

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

В. Б. КИРИЛЬЧУК, Д. В. ЛИХАЧЕВСКИЙ

***ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ***

В 2-х частях

Часть 2

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

*Рекомендовано УМО вузов Республики Беларусь по образованию
в области информатики и радиоэлектроники в качестве учебно-
методического пособия для студентов учреждений, обеспечивающих
получение высшего образования по специальностям
радиотехнического профиля*

Минск БГУИР 2012

УДК 621.3.049.77-027.31(075.8)

ББК 32.844.1я73

К43

Р е ц е н з е н т ы:

главный научный сотрудник научно-исследовательского учреждения
«Институт ядерных проблем БГУ», доктор физико-математических наук,
профессор Г. Я. Слепьян;

кафедра радиосвязи и радиовещания учреждения образования
«Высший государственный колледж связи»
(протокол №2 от 30.09.2010 г.)

Кирильчук, В. Б.

К43 Основы проектирования СВЧ интегральных схем: учеб.-метод. пособие. В 2 ч. Ч. 2: Элементная база СВЧ интегральных схем / В. Б. Кирильчук, Д. В. Лихачевский. – Минск : БГУИР, 2012. – 308 с. : ил.
ISBN 978-985-488-686-2 (ч. 2).

В пособии дана классификация и рассмотрены конструктивные и технологические особенности построения интегральных схем СВЧ-диапазона. Приводятся основные сведения из теории цепей. Излагается методика расчета и анализа параметров и характеристик микроэлектронных элементов и узлов СВЧ на основе волновых матриц рассеяния [S] и передачи [T]. Даны основные сведения и расчетные формулы для линий передачи СВЧ-диапазона. Рассмотрены волновая модель и эквивалентные схемы простейших неоднородностей линий передачи. Приводятся конструкции и описание широко распространенных узлов в интегральной технике СВЧ.

Предназначено для студентов, магистрантов и аспирантов радиотехнических и связных специальностей.

УДК 621.3.049.77-027.31(075.8)

ББК 32.844.1я73

Часть 1 издана в БГУИР в 2011 г.

ISBN 978-985-488-686-2 (ч. 2)

ISBN 978-985-488-520-9

© Кирильчук В. Б., Лихачевский Д. В., 2012

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2012

СОДЕРЖАНИЕ

| | |
|--|-----|
| Введение | 6 |
| 1. Конструктивные и технологические особенности построения интегральных схем и модулей СВЧ | 8 |
| 1.1. Классификация и отличительные признаки ИС СВЧ | 8 |
| 1.2. Интегральные схемы с распределенными параметрами | 9 |
| 1.3. Микрополосковые схемы с сосредоточенными элементами | 14 |
| 1.4. Конструктивные основы пленочных СВЧ интегральных схем | 16 |
| 1.5. Методы повышения уровня интеграции ИС СВЧ | 20 |
| 1.6. Гибридные СВЧ-микросборки и микроблоки | 25 |
| 1.7. Объемные интегральные схемы СВЧ | 30 |
| 1.8. Полупроводниковые интегральные СВЧ-схемы | 39 |
| 1.9. Перспективные направления в создании ИС и модулей СВЧ..... | 43 |
| 2. Матричное описание цепей ИС СВЧ | 50 |
| 2.1. Модель ИС СВЧ | 50 |
| 2.2. Волновые параметры цепей | 52 |
| 2.3. Параметры рассеивания | 54 |
| 2.4. Y -параметры | 56 |
| 2.5. Z - параметры | 57 |
| 2.6. $ABCD$ -параметры | 57 |
| 2.7. Цепи линий передачи | 58 |
| 2.8. Объединение цепей | 60 |
| 2.9. Преобразование параметров | 63 |
| 2.10. Анализ симметричных цепей | 66 |
| 2.11. Многополюсники | 68 |
| 2.12. Эквивалентность и дуальность цепей | 70 |
| 2.13. Многомодовые цепи | 72 |
| 3. Линии передачи электромагнитных волн | 74 |
| 3.1. Классификация и общие требования к линиям передачи | 74 |
| 3.2. Линия передачи и режим работы: характеристика параметров ... | 78 |
| 3.2.1. Общая теория линий передачи | 78 |
| 3.2.2. Коэффициент отражения и его связь с волновым сопротивлением и сопротивлением нагрузки | 82 |
| 3.2.3. Согласование в линиях передачи | 85 |
| 3.3. Конструкции линий передачи и их основные параметры | 88 |
| 3.3.1. Коаксиальная линия передачи | 88 |
| 3.3.1.1. Основные параметры | 88 |
| 3.3.1.2. Оптимизация параметров коаксиальных линий | 93 |
| 3.3.2. Линии передачи на полых волноводах | 96 |
| 3.3.2.1. Характеристики призматического волновода | 99 |
| 3.3.2.2. Цилиндрический волновод | 104 |
| 3.3.3. Диэлектрическая линия передачи | 108 |
| 3.3.4. Волоконные световоды | 112 |
| 3.3.4.1. Конструкции световодов | 112 |

| | |
|---|-----|
| 3.3.4.2. Характеристики оптических волокон | 114 |
| 3.3.5. Интегральные полосковые линии передачи | 121 |
| 3.3.5.1. Симметричная микрополосковая линия | 121 |
| 3.3.5.2. Несимметричная микрополосковая линия | 124 |
| 3.3.5.3. Симметричная щелевая линия | 135 |
| 3.3.5.4. Компланарные линии передачи | 137 |
| 3.3.5.5. Связанные симметричные полосковые линии | 141 |
| 3.3.5.6. Связанные несимметричные полосковые линии | 142 |
| 3.3.5.7. Линии передачи на магнитостатических волнах | 144 |
| 3.4. Линии передачи для ОИС СВЧ и КВЧ | 146 |
| 3.4.1. Основные концепции построения линий передачи для ОИС | 146 |
| 3.4.2. Несимметричные полосковые линии для ОИС СВЧ и КВЧ | 153 |
| 3.4.3. Варианты симметричных щелевых линий | 154 |
| 3.4.4. Несимметричная щелевая линия | 156 |
| 3.4.5. Варианты экранированных компланарных линий | 160 |
| 3.4.6. Волноводно-щелевые линии | 163 |
| 3.4.7. Рёберно-диэлектрические линии передачи | 169 |
| 4. Пассивные элементы ИС СВЧ | 173 |
| 4.1. Классификация и общая характеристика базовых линейных элементов ИС СВЧ | 173 |
| 4.2. Элементы с распределенными параметрами | 174 |
| 4.2.1. Разомкнутый конец МПЛ | 174 |
| 4.2.2. Симметричный скачок по ширине МПЛ | 176 |
| 4.2.3. Разрыв микрополоскового проводника | 176 |
| 4.2.4. Изгиб микрополоскового проводника под прямым углом | 178 |
| 4.3. Элементы с сосредоточенными параметрами | 179 |
| 4.3.1. Особенности конструктивного исполнения элементов | 179 |
| 4.3.2. Сосредоточенные резисторы и индуктивные элементы | 180 |
| 4.3.3. Расчёт индуктивностей и резисторов | 182 |
| 4.3.4. Конденсаторы | 184 |
| 4.3.5. Расчёт конденсаторов | 185 |
| 4.4. Элементы с квазисосредоточенными параметрами | 186 |
| 4.4.1. Короткие последовательные секции МПЛ с высоким и низким импедансом | 186 |
| 4.4.2. Короткие замкнутые и разомкнутые шлейфы | 189 |
| 4.5. Микрополосковые резонаторы | 190 |
| 4.5.1. Основные типы МПЛ-резонаторов | 190 |
| 4.5.2. Добротность микрополосковых резонаторов | 195 |
| 4.6. Неоднородности в линиях передачи ОИС | 198 |
| 5. Функциональные устройства ИС СВЧ | 201 |
| 5.1. Переходы между различными типами линий передачи | 201 |
| 5.1.1. Классификация и основные требования | 201 |
| 5.1.2. Широкополосные переходы с гальваническим контактом | 202 |
| 5.1.3. Широкополосные шлейфные переходы | 206 |

| | |
|--|-----|
| 5.1.4. Узкополосные резонансные переходы щелевого типа | 208 |
| 5.2. Направленные ответвители и мосты | 211 |
| 5.2.1. Основные параметры и их связь с матрицей рассеяния | 211 |
| 5.2.2. Матрица рассеяния идеального НО | 214 |
| 5.2.3. Ответвители на связанных линиях | 216 |
| 5.2.4. Кольцевой и квадратурный мосты | 221 |
| 5.2.5. Конструкции мостовых схем для ОИС СВЧ | 224 |
| 5.2.5.1. Гибридное кольцо с периметром $1,5\lambda$ | 224 |
| 5.2.5.2. Гибридный кольцевой мост с обращением фазы | 225 |
| 5.2.5.3. «Магические» Т-соединения | 227 |
| 5.3. Делители и сумматоры мощности | 228 |
| 5.3.1. Назначение и общая характеристика | 228 |
| 5.3.2. Делители последовательного и параллельного типов | 230 |
| 5.3.3. Одноступенчатые кольцевые делители мощности | 231 |
| 5.3.4. Многоступенчатые делители | 232 |
| 5.3.5. Трехплечие устройства в ОИС | 235 |
| 5.3.5.1. Тройниковые соединения | 235 |
| 5.3.5.2. Полуволновое гибридное кольцо | 238 |
| 5.4. Частотные фильтры | 242 |
| 5.4.1. Типы фильтров | 242 |
| 5.4.2. Низкочастотный прототип фильтров | 242 |
| 5.4.3. Методика расчета | 243 |
| 5.4.4. Фильтры на отрезках линий передачи | 245 |
| 5.4.4.1. Принцип построения | 245 |
| 5.4.4.2. Микрополосковые фильтры | 248 |
| 5.4.5. Фильтры на диэлектрических резонаторах | 252 |
| 5.4.6. Фильтры на двухмодовых резонаторах | 254 |
| 5.4.7. Направленные фильтры | 255 |
| 5.4.8. Фильтры на ферритовых резонаторах | 256 |
| 5.5. Излучающие устройства и их элементы | 258 |
| 5.5.1. Элементарные двумерные микрополосковые излучатели | 258 |
| 5.5.2. Методы расширения импедансной полосы рабочих частот | 262 |
| 5.5.3. Микрополосковые антенны с многослойными излучателями. | |
| Простейшие комбинированные излучатели | 270 |
| 5.5.4. МПА с круговой поляризацией | 271 |
| 5.5.5. Линейные микрополосковые антенны | 273 |
| 5.6. Устройства на PIN-диодах | 279 |
| 5.6.1. Модель и параметры PIN-диода | 279 |
| 5.6.2. Базовые схемы выключателей | 285 |
| 5.6.3. Антенные переключатели | 293 |
| 5.6.4. Атенюаторы | 294 |
| 5.6.5. Фазовращатели | 301 |
| Литература | 307 |

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время микроэлектронные устройства (МЭУ) сверхвысоких частот (СВЧ) определяют в большой степени техническую и экономическую эффективность систем радиосвязи, радиолокации и радионавигации. Внедрение в технику СВЧ технологии микроэлектроники позволяет уменьшить габаритные размеры, массу, стоимость, а также повысить надежность радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) при ее эксплуатации в условиях различных дестабилизирующих факторов.

В диапазоне СВЧ широко используются функциональные элементы (ФЭ) с распределенными параметрами, которые на более низких частотах используют лишь в качестве линий передачи сигналов. Представление электродинамических структур с распределенными параметрами в виде соединения конечного числа ФЭ с сосредоточенными значениями весьма приближенно. Поэтому в настоящее время техника СВЧ сформировалась в особую область радиоэлектроники со своими специфическими методами анализа, оптимизации и конструирования.

Интегральные схемы СВЧ-диапазона (ИС СВЧ) состоят, как правило, из определенного количества функциональных элементов и узлов (ФЭиУ), которые связаны между собой посредством отрезков интегральных линий передачи (ИЛП).

