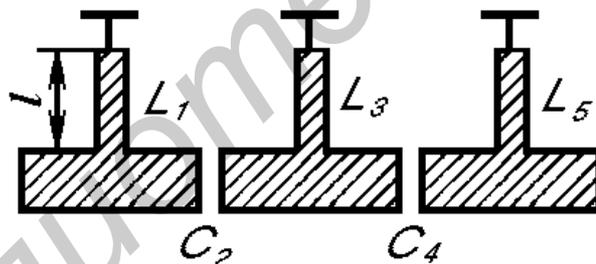


Рис. 5.3. Конструкция микрополоскового фильтра верхних частот

Из-за трудности реализации надежного короткого замыкания в высокочастотных участках СВЧ-диапазона применяются широкополосные полосковые фильтры, называемые фильтрами псевдоверхних частот.

5.1.3. Полосно-пропускающие фильтры

Полосовые фильтры (или полосно-пропускающие фильтры ППФ) могут быть реализованы на основе разомкнутых (или короткозамкнутых) на конце резонаторов, связанных между собой определенным способом.

Полосковый ППФ, имеющий последовательные связи полуволновых резонаторов через торцевые емкости (зазоры в одиночной полосковой ли-

нии), показан на рис. 5.4. Расстояние между центрами зазоров равно $\lambda_{вв}/2$, а величина зазора определяет полосу пропускания фильтра. Для получения широкой полосы пропускания соседние резонаторы должны быть сильно связаны между собой, что возможно при больших емкостях в зазорах (очень малых S). Ввиду технологических ограничений на величину зазора реализуемые полосы пропускания не превосходят 20 %. Длина такого фильтра получается очень большой.

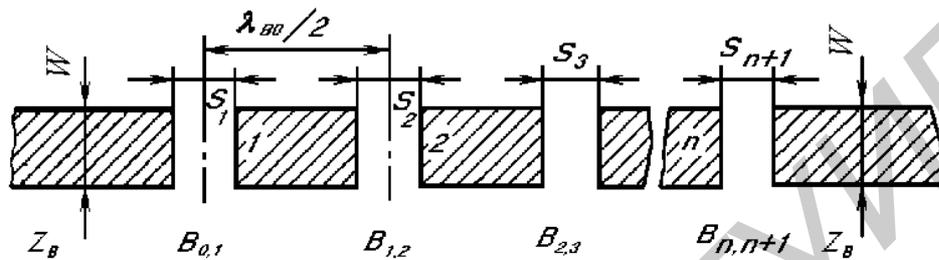


Рис. 5.4. Конструкция полосно-пропускающего микрополоскового фильтра

Более компактная конструкция ППФ со связью полуволновых полосковых резонаторов через боковые поверхности показана на рис. 5.5. Простейшим элементом такого фильтра является звено, состоящее из пары связанных линий, работающее в режиме четырехполюсника. Каждая из связанных линий разомкнута на конце. Фильтр формируется в виде каскадного соединения таких звеньев. Параметры фильтра находятся из его матрицы передачи. Как отмечалось ранее, разомкнутые отрезки полосковых линий выполнить проще, чем короткозамкнутые, поэтому первым отдается предпочтение.

Достоинствами полосковых фильтров на параллельно связанных резонаторах являются малые габариты, относительно большие расстояния между резонаторами (что облегчает выполнение полосковой схемы, а также повышает электрическую прочность), большая крутизна характеристики затухания.

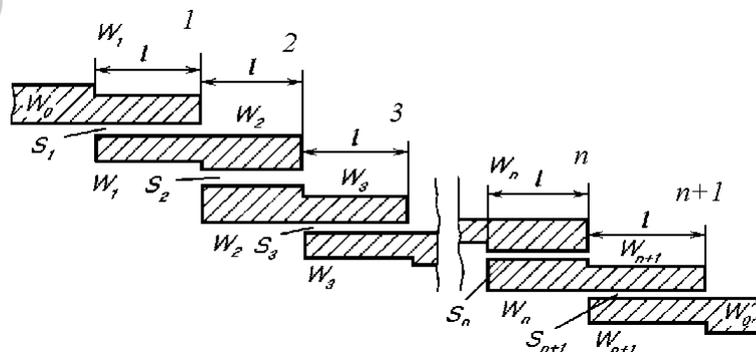


Рис. 5.5. Конструкция микрополоскового фильтра со связью через боковые поверхности

Еще одна разновидность топологии полосового фильтра представлена на рис. 5.6. Это так называемый фильтр на встречных стержнях. Он состоит из полосковых четвертьволновых резонаторов, короткозамкнутых на одном конце и разомкнутых на другом, причем короткозамкнутые и разомкнутые концы чередуются. Фильтры на встречных стержнях имеют малые потери и габариты, широкие пределы полосы пропускания (от 1 до 60 %). Однако выполнение такого фильтра в полосковом исполнении связано с трудностями обеспечения надежного короткого замыкания резонаторов.