При проектировании ИС СВЧ-диапазона редко удается разделить электрический расчет схемы, разработку конструкции и даже технологию изготовления. Как правило, это единый процесс. Поэтому в основу изложения материала в данном пособии положен принцип от общего к частному, и первый раздел посвящен рассмотрению конструктивных и технологических особенностей построения интегральных схем СВЧ-диапазона, а также перспективных направлений их построения.

При анализе любого функционального узла (ФУ) важно выбрать его математическую модель, т. е. формы математического описания элементов, входящих в состав устройства. Математическое моделирование имеет особое значение при разработке МЭУ, поскольку экспериментальная отработка отдельных элементов устройства затруднена, а подстройка и дополнительная регулировка часто невозможны.

В общем случае анализ МЭУ, содержащего ФЭиУ с распределенными параметрами, сводится к решению электродинамических уравнений Максвелла. Однако на практике ввиду сложности граничных условий эти уравнения можно решить лишь для ограниченного круга ФЭиУ с распределенными постоянными. Поэтому особое значение приобретают приближенные теории различных степеней приближения для расчета и анализа работы элементной базы ИС СВЧ, реализуемой как на отрезках различных СВЧ-линий передачи, так и в виде элементов с сосредоточенными параметрами.

Для расчета ИС СВЧ используют методы теории цепей, которые позволяют (при выполнении определенных условий) в качестве математической мо-

дели ФЭиУ с распределенными постоянными использовать эквивалентную модель в виде многополюсника. Характеристики линейных и параметрических многополюсников определяют из системы уравнений и, следовательно, соответствующих матриц, связывающих величины напряжений и токов падающих и отраженных от полюсов (портов) многополюсника волн. В технике СВЧ непосредственными объектами измерения являются не проводимости и сопротивления, а комплексные коэффициенты отражения и передачи, которые используют как наиболее удобные внешние параметры СВЧ-многополюсника. Поэтому методика анализа параметров и характеристик МЭУ СВЧ основывается на применении волновых матриц рассеяния $[S]$ или передачи $[T]$. Знание $[S]$ - и $[T]$ -параметров отдельных ФЭиУ позволяет определить общую матрицу рассеяния и передачи совокупного интегрального СВЧ-устройства.

Поэтому второй раздел пособия посвящен основам теории цепей и ее приложениям к анализу ИС СВЧ.

Основой построения любых ФЭиУ с распределенными параметрами являются линии передачи. Поэтому в третьем разделе данного методического пособия дана классификация и приводятся формулы для расчета основных параметров, используемых в ИС СВЧ линий передачи.

В четвертом разделе рассмотрены простейшие неоднородности, на которых реализуются элементы ИС СВЧ с распределенными, сосредоточенными и квазисосредоточенными параметрами. Приводятся их волноводная модель и эквивалентные (в первом приближении) схемы в виде сосредоточенных элементов емкостного и индуктивного характера, а также расчетные формулы.

Пятый раздел посвящен описанию конструктивного исполнения и анализу работы широко распространенных в технике СВЧ функциональных узлов, которые также находят применение в разработках ИС СВЧ-диапазона.

1. КОНСТРУКТИВНЫЕ И ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ И МОДУЛЕЙ СВЧ

1.1. Классификация и отличительные признаки ИС СВЧ

Под ИС СВЧ-диапазона принято понимать МЭУ СВЧ, ФЭиУ которого неразрывно связаны (объединены) конструктивно и при помощи гальванической и (или) электромагнитной связи (ЭМС) в объеме одно- или многослойной подложки. Подложка, как правило, помещается в унифицированный герметичный корпус, который предназначен для ограничения ЭМС с окружающим пространством. ЭМС между компонентами схемы организуются посредством отрезков интегральных линий передачи (ИЛП). Наличие ИЛП является одним из отличительных признаков ИС СВЧ от других классов интегральных схем.

Вторая отличительная особенность заключается в сравнительно низкой степени интеграции ФЭиУ на одной подложке (не более нескольких десятков элементов на подложку), что связано с волновым характером электромагнитного поля (ЭМП).

ФЭ представляют собой пассивные структуры, выполняющие элементарные функциональные операции над амплитудно-фазовыми и поляризационными характеристиками (АФиПХ) ЭМП. К ФЭ относятся уголковые повороты, межслойные переходы, импедансные неоднородности, скрутки, диафрагмы, штыри и др.

ФУ представляют собой более сложные электродинамические конструкции, которые могут одновременно выполнять несколько функциональных операций над АФиПХ ЭМП. К ФУ относятся аттенюаторы и фазовращатели, частотные фильтры, сумматоры, делители и направленные ответвители мощности, трансформаторы и фильтры типов волн, мостовые соединения, ферритовые вентили и циркуляторы и др.

По конструктивному признаку исполнения ФЭиУ ИС СВЧ можно разделить на *планарные* и *объемные*. В планарных ИС, как правило, используются однослойные подложки. При этом ФЭиУ, а также МЭС формируются на ее поверхностях из отрезков ИЛП и (или) элементов с сосредоточенными параметрами.

В качестве материалов подложек применяют высокоомный кремний, полупроводящий арсенид галлия, керамику с высоким значением диэлектрической проницаемости, а также кварц, ферриты и комбинации перечисленных материалов для составных конструкций.

В соответствии с технологией изготовления ИС СВЧ-диапазона могут быть выполнены как в *монокристаллическом*, так и *гибридном* исполнении.

В монокристаллических ИС СВЧ исполнение активных и пассивных ФЭиУ производится на полупроводниковой подложке в едином технологическом цикле. При гибридной технологии ИС СВЧ технологические операции изготовления активных и пассивных ФЭиУ выполняются отдельно. После выполнения этих операций производится встраивание активных элементов в пассивные ФЭиУ.

Как правило, в пассивную часть схемы встраиваются бескорпусные активные элементы.

Если в МЭУ активные элементы не используются и оно реализуется только на основе пассивных ФЭУ, то такие ИС СВЧ называются пассивными.

Гибридные интегральные схемы (ГИС) СВЧ находят в настоящее время наибольшее практическое применение и могут быть изготовлены с привлечением толсто пленочной или тонко пленочной технологий.

По конструктивно-технологическим признакам, а также с учетом соотношения между линейными размерами ФЭУ и рабочей длиной волны гибридные схемы СВЧ можно разделить на две основные группы: ГИС с распределенными параметрами и ГИС, содержащие пассивные сосредоточенные элементы. Вторая группа характеризуется тем, что ГИС содержит пассивные сосредоточенные элементы, такие, как катушки индуктивности, конденсаторы и резисторы, линейные размеры которых существенно меньше характерной длины волны в рабочем диапазоне частот. Чаще всего такие элементы изготавливают на подложке СВЧ по тонко пленочной технологии. Катушки индуктивности и резисторы выполняют преимущественно в виде меандров или плоских спиралей, конденсаторы – в виде гребёнок, встроенных одна в другую, или трёхслойной структуры металл-диэлектрик-металл. В ГИС СВЧ используются также малогабаритные керамические конденсаторы.

1.2. Интегральные схемы с распределенными параметрами

ГИС СВЧ данной группы содержит пассивные элементы (резонансные цепи, подстроечные элементы и др.), выполненные в виде отрезков ИЛП определенной конфигурации. Структура МПЛ-линии передачи зависит от технологии изготовления. Иногда проводящий слой МПЛ-линии выполняют без защитного покрытия, если основу проводника составляют пленки благородных металлов, например, золота, и без адгезийного подслоя, например, если рабочим слоем служит алюминий.

ГИС СВЧ с распределенными параметрами изготавливают тремя основными способами:

- нанесение и вжигание паст по толсто пленочной технологии;
- гальваническое наращивание толстых пленок в сочетании с фотолитографией и напылением;
- термическое испарение в вакууме в сочетании с фотолитографией.

Толсто пленочная технология характеризуется простотой и не требует высокой квалификации обслуживающего персонала. Эта технология широко используется в зарубежной практике, однако диапазон ее применения ограничен из-за принципиальных недостатков. К наиболее существенным из этих недостатков следует отнести большое значение удельного сопротивления проводящих элементов, обуславливающее увеличение потерь в 1,5–2 раза по сравнению с потерями в проводниках из чистой вакуумно-плавленной меди; необходимость применять подложки с шероховатой развитой поверхностью для обеспе-

чения адгезии проводника к подложке, что также приводит к увеличению потерь (образование вихревых токов на неровностях проводника). Кроме того, метод трафаретной печати, используемый при такой технологии, имеет малые разрешающую способность и точность воспроизведения геометрических размеров элементов как по ширине, так и по толщине. Так, невозпроизводимость по толщине слоя может достигать ± 10 мкм, а по ширине ± 30 мкм, причем невозпроизводимость геометрических размеров в значительной степени зависит от ширины элементов.

Если на одной подложке необходимо выполнить элементы с различными геометрическими размерами, их разброс возрастает. Наряду с указанными недостатками следует отметить значительную неоднородность и зернистость структуры толстых пленок, что служит дополнительным источником потерь в СВЧ-диапазоне. Однако ИС, к электрическим параметрам которых не предъявляется высоких требований, из экономических соображений целесообразно изготавливать по толстопленочной технологии.

Для создания ГИС СВЧ со сложной конфигурацией элементов (типа мандра, спирали) и воспроизводимостью геометрических размеров не хуже ± 15 мкм применяют *тонкопленочную технологию*, основанную на получении проводящих пленок гальваническим осаждением или термическим испарением в вакууме и формировании определенной конфигурации элементов методом фотолитографии.

Имеются два маршрута изготовления МПЛ-схем с применением гальванического осаждения толстых пленок меди:

а) наращивание меди по сформированному рисунку микросхемы с защитой технологических коммутационных проводников;

б) осаждение меди в окна фоторезиста, который является контактной маской, сформированной на сплошном подслое меди (рис. 1.1).

По *первому маршруту* термическим испарением в вакууме на керамическую подложку наносят пленку меди с адгезионным подслоем общей толщиной порядка 1 мкм. Затем выполняют фотолитографию и травление по напыленным слоям, причем рисунок защитного рельефа включает не только рабочие элементы микросхемы, но и коммутационные технологические проводники. Последние обеспечивают электрическую связь всех элементов, необходимую для подачи потенциала на все проводники при их гальваническом усилении, в то время как контакт с внешней цепью имеет один из элементов. После этого снова осуществляют фотолитографию для защиты коммутационных проводников. После усиления рабочих элементов и нанесения на них антикоррозийного покрытия гальваническим осаждением удаляют фоторезист и травят технологические проводники. Недостатком данного маршрута изготовления является наличие технологических коммутационных проводников, что приводит к увеличению числа рабочих фотошаблонов, фотолитографических операций и, следовательно, к усложнению технологического процесса изготовления микросхем.