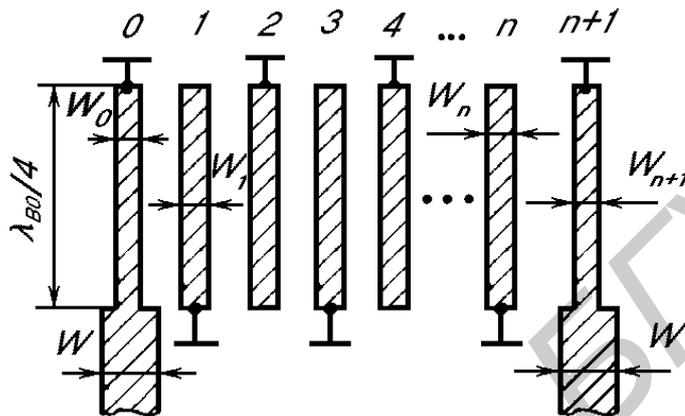


Рис. 5.6. Конструкция микрополоскового фильтра на встречных стержнях

Одна из основных проблем полосковых фильтров, обусловленная ограниченной добротностью печатных резонаторов, состоит в получении малых потерь при узкой полосе пропускания. Поиски путей решения этой задачи привели к разработке фильтров с использованием объемных высокодобротных резонаторов (диэлектрических и ферритовых), которые включаются в разрыв проводника полосковой линии. При увеличении числа последовательно включенных в полосковую линию объемных резонаторов возможно расширение полосы пропускания, повышение избирательности; при этом для исключения нежелательных провалов в частотной характеристике центральные частоты резонаторов должны отличаться не более чем на половину ширины их индивидуальных полос пропускания. Форма частотной характеристики фильтра во многом определяется элементами связи резонаторов и расположением их относительно проводника полосковой линии. Резонансная частота в большей степени зависит от степени связи резонатора с полосковой линией. Поскольку добротность диэлектрических резонаторов примерно на порядок выше добротности микрополосковых резонаторов, фильтры с такими объемными резонаторами могут иметь узкие ($\Delta f/f_0 \leq 1\%$) полосы пропускания.

5.1.4. Полосно-заграждающие фильтры

Режекторные фильтры (РФ) (или полосно-заграждающие фильтры ПЗФ). Конструкция режекторного фильтра показана на рис. 5.7. Параллель-

ный резонансный контур, включенный в схеме рис. 5.7 последовательно, эквивалентен четвертьволновому отрезку полосковой линии передачи, а последовательный резонансный контур, включенный параллельно, можно представить в виде короткого отрезка линии длиной l_2 с высоким волновым сопротивлением (эквивалент индуктивности) и короткого разомкнутого на конце шлейфа длиной l_1 с низким волновым сопротивлением (эквивалент емкости).

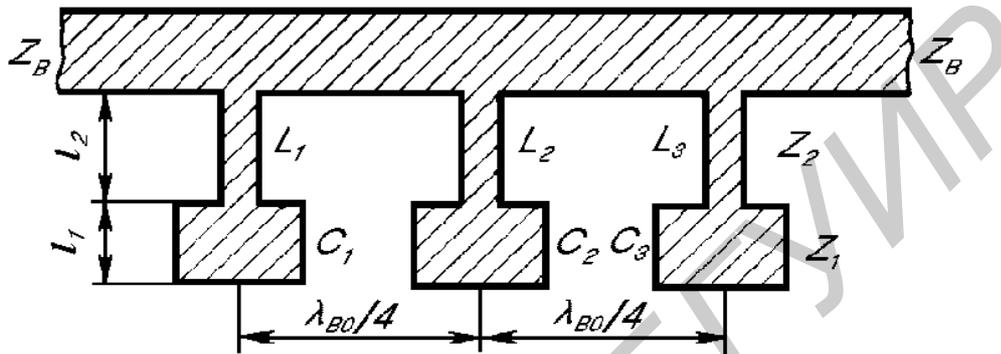


Рис. 5.7. Конструкция режекторного микрополоскового фильтра

Режекторные фильтры подобно полосовым фильтрам могут быть реализованы на основе ферритовых или диэлектрических резонаторов высокой добротности и отличаются от ПФ способом включения резонаторов в линию — на некотором расстоянии от полоскового проводника линии или наложением на него. При сближении резонатора с проводником величина максимального затухания в полосе заграждения и полоса резонатора растут.

5.2. Полосковые направленные ответвители

5.2.1. Кольцевые направленные ответвители

На рис. 5.8, а показана схема кольцевого направленного ответвителя длиной $(3/2) \lambda_B$. В этой схеме имеет место режим стоячей волны. Сигнал, поданный, например, на вход 1, разделяется, и волны напряжения проходят по двум путям вдоль кольца. Так как отрезки кольца имеют определенную длину, эти волны оказываются синфазными в местах подсоединения плеч 2 и 3, где они, складываясь, проходят в эти плечи.

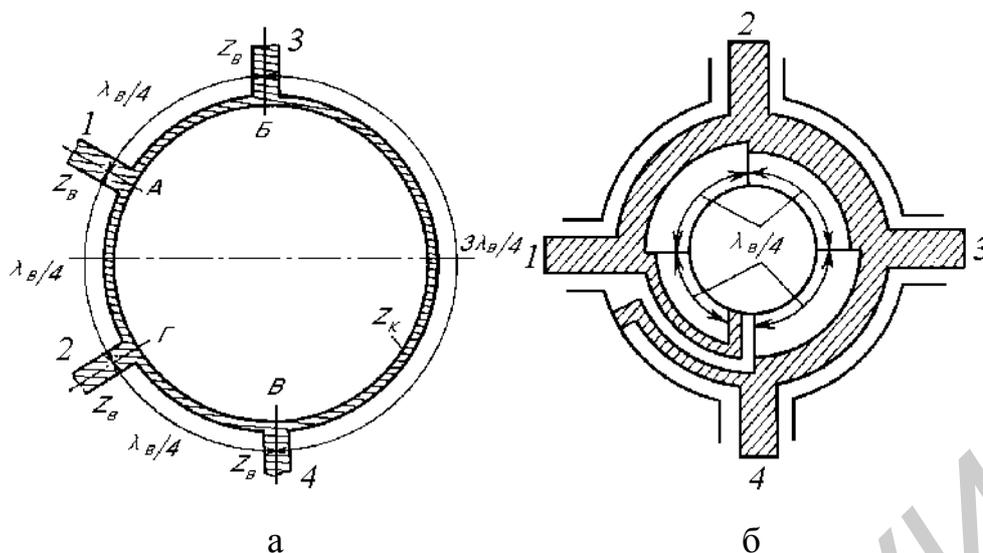


Рис. 5.8. Конструкция микрополоскового направленного ответвителя

Нетрудно убедиться в том, что в этом случае волны напряжения в месте подсоединения плеча 4 оказываются в противофазе, где они вычитаются и не проходят в плечо 4. Итак, в данной схеме кольцевого направленного ответвителя входной сигнал поступает в смежные (относительно входного) плечи и не проходит в противоположное (несмежное) плечо.

Расчет кольцевого направленного ответвителя, симметричного относительно вертикальной оси симметрии, может быть произведен с помощью метода зеркальных отображений.

В наиболее распространенном гибридном кольце, имеющем равное деление мощности в выходных плечах,

$$Z_{\text{в}} = Z_{\text{к}} / \sqrt{2}, \quad (5.1)$$

где $Z_{\text{в}}$ – волновое сопротивление подводящих линий;

$Z_{\text{к}}$ – волновое сопротивление кольца.

По уровню развязки 30 дБ и переходного ослабления 3,2 дБ полоса частот гибридного кольца составляет ~ 25 %. Ограничение полосы частот обусловлено в основном наличием в кольце отрезка линии длиной $(3/4) \lambda_{\text{в}}$ между плечами 3 и 5. В связи с этим возникла идея замены этого отрезка на отрезок линии длиной $\lambda_{\text{в}}/4$, а недостающий при этом фазовый сдвиг 180° обеспечивают включением частотно-независимого фазовращателя. Такое кольцо «с опрокидыванием фазы» общей длиной $\lambda_{\text{в}}$ (рис. 5.8, б) по своим свойствам аналогично кольцу длиной $(3/2) \lambda_{\text{в}}$. Однако отличительными его особенностями является частотная независимость параметров развязки и деления мощности. На практике полоса пропускания кольца длиной $(3/2) \lambda_{\text{в}}$ составляет 20 %, а полоса пропускания кольца длиной $\lambda_{\text{в}}$ равна примерно октаве.

Приведенные выше соотношения были справедливы для идеальных кольцевых схем. На практике в ИС СВЧ кольцевые ответвители работают с неидеально согласованными нагрузками, а также при наличии нерегулярностей и потерь в полосковой линии передачи. Кроме того, имеется определенный конструкторско-технологический разброс геометрических размеров схемы и диэлектрических параметров подложки.

Отметим некоторые особенности работы кольца длиной $(3/2) \lambda_v$ при подключении к его плечам 1, 2, 3, 4 несогласованных нагрузок с комплексными коэффициентами отражения $\Gamma_1, \Gamma_2, \Gamma_3, \Gamma_4$. При равенстве коэффициентов отражения нагрузок двух противоположных выходов кольца развязка двух других выходов теоретически идеальна. Рассогласование нагрузок, подключенных к смежным (относительно входа) полюсам кольца, оказывает влияние на согласование входа, развязку, рабочее затухание и переходное ослабление.

Имеющиеся технологические допуски на ширину проводника, диэлектрическую проницаемость и толщину подложки приводят к отклонению величины волнового сопротивления относительно номинального значения, что, в свою очередь, вызывает ухудшение основных характеристик ответвителя.

Конструктивный недостаток кольцевого направленного ответвителя применительно к микросхемам СВЧ состоит в том, что выходные рабочие плечи не являются смежными. Это затрудняет использование ответвителей в схемах, где необходимо объединение выходных элементов, подключаемых к рабочим выходам кольца. С этой целью иногда используется топология, в которой один из выводов заводится внутрь кольца.

В длинноволновом диапазоне одно или несколько плеч ответвителя изгибаются в виде меандровой линии. Такой «свернутый» направленный ответвитель в 10-сантиметровом диапазоне имеет габариты в 3...4 раза меньше, чем аналогичный ответвитель, выполненный в виде окружности.

5.2.2. Шлейфные направленные ответвители

Шлейфный НО состоит из двух отрезков полосковой линии передачи, соединенных между собой с помощью двух и более шлейфов, длины и расстояния между которыми равны четверти длины волны, определенной в полосковой линии передачи.

С увеличением числа n шлейфов направленность и диапазонные характеристики шлейфного НО улучшаются. Однако при числе шлейфов более трех волновые сопротивления внешних ветвей становятся настолько большими, что практически не могут быть реализованы в печатном исполнении. В связи с этим в ИС СВЧ наибольшее распространение получили двух- и трехшлейфные НО. На рис. 5.9 приведена схема двухшлейфного направленного ответвителя.

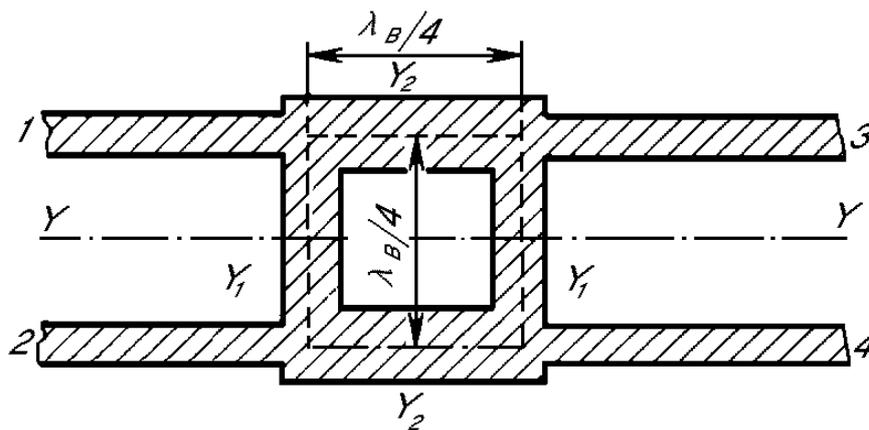


Рис. 5.9. Конструкция шлейфного микрополоскового направленного ответвителя

Оценка влияния различных дестабилизирующих факторов на параметры двухшлейфного НО и сравнение с аналогичными параметрами кольцевого ответвителя свидетельствует о следующем. При работе ответвителей на рас-согласованные нагрузки развязка в кольцевом ответвителе оказывается лучше, а согласование входа хуже, чем в шлейфном НО. Для улучшения развязки шлейфного ответвителя нагрузки его рабочих плеч размещают несимметрично со сдвигом на расстоянии $l = \lambda_{в} / 4$.

Для уменьшения линейных размеров шлейфные ответвители длинноволнового диапазона выполняются в виде меандровых отрезков линий.