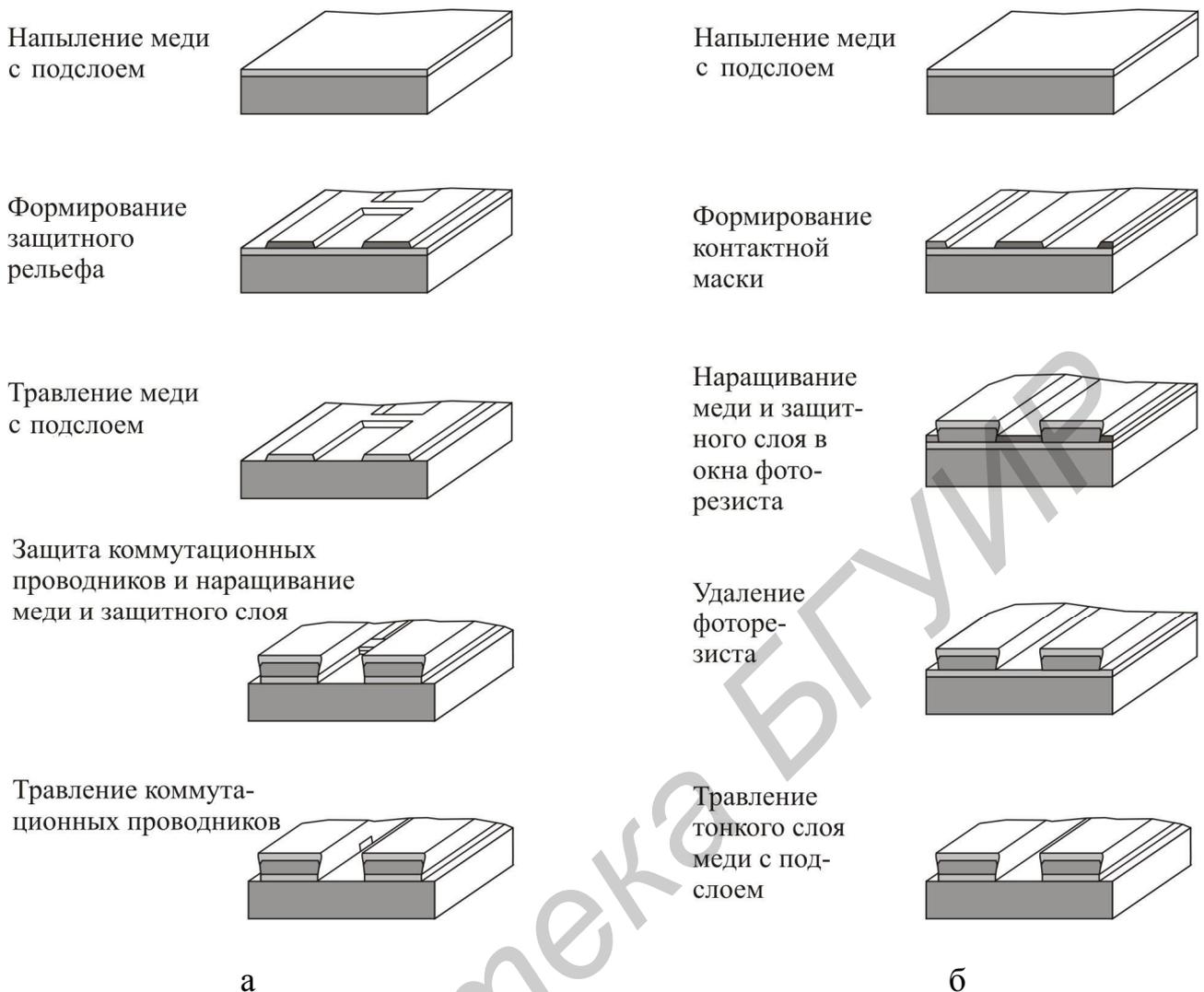


Рис. 1.1. Последовательность укрупненных технологических операций при изготовлении проводника МПЛ методом гальванического наращивания: а – наращивание меди по сформированному рисунку; б – осаждение меди в окна фоторезиста

Второй маршрут изготовления микрополосковых схем с применением гальванического усиления основан на другом принципе подачи потенциала на все рабочие элементы микросхемы. В этом случае, так же как по первому маршруту, сначала на керамическую подложку термическим испарением в вакууме наносят сплошной слой меди с адгезионным подслоем общей толщиной не более 1 мкм (желательно 0,4...0,7 мкм). Затем формируют защитный рельеф и создают фоторезистивную контактную маску. Чтобы исключить боковое разрастание проводников, целесообразно использовать слои фоторезиста значительной толщины, близкой к толщине проводящего слоя при гальваническом наращивании. Таким образом, контактирование в этом случае осуществляют по сплошному напыленному слою меди, а гальванические слои осаждают в окна на фоторезисте по пробельным участкам. После гальванического усиления рабочих участков и нанесения на них антикоррозийного покрытия удаляют фото-

резистивную контактную маску, растворяя ее, и стравливают тонкий слой меди с адгезионным подслоем. Иногда поверхности дополнительно очищают плазмохимическим способом. Для формирования контактной маски толщиной более 2 мкм используют сканирование электронным лучом. В этом случае материал контактной маски выбирают чувствительным к воздействию бомбардировки электронами (электронорезист).

Таким образом, второй технологический маршрут свободен от недостатков первого, однако имеет свои недостатки, среди которых следует отметить сложность нанесения и удаления толстой фоторезистивной пленки, загрязнение электролита при гальваническом наращивании проводящего слоя в окна фоторезистивной маски, наличие значительного разрастания элементов в случае тонкого слоя фоторезиста, искажение профиля проводников при травлении слоя меди с адгезионным подслоем.

Общими недостатками указанных маршрутов изготовления микрополосковых схем являются зависимость удельного сопротивления проводников от технологических режимов осаждения, состава и чистоты электролитов; наличие неравномерного роста толщины пленок на подложках больших размеров и в схемах, имеющих элементы с различной шириной проводящих полосок. Неравномерность по толщине может достигать ± 7 мкм при средней толщине проводящего слоя ~ 20 мкм, невоспроизводимость геометрических размеров элементов по ширине при этом составляет 15... 20 мкм.

Для того чтобы исключить искажения профиля проводящих элементов и зависимость неравномерности геометрических размеров элементов по толщине и ширине от их геометрической формы, применяют метод прямого травления толстых пленок (рис. 1.2). Толстые пленки могут быть получены различными способами, в том числе гальваническим усилением тонких напыленных слоев, а также термическим испарением в вакууме. Изготавливать микросхемы на основе данного метода можно также по двум различным маршрутам, отличающимся последовательностью технологических операций нанесения защитного антикоррозийного покрытия. Антикоррозийное покрытие может быть нанесено как термическим испарением в вакууме и может служить затем маской при селективном травлении рабочих проводников, так и гальваническим и химическим осаждением как после формирования рисунка элементов микросхемы, так и до выполнения фотолитографии. Маршруты изготовления просты и не требуют дополнительного описания технологических операций.

Рассмотрим характерные достоинства и недостатки последнего маршрута, что важно знать при выборе конструкции и оптимального технологического варианта ее реализации. При травлении толстых пленок, полученных гальваническим осаждением, требуется усиление фоторезистивной маски, чтобы исключить проколы из-за развитой поверхности осадков. Кроме того, травление пленок может быть неравномерным из-за пористой и крупнозернистой структуры осадков. Поэтому схемы, к выходным параметрам которых предъявляются повышенные требования, целесообразно изготавливать по данному маршруту, используя толстые пленки, полученные термическим испарением в вакууме. В

этом случае пленки отличаются высокой плотностью и однородностью, их удельное сопротивление с точностью до погрешности измерения равно удельному сопротивлению массивного образца меди.

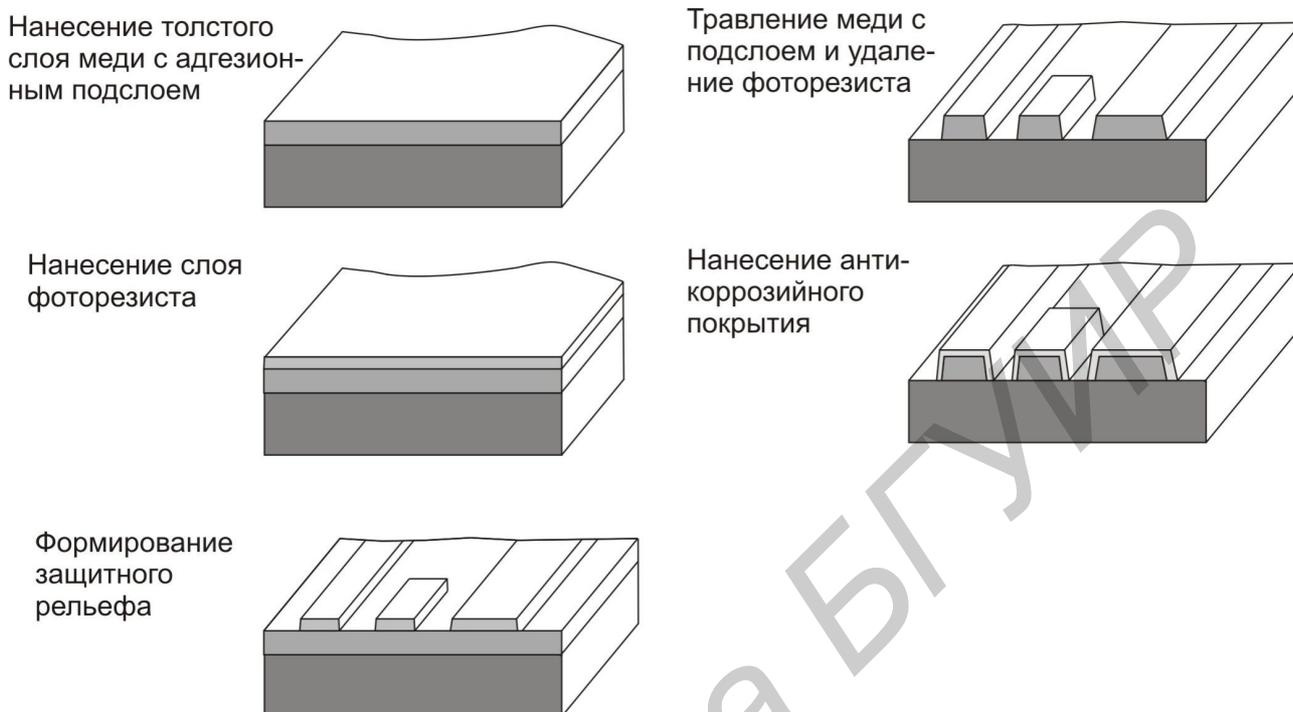


Рис. 1.2. Последовательность укрупненных технологических операций изготовления проводника МПЛ методом прямого травления толстых пленок

Поэтому потери в СВЧ-диапазоне будут минимальными, а травление слоев равномерным. К общим недостаткам последних маршрутов изготовления ИС СВЧ с распределенными параметрами можно отнести следующее:

- необходимость повышать скорость удаления продуктов реакции, уменьшать клин подтравливания и увеличивать вязкость травителя для исключения проникновения последнего в поры фоторезиста и на границе раздела фоторезистивная пленка – приводящая пленка;
- ограничение, накладываемое на минимальный размер зазора между проводниками, связанное с наличием клина подтравливания и необходимостью изготовления фотошаблонов с его учетом;
- при нанесении защитного антикоррозионного покрытия до проведения процессов фотолитографии торцы проводящих элементов оказываются незащищенными, что может привести к изменению параметров микросхемы при длительной работе без герметизации, когда основной рабочий слой подвержен интенсивной коррозии; нанесение же защитного покрытия после формирования рисунка элементов микросхемы химическими методами требует дополнительной активации поверхности, а методом гальванического осаждения – специального контактирования между элементами.

Таким образом, рассмотренные технологические методы формирования

МПЛ-схем позволяют создавать проводящие элементы, обеспечивающие различные выходные параметры микросхем. Для получения микросхем с малым зазором между проводниками целесообразно использовать первые два маршрута с учетом их особенностей. При формировании схем с высокой добротностью и воспроизводимостью геометрических размеров при зазоре между элементами не менее 40 мкм рекомендуется метод полного травления толстых пленок, полученных термическим испарением в вакууме, который не имеет аналогов и в этом случае является наиболее оптимальным. Плотные осадки можно также получить и гальваническим осаждением, если создать особенно чистые условия получения пленок, применяя реверсирование, импульсные или переменные токи в процессе осаждения, а также резко увеличивая скорость осаждения слоев.

1.3. Микрополосковые схемы с сосредоточенными элементами

ИС СВЧ-диапазона, содержащие сосредоточенные элементы, по своей структуре и конструкции напоминают низкочастотные микросхемы общего назначения. Они отличаются от последних повышенной толщиной рабочих слоев и малыми номинальными значениями элементов. Расчет пассивных сосредоточенных элементов аналогичен расчету пленочных R - и C -элементов с учетом повышенной мощности и добротности. Интегральные схемы с такими элементами предназначены для работы в низкочастотной области СВЧ-диапазона. Изготавливают указанные микросхемы по танталовой технологии, усиливая проводники гальваническим наращиванием или термическим испарением в вакууме в сочетании с фотолитографией и химическим никелированием, а также золочением (рис. 1.3). В первом случае всю поверхность подложки покрывают тонким слоем пятиоксида тантала. При этом образуется очень твердая и гладкая пленка, устойчивая к воздействию реактивных сред, используемых в технологическом процессе при последующем формировании рабочих элементов (резисторов, полосковых линий, конденсаторов и др.). Затем на всю поверхность подложки наносят слой нитрида тантала, служащий основой для создания резистивных элементов, а также для формирования диэлектрика конденсаторной структуры.

Конфигурация резистивных и емкостных элементов задается методом фотолитографии. Величину сопротивления резисторов можно доводить до заданного номинала с высокой точностью, изменяя толщину слоя нитрида тантала в результате формирования на его поверхности пятиоксида тантала способом электрохимического анодирования.

Пленочные проводники получают термическим испарением в вакууме тонкого слоя золота с адгезионным подслоем хрома при последующем наращивании гальванической меди, защищаемой золотым покрытием. Общая толщина проводника такой многослойной структуры составляет не менее 10 мкм. Для создания надежной конденсаторной структуры с малым значением удельной емкости применяют двухслойный диэлектрик. Первый слой пятиоксида тантала формируют анодированием пленки тантала или нитрида тантала. Толщина по-

лученной пленки Ta_2O_5 относительно мала, а удельная емкость ее слишком велика для создания конденсаторов с малыми номинальными значениями. Нанося на основной слой пятиоксида тантала с большим значением диэлектрической постоянной ($\epsilon \sim 22$) пленку окиси кремния с малым значением диэлектрической постоянной ($\epsilon \leq 6$), легко получить малые удельные емкости в двухслойной структуре. Наличие двух слоев различных диэлектриков в конденсаторной структуре повышает надежность пленочных емкостных элементов. Верхний электрод – золото с подслоем хрома 6 – получен термическим испарением в вакууме. Нижним электродом является слой нитрида тантала 3, сопротивление которого достаточно велико.

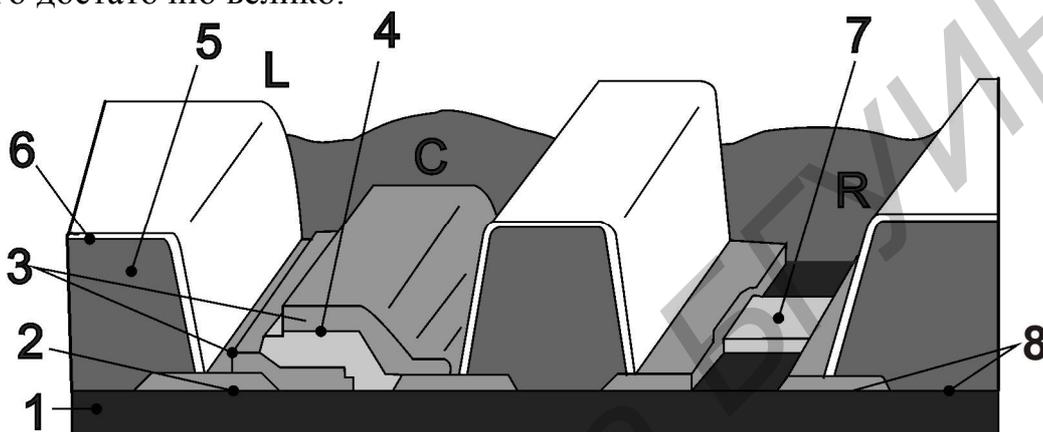


Рис. 1.3. Поперечный разрез ИС СВЧ, выполненной методом прямого травления толстых пленок:

- 1 – диэлектрическая подложка; 2 – золотые контактные площадки;
- 3 – алюминиевая пленка (нижняя и верхняя обкладки конденсатора);
- 4 – защитный антикоррозийный слой; 5 – толстый слой меди;
- 6 – диэлектрик конденсатора; 7 – резистивный слой; 8 – адгезионный подслоя

Рассмотренный вариант комплексной технологии изготовления пассивной части ГИС СВЧ-диапазона очень сложен и трудоемок, а совместимость различных технологических методик приводит к серьезным ограничениям рабочих характеристик микросхемы в целом. Все это сдерживает внедрение ГИС СВЧ-диапазона, содержащих сосредоточенные R - и C -элементы, в массовое производство.

В настоящее время наиболее широкое распространение в производстве ГИС общего применения получил вакуумный метод нанесения тонких пленок с использованием избирательного химического травления как наиболее простой, менее трудоемкий и пригодный для массового производства. Достигнутые успехи в области создания пассивных R -, C - и L -элементов, а также в получении бездефектных пленок меди толщиной более 5 мкм термическим испарением в вакууме способствовали созданию комплексной технологии изготовления ГИС СВЧ-диапазона (см. рис. 1.3). Применение вакуумно-термических методов для получения СВЧ-микросхем позволяет по производственным признакам поста-

вить их в общий ряд гибридных интегральных микросхем. В качестве резистивных элементов в этом случае используют пленки хрома, нихрома и металлосилицидных сплавов, диэлектриком конденсаторной структуры служит боросиликатное стекло. Проводники создают также термическим испарением в вакууме толстых пленок меди с адгезионным подслоем при последующей защите их химическим или гальваническим способом.

1.4. Конструктивные основы пленочных СВЧ интегральных схем

МПЛ-схемы СВЧ-диапазона, построенные на элементах с распределенными параметрами, представляют наиболее обширный класс интегральных схем, предназначенных для работы в коротковолновой части СВЧ-диапазона (3...30 ГГц). Пассивные СВЧ-элементы с распределенными параметрами выполняют в виде разветвленных отрезков МПЛ-линии заданной конфигурации, которая образуется между нижней металлизированной поверхностью и проводником, нанесенным на верхнюю поверхность платы. Поэтому конструкция прибора и его рабочие характеристики в значительной степени зависят от основных параметров исходного материала подложки и технологического маршрута изготовления микросхемы. При этом важно, чтобы потери в МПЛ-линии передачи на фиксированной частоте были минимальны, а конструкция обеспечивала надежность микросборки после монтажа навесных элементов и сборки ФЭиУ в целом.

Потери в МПЛ-линии передачи зависят от удельного сопротивления металлической пленки-проводника, его конструкции и характеристического сопротивления МПЛ-линии, величина которого является функцией толщины и диэлектрической постоянной подложки. Для уменьшения потерь в МПЛ-линии удельное сопротивление металлического покрытия должно быть минимально возможным. Уменьшают удельное сопротивление проводящего покрытия, выбирая исходный материал с высокой проводимостью и обеспечивая высокую идентичность свойств пленочного покрытия.

С другой стороны, уменьшить потери можно и конструктивным решением ФУ. Известно, что потери уменьшаются при увеличении ширины МПЛ-линии. Это можно учесть при конструировании МПЛ-схем и снизить потери, увеличивая толщину подложки, чтобы обеспечить постоянство характеристического сопротивления. Кроме того, конструкцию элементов можно изменить, если выбрать материал подложки со свойствами, оптимальными для данной группы микросхем. С этой точки зрения при конструировании ИС СВЧ к подложкам предъявляются дополнительные требования, связанные со спецификой работы СВЧ-устройств. Наряду с общими требованиями к классу чистоты обработки поверхности и механическим свойствам подложек, обеспечивающим возможность их химической и механической обработки, а также работу устройства в заданном интервале температур, должны выполняться следующие требования:

– диэлектрическая проницаемость исходного материала должна быть $\epsilon > 8$ для уменьшения геометрических размеров элементов линий передач, работающих в нижней части диапазона СВЧ;

– диэлектрические потери в подложке должны быть минимальными и иметь высокую воспроизводимость не только от партии к партии, но и в каждой точке подложки для уменьшения потерь в линии передачи;

– подложки должны обладать высокой теплопроводностью, а коэффициенты линейного расширения материалов подложек, корпусов и вспомогательных материалов должны быть согласованы для обеспечения работы микросхем при повышенных уровнях мощности.

Конструирование ИС СВЧ включает расчет и проектирование изделия по заданным электрическим параметрам с учетом процессов сборки и регулировки. При этом определяют вариант схемы узла, материал и геометрические размеры подложки, исходные материалы и последовательность их нанесения для получения проводящих, резистивных и емкостных элементов, а также их геометрические размеры и взаимное расположение.

Исходными данными для расчета геометрических размеров МПЛ-линии передачи являются характеристическое сопротивление и добротность, которые зависят от параметров материала подложки и металлического покрытия.

Исходя из требований к добротности, рассчитывают геометрические размеры МПЛ-линии передач и выбирают исходные материалы и технологический маршрут изготовления ИС. Погрешность параметров МПЛ-линии передачи определяют с учетом как погрешности исходных формул для расчета, так и технологических допусков и невоспроизводимости толщины и диэлектрической проницаемости подложки. Поскольку толщину МПЛ-линии передачи выбирают не менее одного скин-слоя, невоспроизводимостью по толщине проводника, как правило, пренебрегают.

Исходными данными для расчета геометрических размеров резистивных элементов являются номинальное значение их сопротивления R и рабочая мощность рассеяния P . Резистивный материал выбирают с учетом удельного поверхностного сопротивления пленки R_0 , ее толщины l , допустимой удельной мощности рассеяния P_0 . Необходимое удельное сопротивление должно обеспечиваться при толщине пленки не менее 0,05 мкм, в противном случае надежность резисторов при повышенных электрических и тепловых нагрузках не гарантируется. Следует учитывать также, что допустимая удельная мощность рассеяния для конкретного резистивного материала определенной толщины зависит от теплопроводности материала подложки и класса чистоты обработки ее поверхности. Поэтому при конструировании ИС, работающих при повышенной мощности рассеяния, допустимую мощность целесообразно рассчитывать по температуре локального перегрева в зоне резистора, которая не должна превышать 100°C .

Перекрытие резистивной пленки и проводящего элемента в зоне их контактирования (рис. 1.4) должно обеспечивать надежный контакт независимо от способов формирования элементов и придания им заданной конфигурации.

Геометрические размеры резистивных элементов СВЧ-микросхем рассчитывают по формулам, применяемым для расчета низкочастотных резисторов:

$$S_R = P/P_0; N = R/R_0; l = \sqrt{S_R N}; b = \sqrt{S_R/N},$$

где S_R , l , b , – площадь, длина и ширина резистора; N – число квадратов; P_0 и R_0 – удельные мощность рассеяния и сопротивление.

При вычерчивании топологии резистивного слоя к расчетной длине резистивной полоски прибавляют не менее 100...200 мкм с каждой стороны на перекрытие с проводником.

Конденсаторы СВЧ-микросхем могут быть выполнены как в виде трехслойной пленочной структуры, содержащей обкладки и диэлектрический слой, так и в виде планарной конструкции, формируемой в едином технологическом цикле с другими проводящими элементами (микрополосковая линия передачи, индуктивная катушка и др.). Планарные конденсаторы имеют малые значения емкости (не более 2 пФ), а пленочные – емкости больших номиналов. Погонная емкость планарных конденсаторов зависит от ширины зазора, толщины пленок и диэлектрической постоянной материала подложки или наполнителя. Если использовать наполнители с большим значением диэлектрической постоянной, то можно увеличить ее погонную емкость между электродами на порядок.

Пленочные конденсаторы рассчитывают исходя из требуемого номинального значения емкости с учетом удельной емкости структуры. Площадь перекрытия обкладок определяют по формуле $S_c = C/C_0$, где C – номинальное значение емкости, а C_0 – удельное. Затем вносят технологическую поправку на подпил и выводы для контактирования. С одной стороны, для повышения надежности конденсаторов длина линии пересечения нижней и верхней обкладок, разделенных диэлектрическим слоем, должна быть минимальной. С другой стороны, для снижения потерь за счет сопротивления обкладок рекомендуется прямоугольная форма конденсатора с выводом по широкой стороне. Конструкцию конденсатора выбирают на основе компромиссного решения с учетом его рабочих характеристик в составе микросхемы.