Шлейфные ответвители имеют конструктивное преимущество перед кольцевыми: их смежные рабочие выходы достаточно просто объединить, когда это требуется, в планарной конструкции ИС СВЧ.

5.2.3. Направленные ответвители на связанных полосковых линиях

Полосковая схема направленного ответвителя на связанных линиях (рис. 5.10) состоит из параллельных отрезков линий, связанных равномерно по длине электрической и магнитной связями, причем длина области связи составляет нечетное число четвертей длин волн, определенных в данных отрезках линий. Энергия, проходящая в определенном направлении по первичной линии, ответвляется во вторичную и распространяется по ней в противоположном направлении. Поэтому такие ответвители получили название «противонаправленных». Благодаря широкополосности, а также простоте конструкции, такие ответвители используются во многих интегральных микросхемах СВЧ.

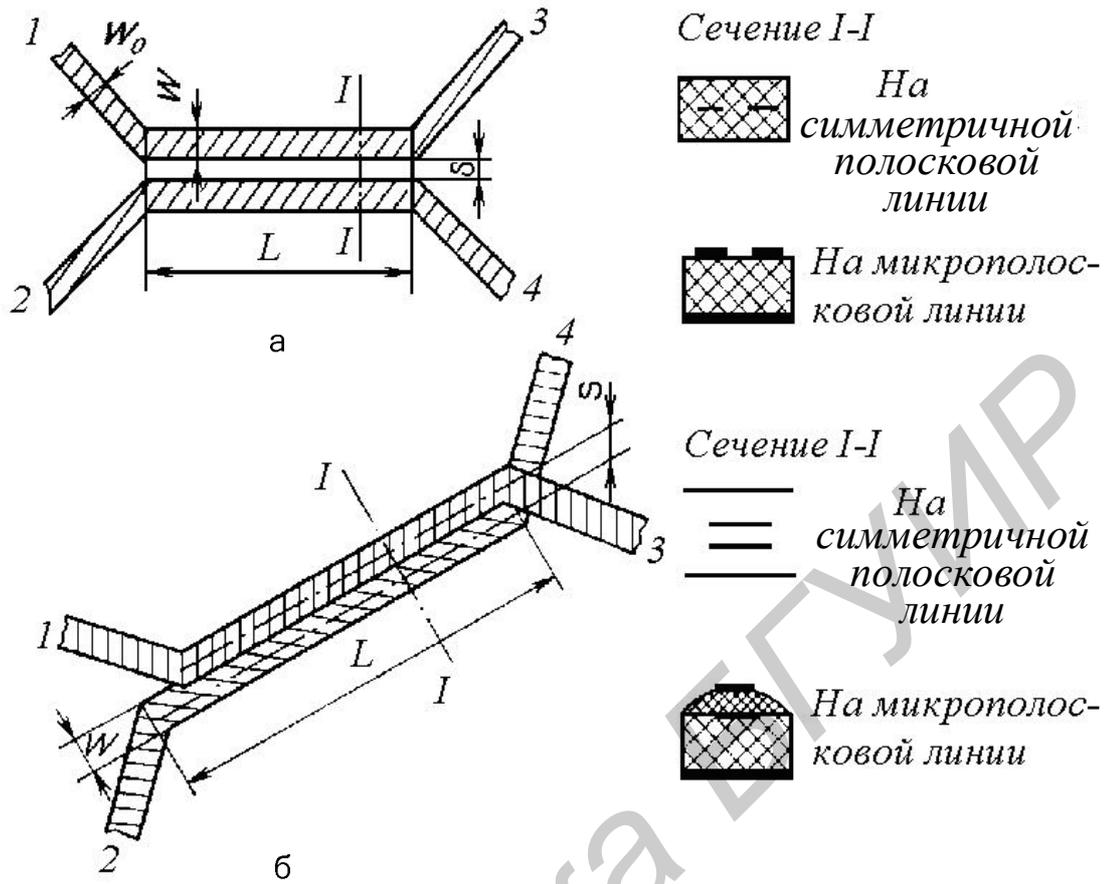


Рис. 5.10. Конструкция направленного ответвителя на связанных полосковых линиях

Полоса пропускания направленного ответвителя на связанных линиях может быть расширена за счет каскадно-включенных звеньев равной электрической длины и (рис. 5.11).

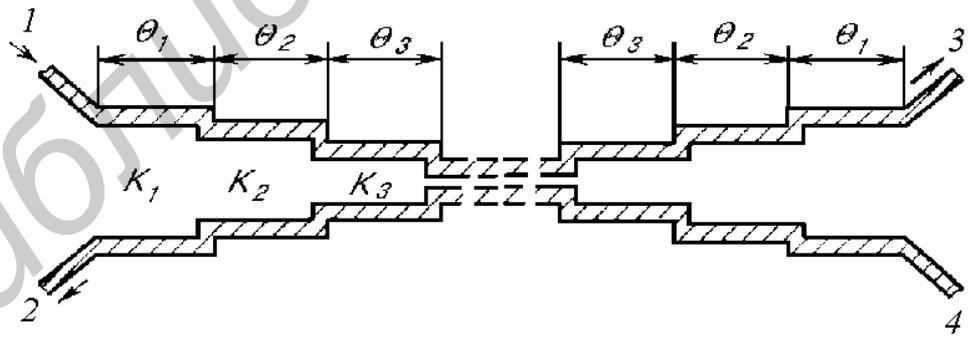


Рис. 5.11. Конструкция направленного ответвителя на связанных полосковых линиях с каскадно-включенными звеньями

Сравнительно простая конструкция ответвителя Ланже (рис. 5.12) имеет встречно-штыревую структуру и перекрестное соединение проводниками.