Индуктивные элементы также выполняют в едином технологическом цикле (в одном слое) с остальными элементами микросхемы. Существующая технология позволяет реализовать индуктивные элементы высокой добротности ($Q > 100$) в виде спирали с номинальными значениями $L = 1...100$ нГ.

Индуктивные элементы малых номинальных значений иногда выполняют в виде отрезков полосковых линий или в виде меандра. В этом случае при расчете индуктивности учитывают не только длину и ширину линии, но и ее толщину, а также влияние металлического основания (металлизации обратной стороны).

При составлении и расчете топологического чертежа микросхемы необходимо учитывать конструкцию и геометрические размеры навесных элементов, а также способ их присоединения к пленочным элементам.

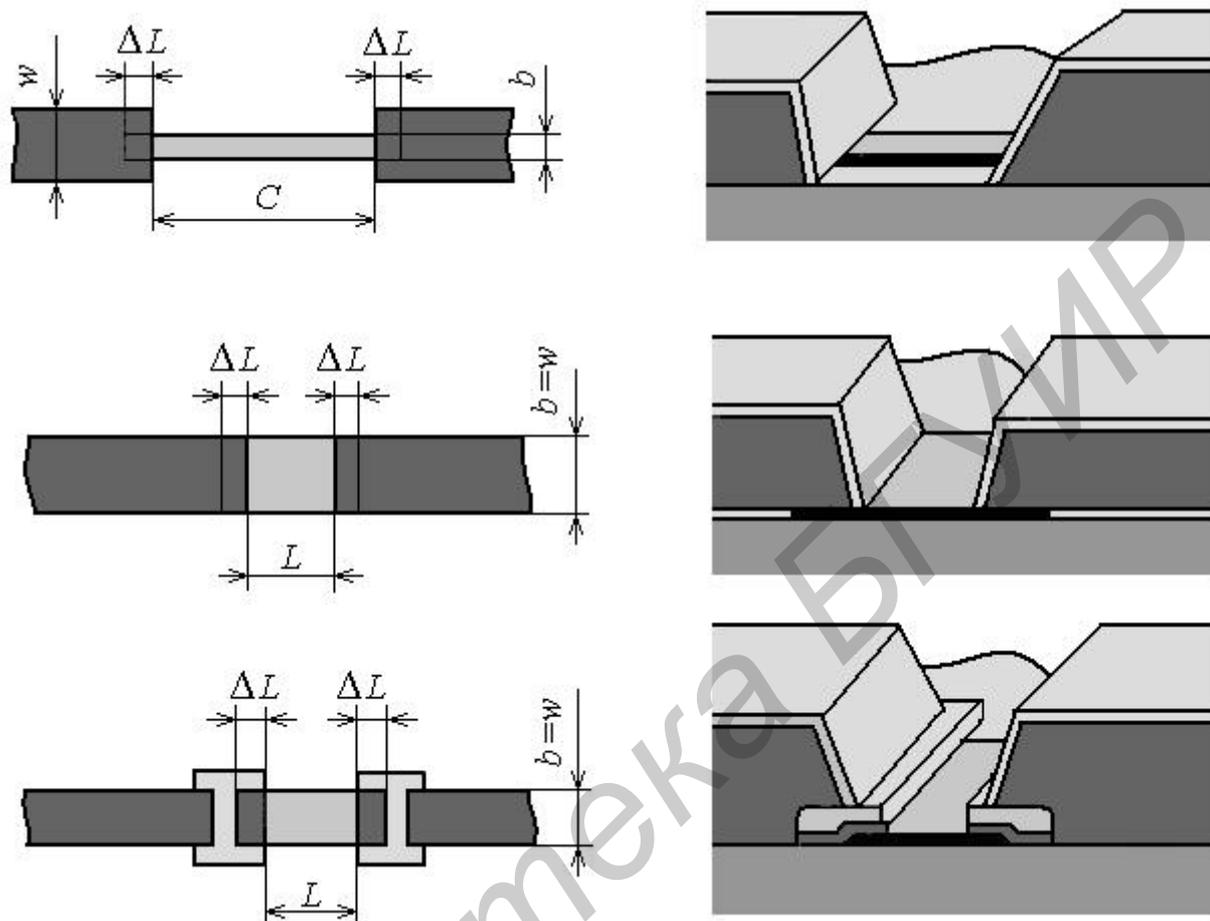


Рис. 1.4. Характерные варианты построения резистивных ИС СВЧ

Кратко остановимся на особенностях ИС СВЧ. В ГИС СВЧ-диапазона применяют полупроводниковые приборы различной конструкции. Оптимальной с точки зрения возможности автоматизации процессов сборки является конструкция полупроводниковых приборов типа LID с балочными выводами и с керамическими полукорпусами (безвыводной перевернутый прибор). Навесные пассивные элементы (резисторы и конденсаторы) выполняют в виде таблеток с балочными выводами.

После монтажа навесных элементов и настройки микросборок их стыкуют в корпусе. В этом случае должны быть выполнены два наиболее важных условия:

- интегральные схемы должны стыковаться геометрически одна с другой по входным и выходным контактам с достаточно высокой точностью;
- переход от одной микросхемы к другой должен обеспечивать надежный электрический контакт не только по проводникам МПЛ-линий, но и по металлизации основания (обратных сторон микросхем).

Требования к точности совмещения «вход-выход» повышаются с ростом рабочей частоты. При смещении стыкуемых МПЛ-линий или возникновении между ними зазора в СВЧ-тракте устройства появляются реактивности, которые приводят к рассогласованию.

Надежный электрический контакт обеспечивают, выбирая методы и материалы крепления подложек ИС к корпусу. В случае пайки мягким низкотемпературным припоем важна совместимость материалов подложек и корпуса по температурному коэффициенту линейного расширения (ТКЛР). При нагреве или охлаждении системы из-за жесткости конструкции могут возникнуть внутренние напряжения в подложке и как результат – ее механическое разрушение или отслоение проводящего покрытия. Если для крепления подложек использовать токопроводящие эластичные клеи, то проблема механической надежности исключается, однако переходное сопротивление систем металлизация – корпус и подложка – подложка увеличивается. Кроме того, сопротивление эластичных проводящих клеев характеризуется существенной температурной зависимостью. Интересным вариантом является механическое крепление подложек к корпусу с помощью столбиков или угловых прижимов. Достоинство механического способа заключается в простоте монтажа и демонтажа ИС, что позволяет быстро производить ремонт аппаратуры. Испытания систем, содержащих большое число микросхем, закрепленных механически, показали их высокую надежность. К недостаткам данного варианта следует отнести незначительное увеличение площади за счет крепления на корпусе угловых или боковых прижимов и необходимость сверления отверстий при использовании столбиков. Для того чтобы повысить компактность конструкции устройства, иногда применяют так называемое двухэтажное размещение. При этом МПЛ-линии соединяют центральными проводниками коротких отрезков коаксиальных трактов. Правильный выбор значения волнового сопротивления коаксиальных переходов обеспечивает согласование ИС в широкой полосе частот. Герметичность соединения крышки с корпусом создают пайкой или сваркой. Разъем герметизируют с помощью металлостеклянного спая, используя согласующуюся по ТКЛР пару ковар – кварцевое стекло.

1.5. Методы повышения уровня интеграции ИС СВЧ

Первоочередной задачей микроэлектроники является значительное повышение уровня интеграции ИС СВЧ. Достигнутый уровень технологии и разработки пассивных и активных элементов СВЧ-микроэлектроники уже не является сдерживающим фактором. Таковыми факторами в силу ряда объективных и субъективных причин являются недостаточная разработанность математических моделей, адекватно описывающих реальные физические процессы в электродинамических системах с потерями в ИС СВЧ, а также отсутствие системного подхода к формированию конструкций СВЧ на аппаратурном уровне.

К настоящему времени можно считать завершенным этап исследований и промышленного освоения ИС СВЧ, формируемых на основе планарных конст-

рукций: СВЧ-микросборки с применением МПЛ-линий передачи и МПЛ-узлов и элементов; распределенных, сосредоточенных и полусосредоточенных пассивных элементов; бескорпусных пассивных и активных элементов СВЧ – диодов и транзисторов (биполярных – в дециметровом диапазоне, полевых с барьером Шоттки – в сантиметровом и более коротковолновых диапазонах). Конструктивно данные МЭУ представляют собой законченный ФУ. Такая микросборка является основной конструкцией средних иерархических уровней, на которых формируются субблоки и блоки СВЧ-аппаратуры.

С завершением полномасштабного освоения производства СВЧ-микросборок наиболее наглядно выявилась диспропорция в разнице достигнутых уровней интеграции цифровой и аналоговой радиочастотной РЭА, с одной стороны, и ИС СВЧ – с другой.

Известно, что уровень интеграции применительно к каждой конкретной конструкции численно оценивается следующими показателями: сложностью конструкции $C = N_{\ominus} + M$ (N_{\ominus} – число элементов, M – число межэлементных соединений); суммарной требуемой площадью подложки $S_{\Sigma} = \sum_i S_i$ ($i = N, H, M, T$), где N – число схемных элементов, H – число элементов несущих конструкций, M – число монтажных соединений, T – число элементов теплоотвода); показателями q_s, q_m и q_v – коэффициентами дезинтеграции полученных площадей, массы и объема, равными отношениям суммарных величин S_{Σ}, m_{Σ} и V_{Σ} к соответствующим «полезным» показателям.

Наиболее важным показателем является плотность упаковки элементов в конструкции $\gamma = N_{\ominus} / V$ (V – объем конструкции).

В табл. 1.1 показана динамика изменения названных показателей для цифровой и цифроаналоговой аппаратуры, начиная с конструкции РЭА третьего поколения и заканчивая «идеальной конструкцией», являющейся физическим пределом повышения уровня интеграции средствами твердотельной микроэлектроники. Современный достигнутый уровень – переходный от конструкции четвертого к конструкции пятого поколения. В то же время показатели для СВЧ-микросборок и микроблоков на их основе, представляющих собой планарные или этажерочные объединения бескорпусных микросборок, на несколько порядков ниже соответствующих показателей конструкций первого и второго, также относящихся к РЭА третьего поколения.

Таким образом, если разработка цифровых МЭУ ведется уже с непосредственной ориентацией на технологический уровень «идеальных конструкций» («мозаика СБИС», «непрерывная СБИС»), а разработки аналоговых радиочастотных МЭУ реализуются в конструкциях четвертого поколения на аппаратурном уровне с интенсивным использованием устройств функциональной микроэлектроники и безындуктивной обработки сигналов, то минимальными по интегральным характеристикам конструкциями СВЧ МЭУ являются микросборки с весьма ограниченными функциональными возможностями: усилитель мощности на диодах или транзисторах, задающий автогенератор, умножитель частоты

ты, балансный смеситель, ферритовый циркулятор, фазовый манипулятор, СВЧ-фильтр и др. Следует учитывать, что уровень комплексной микроминиатюризации, а значит, и улучшение массогабаритных показателей, надежности и энергетических характеристик РЭА определяются по наиболее слабому звену.