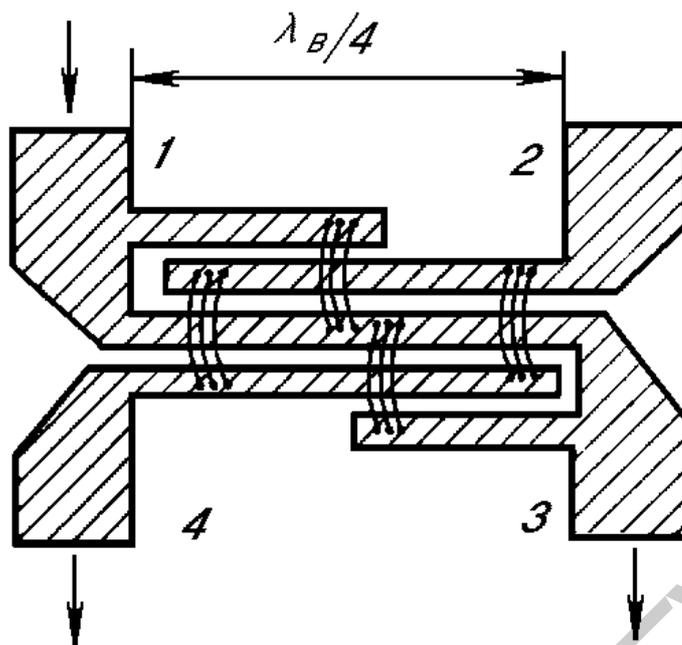


Рис. 5.12. Конструкция направленного ответвителя Ланже на связанных полосковых линиях

Практическая схема такого ответвителя, выполненная на подложке толщиной 1 мм, с зазором между проводниками микрополосковой линии примерно 700 мкм в диапазоне от 2 до 4 ГГц имеет потери, равные 0,25 дБ, а развязку 30...40 дБ.

5.3. Делители и сумматоры мощности

Полосковые делители и сумматоры мощности находят широкое применение в фазированных антенных решетках, схемах сложения мощностей генераторов, усилителях, многоканальных схемах и т.д.

Схемы делителей мощности могут быть построены на основе направленных ответвителей. В силу принципа взаимности упомянутые схемы делителей могут быть использованы для сложения СВЧ-мощностей. Режим суммирования имеет ряд особенностей: необходимость синхронности и синфазности работы подключаемых источников, а также определенное соотношение их мощностей. Общими недостатками ответвителей, работающих в режиме делителей (сумматоров), являются сложность топологии и заметная частотная зависимость.

Указанных недостатков не имеет кольцевой делитель мощности (рис. 5.13). Он состоит из двух четвертьволновых отрезков линий передачи которые с одной стороны соединены между собой параллельно и подключены ко входной линии, а с другой – связаны через активное сопротивление R и подключены каждый к своей подводящей линии (рис. 5.13, а).

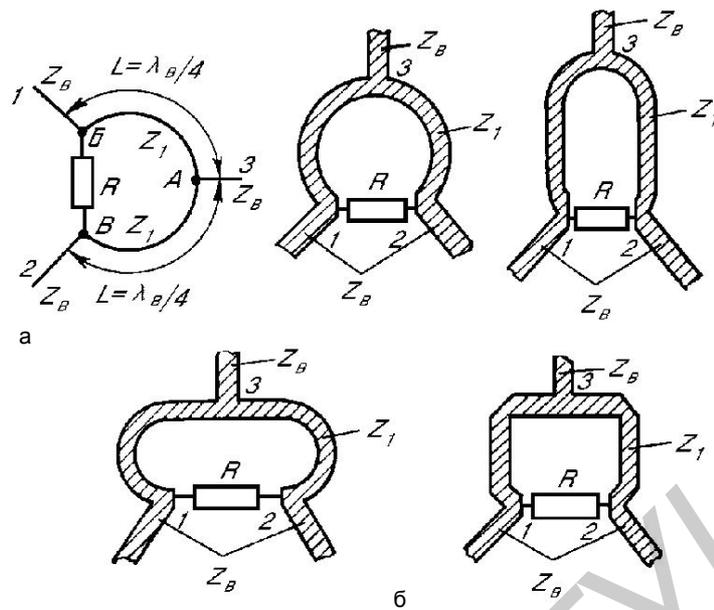


Рис. 5.13. Конструкции кольцевых делителей мощности

Рассмотрим принцип действия делителя. Если возбудить плечо 3, то сигнал делится поровну между плечами 1 и 2. При этом в силу симметрии точки Б и В эквипотенциальны, следовательно, на сопротивлении R мощность не рассеивается. Теперь предположим, что сигнал подводится к плечу 1. В точку В волны напряжения приходят по двум путям: через сосредоточенное сопротивление R и через два четвертьволновых отрезка; в результате в точке В обеспечивается противофазность двух сигналов.

При определенном выборе сопротивления R и волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков Z_1 относительно волновых сопротивлений подводящих линий Z_B можно обеспечить равенство по амплитуде двух указанных сигналов и, следовательно, полную компенсацию энергии в точке В делителя. Таким образом, плечи 1 и 2 будут развязаны. При этом половина мощности поступает в плечо 3, а половина – рассеивается на сопротивлении R .

Лучшее согласование трех плеч делителя и лучшая развязка плеч 1 и 2 получаются при условиях

$$Z_1 = Z_B \sqrt{2}, \quad R = 2Z_B. \quad (5.2)$$

С целью расширения рабочей полосы частот используются многозвенный делитель мощности со ступенчатой структурой соединительных линий (рис. 5.14, а) и делитель с нерегулярными (плавно сужающимися) линиями $[Z_1(x)]$ и распределенной резистивной пленкой $[R(x)]$ (рис. 5.14, б). Практически такие структуры могут иметь полосы частот более десяти октав.

Рабочие характеристики реальных кольцевых делителей отличаются от теоретических из-за допусков на длину и ширину проводников, ϵ_r и D подложки, неоднородностей в местах разветвления, рассогласования подключаемых нагрузок.

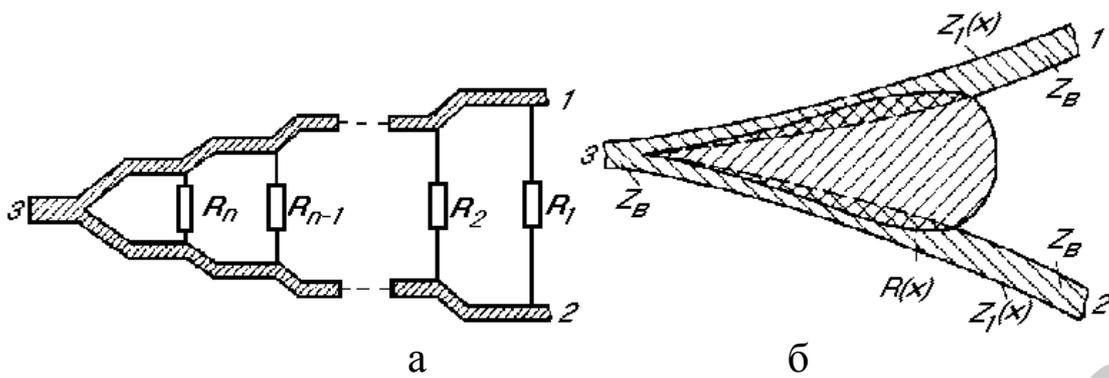


Рис. 5.14. Конструкции многозвенных делителей мощности

В ряде устройств, таких, как многоканальные делители и сумматоры мощности, антенные решетки, используются так называемые бинарные делители мощности, содержащие несколько делителей, каждый из которых делит мощность пополам. Схема четырехканального бинарного делителя, состоящая из трех кольцевых делителей мощности, соединенных между собой отрезками линий длиной l_2 , показана на рис. 5.15.

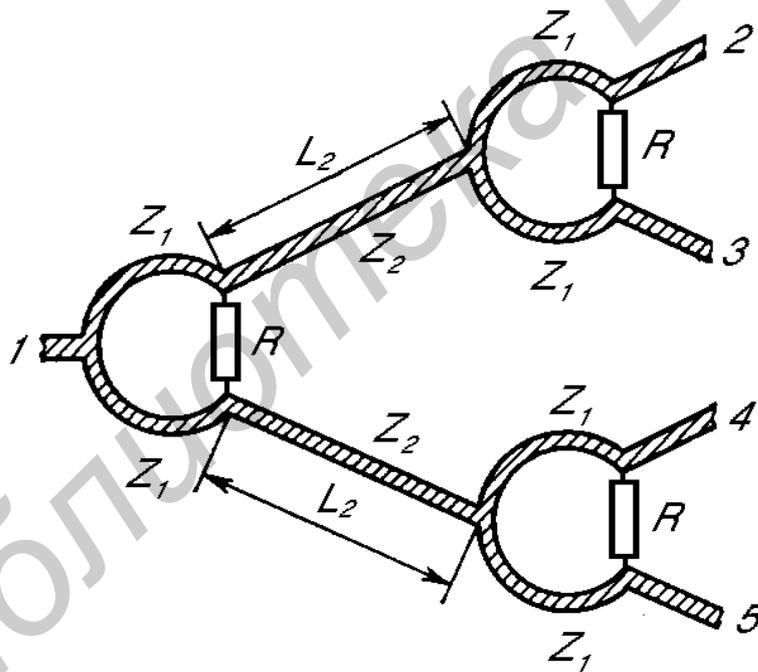


Рис. 5.15. Конструкция четырехканального делителя мощности

Переходное затухание такого делителя равно удвоенному переходному затуханию одиночного кольцевого делителя, а развязка между входными плечами разных кольцевых делителей ($C_{24} = C_{25} = C_{34} = C_{35}$) равна сумме развязки между выходными плечами одиночного делителя и переходного затухания соединения C_{12} .

5.4. Примеры схемотехнической реализации усилителя СВЧ

На рис. 5.16 показана схема транзисторного усилителя СВЧ на микрополосковых линиях передачи.