Таблица 1.1

Качественные показатели повышения уровня интеграции цифровой и аналоговой РЭА

| Основная конструкция на данном этапе микроминиатюризации | Критерии уровня интеграции | | | | | | | |
|---|----------------------------|----------------------------------|-------|------------------|-----------------------------|-------|-------|-------------------------------|
| | N_9 | S_{Σ_2} , см ² | q_s | m_{Σ} , Г | V_{S_3} , см ³ | q_m | q_v | γ_3 , см ⁻³ |
| 1. Корпусные ИС и микросборки на печатной плате | $3 \cdot 10^4$ | 300 | 100 | 1000 | 970 | 100 | 1600 | $2 \cdot 10^2$ |
| 2. Набор бескорпусных микросборок на печатной плате с непосредственным объединением микроплат, состыковываемых по торцам подложек | $3 \cdot 10^6$ | $2 \cdot 10^3$ | 7,5 | 870 | 440 | 54 | 83 | $6 \cdot 10^3$ |
| 3. Набор корпусных БИС на объединительной керамической многослойной подложке | $7 \cdot 10^6$ | $2 \cdot 10^3$ | 5,4 | 870 | 160 | 40 | 22 | $4,5 \cdot 10^3$ |
| 4. Набор корпусных СБИС на объединительной керамической многослойной подложке («мозаика СБИС»[110]) | $1 \cdot 10^8$ | $2 \cdot 10^3$ | 2,0 | 910 | 160 | 15 | 8 | $7 \cdot 10^5$ |
| 5. Набор бескорпусных СБИС на многослойной керамической подложке с состыковкой по торцам кристаллов («непрерывная СБИС»[110]) | $2 \cdot 10^8$ | $2 \cdot 10^3$ | 1,0 | 970 | 160 | 8 | 4 | $1 \cdot 10^6$ |
| 6. Идеальная конструкция на основе больше-размерной полупроводниковой подложки | $2 \cdot 10^{15}$ | $2 \cdot 10^3$ | 1,0 | 0,006 | 0,002 | 1 | 1 | $1 \cdot 10^{16}$ |

Существующий опыт исследований и разработок позволил выявить следующие основные пути повышения плотности упаковки в СВЧ МЭУ:

- исключение традиционной для аппаратуры СВЧ третьего поколения коммутации между ФУ в виде полосково-полосковых, коаксиально-полосковых и проходных полосково-коаксиально-полосковых дискретных соединителей;

- укорочение длины рабочей волны в трактах МПЛ-передачи и обработки сигналов СВЧ путем уменьшения размеров МПЛ;

- ограничение объема канализации энергии СВЧ-поля и максимально полезное использование объема СВЧ-модулей;
- использование как гибридной пленочной, так и твердотельной технологии СВЧ;
- переход от планарных конструкций к этажерочным и соответственно к комбинированной коммутации по трактам передачи СВЧ-сигналов в плоскости и по вертикали (пространственная коммутация).

Наиболее перспективное направление в проектировании СВЧ МЭУ данного класса – микроблочное исполнение с планарным и объемно-этажерочным объединением СВЧ-микрочипов, изготовленных методами гибридной пленочной технологии, с общей герметизацией модуля.

Основным компоновочным принципом здесь является модульное построение, основной конструкцией – микрочип, т. е. бескорпусная микросборка СВЧ, в которой реализован отдельный функциональный узел. Поскольку номенклатура СВЧ ФУ ограничена (не более 25...30 унифицированных типов) и к настоящему времени четко выявлена и систематизирована, то задача формирования СВЧ МЭУ любого функционального назначения на основе унифицированных узлов значительно облегчается. При этом повышение плотности упаковки возможно не только за счет рациональной компоновки планарных ячеек микрочипов по вертикали, но и путем уменьшения размеров микрополосковых элементов при использовании тонких и сверхтонких (30...120 мкм) подложек на основе оксидных и полимерных, в частности полиимидных, пленок.

Дальнейшим развитием модульного принципа конструирования СВЧ МЭУ является наметившийся со второй половины 70-х гг. XX в. переход к формированию гибридных объемных интегральных схем (ГОИС) СВЧ.

Идея создания последних вызвана, во-первых, требованиями увеличения плотности компоновки, во-вторых, практическим освоением высокочастотной части сантиметрового, а особенно миллиметрового, субмиллиметрового и радиооптического диапазонов длин волн. При этом в составе одного СВЧ-модуля используются пленочные элементы микронных размеров совместно как с хорошо развязанными, так и сильно связанными по электромагнитному полю функциональными узлами, причем каждый из них строится на основе наиболее подходящей по своим электродинамическим характеристикам ИЛП.

Объемная интегральная схема СВЧ (ОИС СВЧ) как модификация СВЧ-микроблока с общей герметизацией представляет собой модуль с исключенными воздушными промежутками между расположенными по вертикали ячейками СВЧ-микрочипов. Однако проектирование ОИС требует самостоятельного и строго дифференцированного подхода, например, в решении проблем межслойных связей и реализации максимального теплоотвода, а также активного привлечения САПР, поскольку для ОИС возможности отработки параметров на основе масштабного (физического) моделирования ограничены. При этом ОИС представляет собой СВЧ МЭУ модульного типа, выполненное на основе функциональных узлов на разнотипных подложках с использованием разнотипных ИЛП, соединяемых в каждом уровне и пространственно посредством емкост-

ной, магнитной, индуктивной, гальванической и электромагнитной связей. Конструктивно-технологическое оформление в виде ОИС является фундаментальным физическим пределом плотности упаковки для гибридных СВЧ МЭУ.

Очевидно и то, что кардинальным решением проблемы повышения уровня интеграции СВЧ МЭУ является промышленное освоение твердотельной технологии СВЧ-устройств. Проводятся интенсивные разработки в наиболее перспективных направлениях проектирования полупроводниковых СВЧ ИС:

- исследование традиционно используемых и модифицированных, а также вновь предложенных перспективных типов волноведущих структур;
- создание активных структур с распределенными параметрами, например, усилителей бегущей волны на основе эффекта отрицательной дифференциальной проводимости в активных подложках *GaAs*;
- использование устройств функциональной микроэлектроники;
- исследование и разработка комплекса требований к схемотехническому и конструктивно-технологическому проектированию ИС миллиметрового, субмиллиметрового и радиооптического диапазонов волн.

Суммируя сказанное выше, проблему создания СВЧ МЭУ высокого уровня интеграции можно определить как многофакторную. В настоящее время единого доминирующего системо- и схемотехнического, а также конструктивно-технологического направлений в проектировании данного класса РЭА не существует.

Выделим три основных направления (перечислим их в порядке возрастания достигнутой плотности компоновки):

- гибридные планарные СВЧ-микросборки;
- СВЧ-микросборки с общей герметизацией;
- ОИС СВЧ;
- полупроводниковые ИС.

Ретроспективный анализ конструктивно-технологической генеалогии в проектировании СВЧ МЭУ, исследование современного состояния и оценка перспективных направлений в развитии СВЧ-микроэлектроники позволили выработать следующую методологическую **концепцию**: *в настоящее время и в ближайшей перспективе реальным является повышение степени интеграции СВЧ МЭУ, проектируемых на аппаратурном уровне (последнее решает проблему коммутации по трактам СВЧ-сигналов) на основе сочетания модульного принципа конструирования и идеи ОИС, причем в качестве доминирующей используется гибридная тонкопленочная технология, сочетаемая с твердотельной как в смысле объединения гибридных полупроводниковых функциональных узлов, так и в смысле формирования устройств, изготавливаемых по совмещенной пленочно-твердотельной технологии.*

Так, совмещенная технология используется для изготовления наиболее перспективной для полупроводниковых СВЧ ИС желобковой линии передачи, в которой диэлектрический желоб сделан по диффузионно-эпитаксиальной технологии, а на его поверхность нанесен тонкопленочный токонесущий проводник. Такая конструкция, выполненная на аппаратурном уровне, является со-

вмещенным гибридно-полупроводниковым модулем СВЧ. Понятно, что в силу физических ограничений для канализации энергии электромагнитного поля всегда нужен конечный минимальный объем. Поэтому даже «идеальная конструкция» СВЧ ИС будет иметь намного меньшую плотность компоновки по сравнению с соответствующими конструкциями цифровых БИС и СБИС.

1.6. Гибридные СВЧ-микросборки и микроблоки

Доминирующей гибридной СВЧ-технологией является тонкопленочная, однако при определенных требованиях, например при повышенной мощности, на частотах до 2...3 ГГц, может ограниченно использоваться и толстопленочная СВЧ-технология.

Разновидностью планарных гибридных СВЧ МЭУ являются гибридные интегральные микросхемы СВЧ, т. е. унифицированные СВЧ ФУ, выполненные на отдельных подложках и помещенные в унифицированные корпуса. В отличие от них СВЧ-микросборка имеет самостоятельное, более расширенное функциональное назначение в изделии РЭА. Как правило, они выполняются на нескольких подложках и размещаются в унифицированных или специально изготовленных корпусах. Наряду с подложками с пленочными и навесными бескорпусными элементами в корпусе микросборки могут устанавливаться также их отдельные элементы и узлы. Конструкции типичных СВЧ-микросборок выполняются на относительно больших подложках: толстопленочные микросборки – в корпусах из титанового сплава (они реализуют схемы, например, СВЧ широкополосных усилителей выходной мощностью $P_{\text{вых}} = 20 \text{ мВт} \dots 2 \text{ Вт}$ на частотах 1,5...2,0 ГГц); тонкопленочные микросборки – в облегченных корпусах. Общая герметизация СВЧ-микросборок обеспечивается заполнением объема модуля сухим азотом или аргоном при избыточном давлении $P_{\text{изб}} = 12 \cdot 10^4 \text{ Па}$.

На рис. 1.5 изображена конструкция трехплатной этажерочной СВЧ-микросборки повышенной мощности в специальном корпусе с общей герметизацией и заполнением объема инертным газом.

Отвод тепла от мощных тепловыделяющих элементов (типа диодов Ганна) выполнен с помощью миниатюрных низкотемпературных тепловых труб. Теплосбор с них производится за пределами герметичного корпуса с помощью пластинчатого радиатора.

Подобную микросборку можно рассматривать и как СВЧ-микроблок. Последний является СВЧ МЭУ, выполненным на аппаратурном уровне с полным использованием принципов и методов проектирования РЭА четвертого поколения. По функциональной сложности СВЧ-микроблоки адекватны субблокам и собственно изделиям РЭА второго и третьего поколений. Так как в настоящее время ОИС и полупроводниковые СВЧ ИС находятся в стадии исследований и опытных разработок, а промышленность реализует гибридную пленочную технологию, принцип микроблочного конструирования СВЧ МЭУ является высшим развитием СВЧ гибридной микроэлектроники на аппаратурном уровне проектирования на настоящий момент.

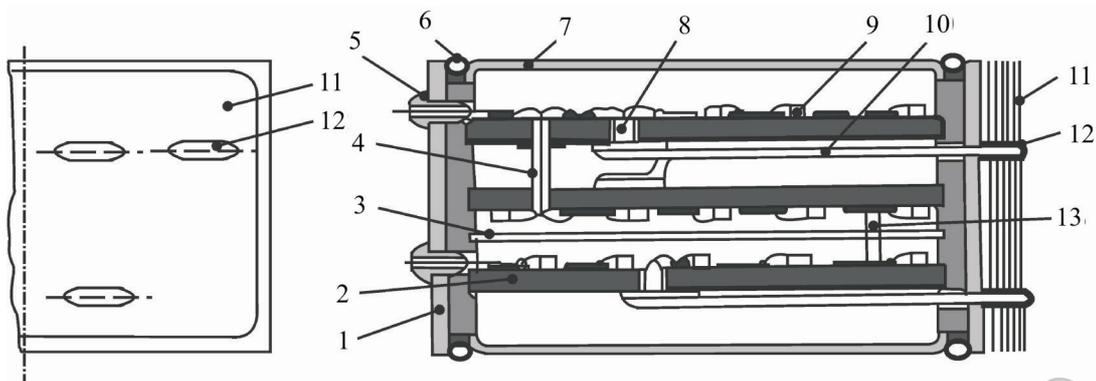


Рис. 1.5. Этажерочная СВЧ-микросборка повышенной мощности с охлаждением с помощью миниатюрных тепловых труб:
 1 – корпус; 2 – подложка; 3 – крышка корпуса; 4 – узел герметизации по периметру; 5 – коаксиально-полосковый соединитель;
 6 – мощный тепловыделяющий элемент (диод Ганна); 7 – навесной бескорпусный элемент; 8 – межуровневый экран; 9 – коаксиальный межуровневый соединитель; 10 – межуровневый соединитель в виде диэлектрического резонатора; 11 – тепловая труба; 12 – пластинчатый радиатор;
 13 – пайка

Перспективно выполнение в виде микроблоков следующих классов МЭУ:
 – автономных (вынесенных) субблоков и блоков СВЧ приемных устройств;

- маломощной приемопередающей СВЧ-аппаратуры;
- однотипных СВЧ-модулей при большом их числе в составе изделия.