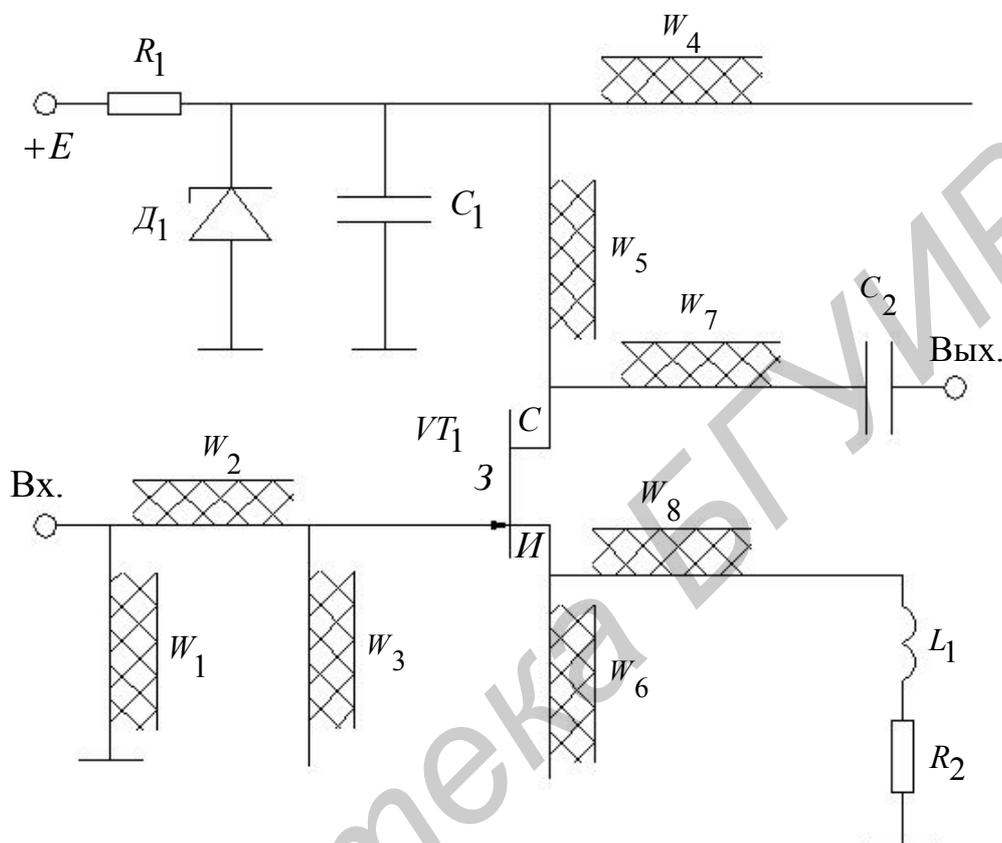


Рис. 5.16. Электрическая схема транзисторного усилителя СВЧ

Полевой транзистор с барьером Шотки VT_1 включен по схеме с общим источником (ОИ), поскольку в схеме с ОИ обеспечивается наибольшее усиление по мощности. В качестве контуров используются отрезки микрополосковой линии передачи на керамической подложке $24 \times 15 \times 1$ мм. Входной сигнал по линии W_2 подается на затвор. Усилительный сигнал снимается с нагрузки, роль которой выполняет отрезок линии W_5 , и по линии W_7 и через разделительный конденсатор C_2 подается на следующий каскад. Питание на транзистор подается со стабилитрона VD_1 . Конденсатор C_1 осуществляет низкочастотную фильтрацию питающего напряжения. Полосковая линия W_4 длиной $\lambda/4$, разомкнутая на конце, служит для широкополосного заземления стоковой нагрузки. Линия W_1 длиной около $\lambda/4$, замкнутая на корпус, обеспечивает заземление затвора по постоянному току, а по переменному току – режим холостого хода на рабочей частоте. Линии W_3 , W_2 и W_1 предназначены для широкополосного согласования входной цепи усилителя. Спро-

тивление R_2 предназначенного для получения автоматического смещения затвора. Линии W_6 и W_8 длиной $\lambda/4$ и разомкнутые на конце. Сопротивление индуктивности L_1 достаточно большое, что обеспечивает короткое замыкание истока по высокой частоте. Входное и выходное сопротивление усилителя в рабочей полосе ≈ 50 Ом.

Топология такого усилителя показана на рис. 5.17. Линии W_4 , W_6 , W_8 выполнены в виде широких сегментов для уменьшения волнового сопротивления. Сопротивления R_1 и R_2 представляют собой полоски из высокоомного материала, напыленного на керамику.

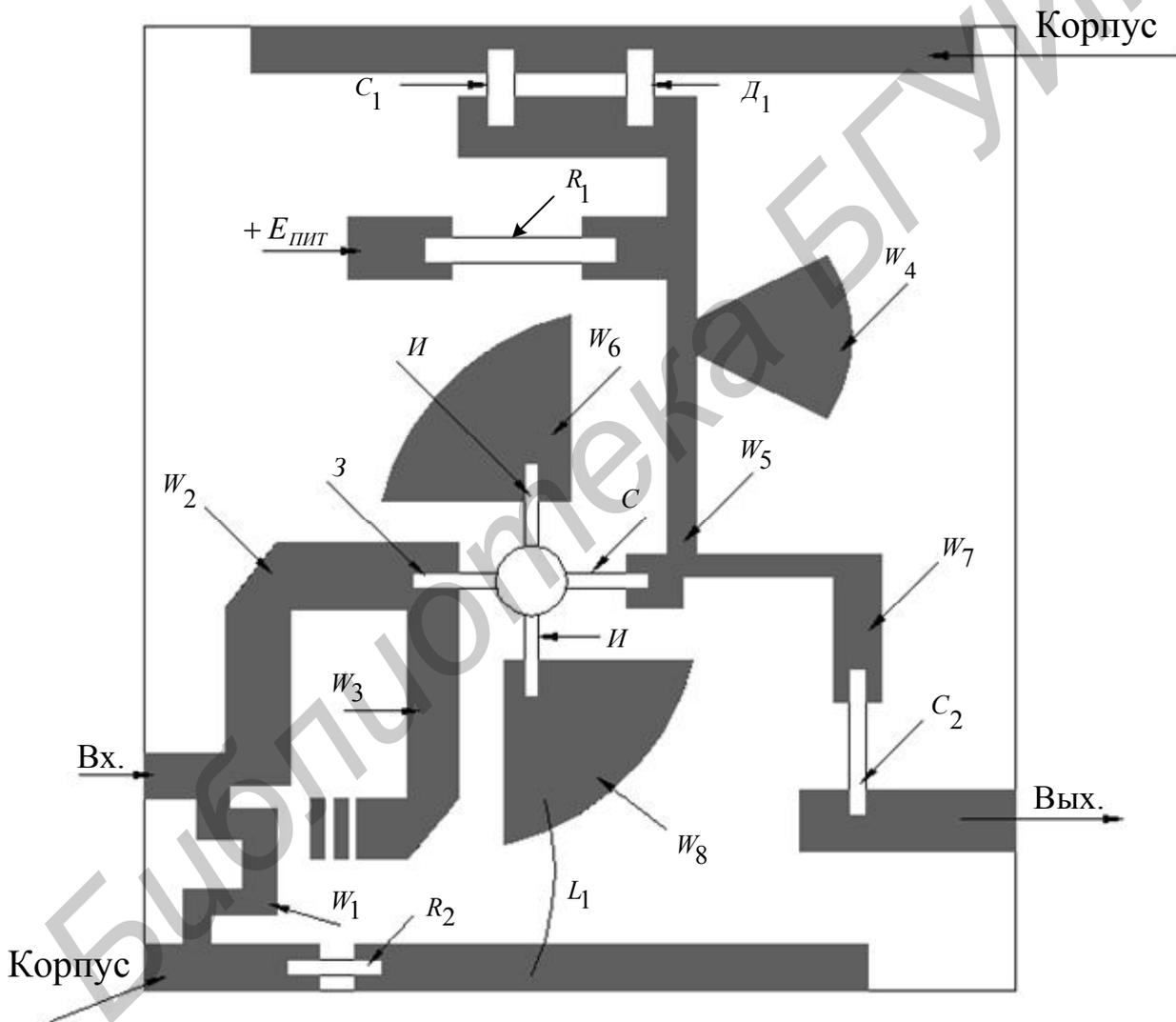


Рис. 5.17. Топология усилителя (вид сверху)

Контрольные вопросы

1. Назовите основные достоинства и недостатки диапазона СВЧ.
2. Дайте определение ствола РСП.
3. Почему в диапазоне СВЧ используются объемные линии передачи?
4. Определите входное сопротивление линии передачи при значениях сопротивления нагрузки $R_H = 75 \text{ Ом}$, волнового сопротивления линии $\rho = 75 \text{ Ом}$, на расстоянии от нагрузки $3.3 \lambda_B$.
5. Обеспечьте согласование линии передачи и нагрузки при значениях сопротивления нагрузки $R_H = 75 \text{ Ом}$, волнового сопротивления линии $\rho = 75 \text{ Ом}$, $\lambda_B = 1 \text{ см}$.
6. Назовите основные классы полосковых линий передачи.
7. От чего зависит величина коэффициента затухания микрополосковой линии передачи?
8. Назовите основные типы пассивных элементов в гибридно-интегральном исполнении.
9. Опишите конструкции шлейфного и кольцевого микрополосковых направленных ответвителей.
10. Назовите основные нерегулярности в микрополосковых линиях передачи.
11. Какие конструкции делителей и сумматоров мощности в полосковом исполнении используются в диапазоне СВЧ?

Литература

1. Нарыткин, Т. Н. Микроволновые технологии в телекоммуникационных системах / Т. Н. Нарыткин [и др.]. – Киев : Техника, 2000.
2. Твердотельные устройства СВЧ в технике связи / Л. Г. Гасанов [и др.]. – М. : Радио и связь, 1988.
3. Интегральные устройства СВЧ телекоммуникационных систем / М. Е. Ильченко [и др.]. – Киев : Техника, 1998.
4. Левченко, В. Н. Спутниковое телевидение / В. Н. Левченко. – СПб : ВНУ Санкт-Петербург, 1988.
5. Приёмопередающие СВЧ-модули для телекоммуникационной аппаратуры миллиметрового диапазона волн / С. Б. Мальцев [и др.] : материалы XII Международной конференции КрыМиКо–2002 «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (сент. 2002). – Севастополь : Вебер, 2002. С. 107–110.
6. Лебедев, И. В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. 1 / И. В. Лебедев. – М. : Госэнергоиздат, 1961.
7. Лебедев, И. В. Техника и приборы сверхвысоких частот. Т. 2 / И. В. Лебедев. – М. : Энергия, 1964.
8. Телекоммуникационные системы и сети : учеб. пособие. В 3-х т. Т. 2: Радиосвязь, радиовещания, телевидение / Г. П. Катунин [и др.]. – Изд. 2-е, испр. и доп. – М. : Горячая линия – Телеком, 2005.
9. Справочник по расчету и конструированию СВЧ полосковых устройств / С. И. Бахарев [и др.]; под ред. И. И. Вольмана. – М. : Радио и связь, 1982.
10. Справочник по элементам полосковой техники / под ред. А. Л. Фельдштейна. – М. : Радио и связь, 1979.
11. Гупта, К. Машинное проектирование СВЧ-устройств : пер. с англ. / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – М. : Радио и связь, 1987.
12. Schneider, M. V. Microstrip Lines for Microwave Integrated Circuits, Bell System Tech. J., V. 48, 1969, P. 1421–1444.
13. Wheeler, H. A. Transmission Line Properties of Parallel Strips Separated by a Dielectric Sheet, IEEE Trans. Microwave Theory Tech., V. MTT-13, 1965, P. 172–185.
14. Bahl, I. J., and Ramesh Garg, Simple and Accurate Formulas for Microstrip with Finite Strip Thickness, - Proc. IEEE, V. 65, Nov. 1977, P. 1611 – 1612.
15. Микроэлектронные устройства СВЧ : учебное пособие для радиотехнических специальностей вузов / Г. И. Веселов [и др.]; под ред. Г. И. Веселова. – М. : Высшая школа, 1988.
16. Pucel, R., Masse D., Hartwig C. Losses in microstrip. – IEEE Trans., 1968, V. MTT-16, N 6. P. 342 – 350.
17. Малорацкий, Л. Г. Проектирование и расчёт СВЧ-элементов на полосковых линиях / Л. Г. Малорацкий, Л. Р. Явич. – М. : Сов. радио, 1972.
18. Гвоздев, В. И. Объёмные интегральные схемы СВЧ – элементная база аналоговой и цифровой радиоэлектроники / В. И. Гвоздев, Е. И. Нефедов. – М.: Наука, 1987.

Учебное издание

Муравьев Валентин Владимирович
Корневский Святослав Александрович
Мищенко Валерий Николаевич

СВЕРХВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В СИСТЕМАХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ

Учебно-методическое пособие
по дисциплине
«Спутниковые и радиорелейные системы передачи»
для студентов специальностей
I-45 01 01 «Многоканальные системы телекоммуникаций»,
I-45 01 02 «Радиосвязь, радиовещание и телевидение»
всех форм обучения

В 3-х частях

Часть 1

**Приемопередающие устройства, направляющие системы
передачи и пассивные компоненты диапазона СВЧ**

Редактор Н. В. Гриневич
Корректор М. В. Тезина

Подписано в печать 22.03.2007.	Формат 60x84 1/16.	Бумага офсетная.
Гарнитура «Таймс».	Печать ризографическая.	Усл. печ. л. 4,77.
Уч.-изд. л. 4,2.	Тираж 150 экз.	Заказ 96.

Издатель и полиграфическое исполнение: Учреждение образования
«Белорусский Государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ №02330/0056964 от 01.04.2004. ЛП №02330/0131666 от 30.04.2004
220013, Минск, П.Бровки, 6