Примером первого класса является изображенный на рис. 1.6 микроблок сотового типа, включающий узлы балансного смесителя, местного гетеродина и предварительного усилителя промежуточной частоты и размещаемый в облучателе антенны радиолокационной станции на подвижном объекте.

Микроблоки, реализующие маломощную РЭА, как правило, должны обладать хорошей адаптацией к сложным по геометрии установочным объемам, а как следствие этого – имеют и сложные формы корпусов. Типичными примерами микроблоков однотипных модулей являются приемопередающие модули активных фазированных решеток (АФАР). Такой микроблок состоит из 12...14 унифицированных СВЧ ФУ из следующего набора: интегральный излучатель, ферритовый циркулятор, умножитель частоты с кратностью 4, ферритовый вентиль, транзисторный усилитель мощности, фазовый манипулятор, переключатель «прием-передача», балансный смеситель, предварительный усилитель сигнала промежуточной частоты (ПЧ).

При проектировании СВЧ-микроблоков в еще большей степени (по сравнению с СВЧ-микросборками) требуется комплексный подход: выполнение в едином сквозном цикле электрических и системных расчетов, выработка оптимального конструктивно-технологического решения.

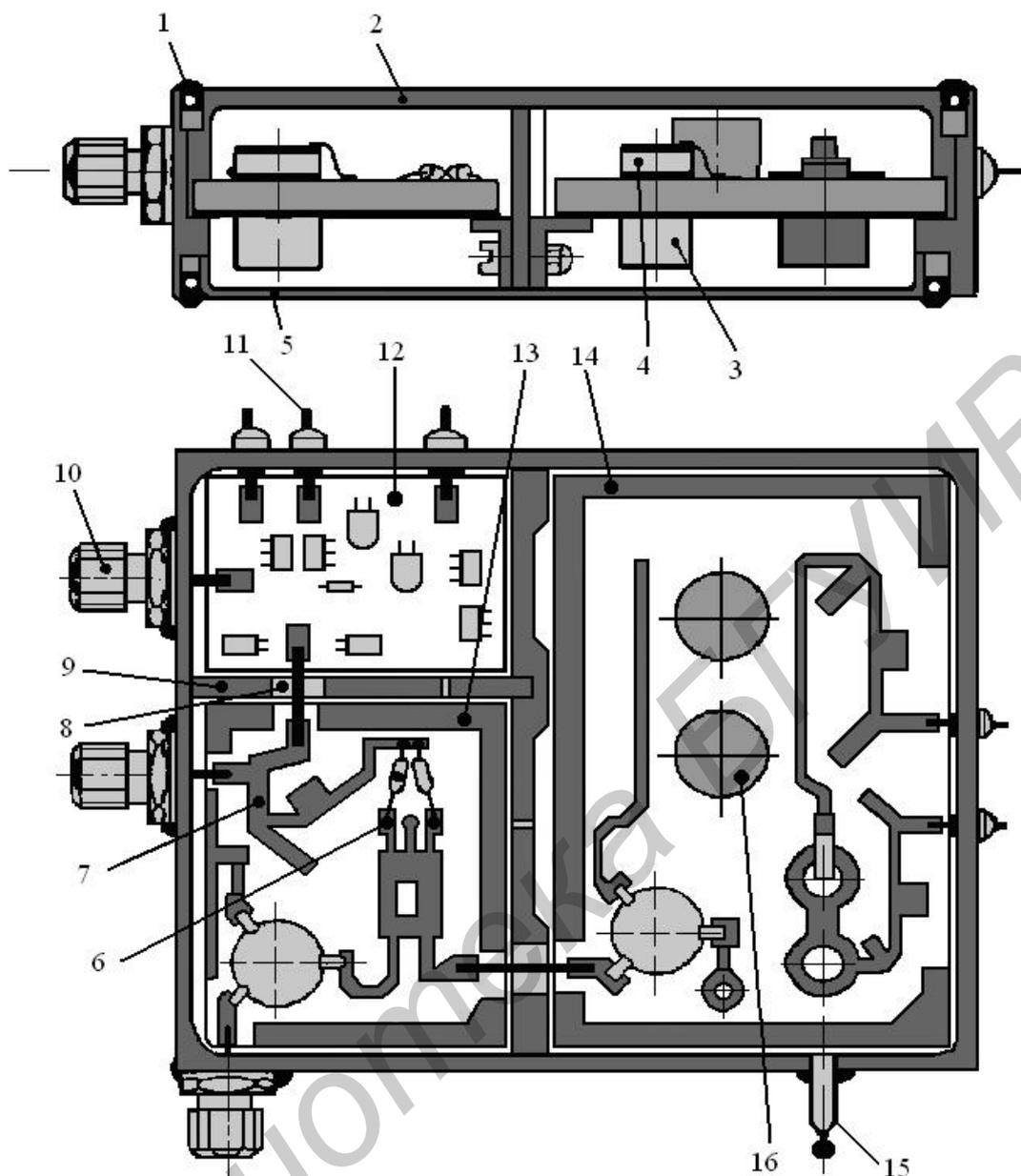


Рис. 1.6. Конструкция выносного комбинированного СВЧ-блока:
 1 – узел герметизации (по периметру); 2 – корпус; 3 – магнит; 4 – ферритовый диск; 5 – крышка корпуса; 6 – навесной бескорпусный компонент; 7 – МПЛ; 8 – межъячеечный СВЧ-соединитель; 9 – стенка ячейки микроблока; 10 – коаксиально-полосковый соединитель; 11 – низкочастотный соединитель; 12 – микроплата предварительного усилителя промежуточной частоты; 13 – микроплата балансного смесителя; 14 – микроплата местного гетеродина; 15 – штенгель для закачки инертного газа; 16 – диэлектрический резонатор

Проектирование данных МЭУ усложняется также рядом следующих специфических факторов:

- сочетание функционально-узлового и модульного принципов конструирования;
- обеспечение нормального теплового режима при обязательном выпол-

нении условий экранирования отдельных ФУ, что подразумевает сотовое конструктивное исполнение; кроме того, для СВЧ МЭУ наиболее характерны значительные локальные перегревы, вызываемые использованием активных тепловыделяющих элементов с низким КПД типа диодов Ганна;

– сочетание общей герметизации и ремонтпригодности, дополняемых конструктивным обеспечением возможности подстройки и перестройки СВЧ-узлов и отдельных элементов;

– высокие требования к точности изготовления и однородности материалов несущих конструкций, являющихся одновременно элементами резонансных систем.

Современная элементарная база СВЧ МЭУ позволяет разрабатывать микроблоки со значительными функциональными возможностями. По сравнению с СВЧ-микросборками и микросхемами микроблоки ввиду наличия более значительного внутреннего объема допускают установку на микроплаты специфических устройств обработки СВЧ-сигналов типа миниатюрных волноводно-диэлектрических фильтров на запредельном волноводе.

Поскольку для данных типов МЭУ схемные и конструктивно-технологические возможности микроминиатюризации в основном исчерпаны, дальнейшее увеличение плотности компоновки и уменьшение суммарных массогабаритных параметров СВЧ-микроблоков возможно в некоторых пределах при комплексном сочетании более интенсивного использования устройств функциональной микроэлектроники, с формированием ФУ на тонких и сверхтонких подложках. Например, переход от традиционных ситалловых и поликоровых подложек толщиной $h = 0,5...2,0$ мм к тонким полиимидным или сапфировым подложкам $h = 30...120$ мкм позволяет значительно уменьшить высоту корпуса СВЧ-модуля, а значит, и общие его массу и габаритные размеры. Высота модуля определяется как $H_{\Sigma} = h_{кр} + h + h_{в} h_{кр}$ где $h_{кр}$ – крепежный размер, например, толщина слоя компаунда.

Оптимальное соотношение между минимально допустимой высотой верхней крышки корпуса над подложкой $h_{в,MIN}$ и допустимым затуханием в МПЛ вследствие влияния крышки корпуса определяется по следующей формуле:

$$H_{\Sigma} = h_{кр} + h + h_{в} = h_{кр} + h(1 + \eta), \quad (1.1)$$

где $\eta = h_{в}/h$ – величина, определяющая допустимое соотношение между затуханием и $h_{в,MIN}$. Дифференцируя (1.1) по dh и переходя к конечным приращениям, получаем

$$\delta H_{\Sigma} = \delta h / [h_{в} + \delta h + h_{кр} / (1 + \eta)]. \quad (1.2)$$

Из (1.2) следует, что при переходе от поликоровой подложки с $h = 1,5$ мм (при $h_{кр} = 1,0$ мм и $\eta=6$, что является допустимым отношением) к полиимидной

подложке с $h = 40$ мкм высота H_{Σ} снижается с 11,5 до 1,28 мм. Соответственно уменьшаются и размеры микрополосковых элементов на подложках: например, ширина b токнесущего полоскового проводника МПЛ, выполненной на полиимидной подложке ($\varepsilon = 3$) с $h = 40$ мкм при волновом сопротивлении $Z_0 = 50$ Ом составляет 100 мкм.

Уменьшение размеров микрополосковых элементов возможно также при использовании подложек из материала с высокой диэлектрической проницаемостью: $\varepsilon > 10$. Определенный выигрыш в габаритных размерах дает и применение в СВЧ МЭУ сосредоточенных элементов. Некоторое снижение масс и уменьшение габаритных размеров возможно также за счет комплексного использования более прогрессивных материалов и более миниатюризированной и технологичной в сборке навесной бескорпусной элементной базы. Это в полной мере относится не только к микроблокам, но и к СВЧ-микросхемам и микросборкам, работающим в дециметровом и длинноволновой части сантиметрового диапазона длин волн. Для более высоких частот данные методы микроминиатюризации СВЧ МЭУ малоэффективны.

Важной задачей в проектировании гибридных СВЧ МЭУ является проблема создания согласующих устройств, которая сводится к следующему:

- создание высоконадежных и герметичных миниатюризованных внешних соединителей для СВЧ-микросхем, микросборок и микроблоков (коаксиально-полосковых с КСВ $\leq 1,15 \dots 1,2$ и потерями не более $0,3 \dots 0,4$ дБ и волново-полосковых с КСВ $\leq 1,4$ и потерями не более $0,7 \dots 1,0$ дБ);

- создание внешних соединителей с $Z_0 = 20 \dots 30$ Ом, поскольку использование тонких подложек из материалов с высоким значением предполагает отказ от стандарта волнового сопротивления $Z_0 = 50$ Ом;

- разработка конструктивно несложных и миниатюризованных, т. е. сравнимых по габаритным размерам с типичными навесными СВЧ-элементами, межъячеечных полосково-полосковых и полосково-коаксиально-полосковых соединителей для СВЧ-микроблоков сотовой конструкции (см. рис. 1.6);

- оптимизация технологических процессов изготовления ленточных полосково-полосковых соединителей для СВЧ-микросборок и микроблоков с непосредственным объединением микроплат (переход между МПЛ на соседних микроплатах с торцевой стыковкой подложек) с целью получения минимальных значений КСВ и потерь;

- создание оптимальных миниатюризованных вертикальных полосково-полосковых (ленточных) и полосково-коаксиально-полосковых соединителей в этажерочных СВЧ-микросборках и микроблоках (см. рис. 1.5);

- разработка конструкций и методик расчета вертикальных соединителей в виде диэлектрических резонаторов в этажерочных СВЧ-микросборках и микроблоках (см. рис. 1.5);

- разработка планарных квазирегулярных переходов расширения токнесущих полосковых проводников для различных типов МПЛ, выполненных на тонких подложках из материала с высоким значением диэлектрической прони-

цаемости («расширение» токонесущих проводников необходимо для обеспечения адгезионной устойчивости пленки при контактировании с навесными элементами пайкой или термокомпрессионной сваркой, а также для контактирования с навесными СВЧ-элементами или узлами с относительно большими соединительными размерами);

– разработка конструкций и методик синтеза переходов согласования между разно- и однотипными МПЛ, выполненными на различных по толщине и магнитоэлектрическим характеристикам (ϵ и μ) подложках;

– разработка узлов квазирегулярного согласования микрополосковых элементов с навесными элементами и узлами, имеющими относительно большие соединительные размеры (применение таких узлов является спецификой СВЧ-микроблоков и необходимо по той причине, что выигрыш в значениях КСВ, даже на сотые доли и значениях потерь, даже на единицы децибела, дает существенный суммарный выигрыш, учитывая большое число подсоединяемых элементов и узлов в подобных МЭУ).

Разработка согласующих устройств еще более актуальна при использовании в СВЧ-микроблоках различного рода интегральных излучателей и навесных узлов функциональной микроэлектроники.

1.7. Объемные интегральные схемы СВЧ

Рассмотренные выше гибридные СВЧ МЭУ являются конструкциями планарного типа. Обработка СВЧ-сигналов производится в плоскости микроплаты, «линейки» или мозаики микроплат. В этажерочных конструкциях (см. рис. 1.5) по вертикали выполняется только передача сигнала с уровня на уровень. Поэтому естественным, дальнейшим и высшим этапом развития гибридно-пленочных СВЧ МЭУ является переход к объемной обработке СВЧ-сигналов и создание ОИС СВЧ. Такая логика формирования МЭУ с повышением плотности компоновки – от планарных конструкций к объемным – характерна и для аппаратуры предшествующих поколений, реализующей схемы различного функционального назначения и работающей в разных частотных диапазонах.

Таким образом, *ОИС представляет собой монолитный СВЧ-модуль без воздушных промежутков, с минимальными связями и минимумом элементов несущих конструкций, что оптимально удовлетворяет требованиям, предъявляемым к МЭУ высокой интеграции.* Следует отметить высокие прочностные, тепловые и массогабаритные характеристики, помехозащищенность, высокую скорость обработки сигналов и радиационную стойкость ОИС – все это позволяет создать устройства, работающие в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн.

По конструктивным отличительным признакам ОИС представляют собой «сжатые» по вертикали этажерочные СВЧ-микроблоки или микросборки с полным исключением воздушных межуровневых промежутков и переходом от

межуровневых связей в виде полосково-полосковых и полосково-коаксиально-полосковых дискретных соединителей к распределенным индуктивным, емкостным и электромагнитным связям между уровнями (слоями). Существенно, что при этом межуровневые связи включаются в тракты обработки СВЧ-сигналов. Переход от этажерочных конструкций СВЧ к ОИС является в то же время качественным, что требует обновления методологических и технических средств системо- и схемотехники, проектирования (разработки математических уточненных расчетных методик), конструирования и технологии ОИС.

На рис. 1.7 приведены схемы формирования ОИС. Простейшей конструкцией такого рода является перекомпоновка двухплатной этажерочной СВЧ-микросборки в двухслойную ОИС. При этом гальванические связи несимметричных МПЛ посредством дискретных полосково-коаксиально-полосковых соединителей заменяются емкостной связью между токонесущими полосковыми проводниками в системе общего двухстороннего экрана, т. е. конструктивным вариантом двухпроводной связанной МПЛ. Особенно нагляден суммарный выигрыш по высоте модуля:

$$(H_2 + 2h + h_{\text{пр}} + h_{\text{к}}) / 2h \geq 6,75 \dots 9,25,$$

где $h_{\text{пр}} \approx 5h$, $h_{\text{к}} \approx 1,5$. При использовании в качестве диэлектрических слоев полиимидной пленки с $H = 30 \dots 120$ мкм можно получить суммарное уменьшение объема в 40...50 раз.

На рис. 1.7, б приведена схема более сложного перехода от СВЧ-микроблока к ОИС при наличии подложек из разных материалов (диэлектрика, феррита) с различными типами МПЛ: несимметричной, компланарной и связанной, например, через микрополосковый резонатор несимметричными МПЛ. В микроблоке межуровневые связи выполняются с помощью емкостной связи между МПЛ на подложках 2 и 3 и гальванической связи – на миниатюризованных полосково-коаксиальных соединителях – через отверстия в подложках между МПЛ на подложках 3 и 4 и другими, расположенными ниже.

В эквивалентной ОИС, в которой добавлен дополнительный разделительный диэлектрический слой 9, все вертикальные связи являются распределенными. Тем самым исключается необходимость механической обработки подложек – сверления отверстий, значительно уменьшающих прочностные характеристики. В экранном слое микроплаты 4 выполнены щели связи с МПЛ на расположенной ниже подложке.

Вообще говоря, подобное использование известных решений в их новой модификации представляет собой явление, характерное для СВЧ-микроэлектроники. Так, формирование ОИС СВЧ с большой протяженностью в направлении передачи сигнала и повышенной мощностью СВЧ-сигнала возможно при переходе от этажерочной конструкции микросборки или микроблока к ОИС на основе использования волноводов с диэлектрическим заполнением.

Примерами таких ОИС являются МЭУ, реализующие модули АФАР или выносные автономные СВЧ-устройства радиолокационной аппаратуры. При этом вместо отдельных волноводов используются подложки из диэлектрических и ферритовых материалов, разделенные слоями металла, выполняющими роль конструктивных широких стенок волноводов, и заключенные в корпус модуля.

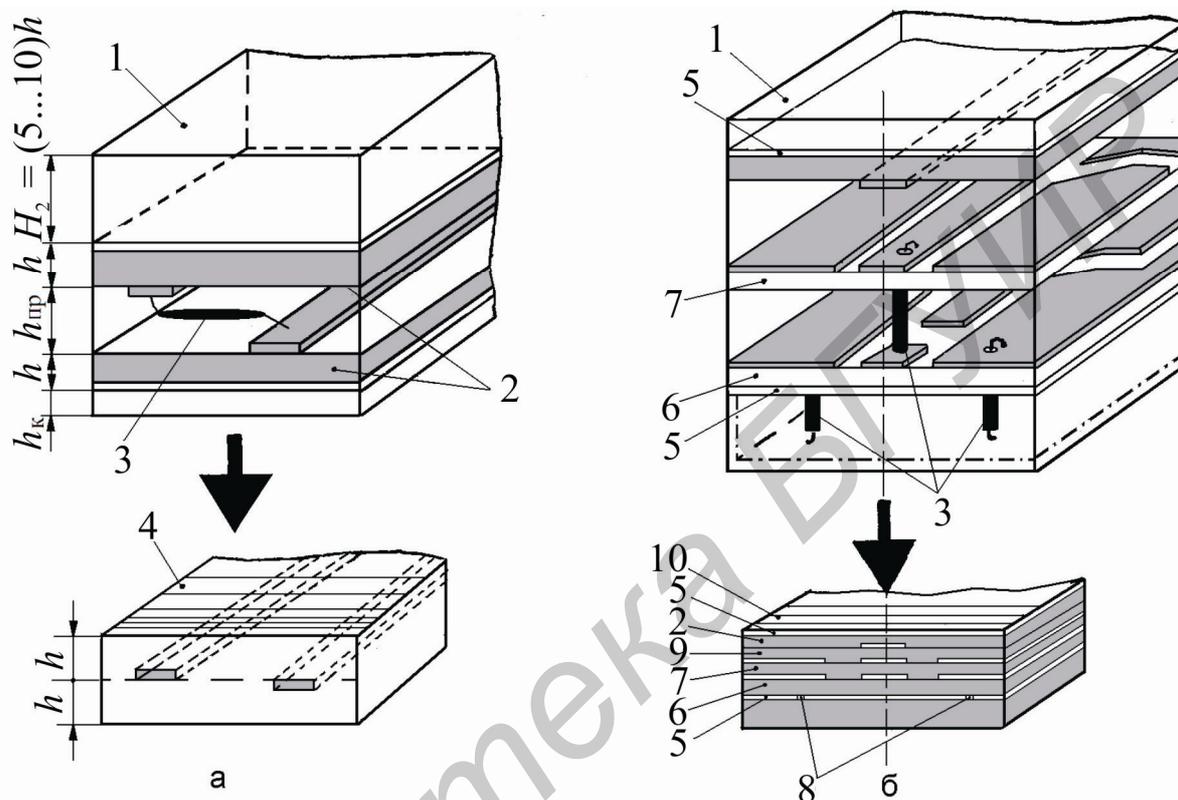


Рис. 1.7. Схема формирования двухслойной (а) и многослойной (б) ОИС СВЧ:
 1 – корпус; 2 – диэлектрическая подложка с несимметричной МПЛ;
 3 – вертикальный межплатный соединитель; 4 – корпус двухслойной ОИС (двухпроводной МПЛ); 5 – экранный слой; 6 – диэлектрическая подложка со связанными через микрополосковые резонаторы несимметричными МПЛ;
 7 – ферритовая подложка с копланарной МПЛ; 8 – щели связи в экранном слое;
 9 – дополнительный разделительный слой диэлектрика;
 10 – корпус многослойной ОИС

Вместо дискретных соединителей в ОИС используются распределенные емкостные и электромагнитные связи через щели и отверстия в металлических слоях, что приводит к определенному выигрышу в массогабаритных показателях. При $\epsilon = 10$ (ситалл СТ-10) и одинаковом волновом сопротивлении $Z_0 = 50$ Ом сравнительный выигрыш по площади поперечного сечения составляет 2,18, а общие потери волновода с диэлектрическим заполнением равны 3,292 дБ/м при общих потерях МПЛ в корпусе 5,828 дБ/м. Кроме того, волновод лишен таких недостатков МПЛ в составе микросборки или микроблока, как

малая пропускная мощность, необходимость экранирования соседних линий передачи, сложность механического крепления протяженных МПЛ на подложках из хрупких материалов, необходимость металлического основания, использование в тракте передачи нерегулярность волноводно-полосковых соединителей с $K_{CB} \approx 1,4$.

Исполнение СВЧ МЭУ с требуемыми электрофизическими параметрами в планарном варианте при переходе в миллиметровый диапазон длин волн чрезвычайно затруднено, а зачастую практически невозможно. Например, в СВЧ-устройствах с боковой связью зазоры между микрополосковыми элементами составляют 1...5 мкм, а в устройствах с лицевой связью – 1...50 мкм, что осложняет разработку и изготовление фильтров, резонаторов, направленных ответвителей, делителей мощности, циркуляторов. При этом в матричных и многосвязных микрополосковых структурах требуется большое число навесных и проходных (через отверстия в подложках) дискретных соединителей. Таким образом, возникают значительные конструктивно-технологические затруднения реализации в пределах одного МЭУ узлов как с сильной электромагнитной связью, так и практически полностью экранированных.

Другой важнейшей и стимулирующей стороной перехода от планарных и этажерочных конструкций СВЧ к ОИС является трудность одновременного использования в пределах одного устройства разнотипных линий передачи. Требуется разработка конструкций и методик расчета устройств согласования МПЛ с навесными элементами. В то же время, если в планарных СВЧ МЭУ дециметрового и длинноволновой части сантиметрового диапазонов длин волн можно использовать только один базовый тип несимметричной МПЛ и единый стандарт волнового сопротивления $Z_0 = 50 \text{ Ом}$, то при переходе на более высокие частоты требуемые схемные параметры могут быть получены только при одновременном использовании МПЛ различных типов. Применяются несимметричная, симметричная, компланарная, щелевая, желобковая МПЛ и диэлектрические волноводы на изотропных и анизотропных подложках с различными стандартами Z_0 . Устройства проектируются по принципу «каждому базовому элементу – свой тип МПЛ», являющемуся принципом оптимальности базовых элементов.

Под базовыми элементами (БЭ) СВЧ МЭУ понимаются устройства обработки информации, фильтры, резонаторы, различные мостовые устройства суммирования и деления мощности, направленные ответвители, интегральные излучатели и т. п. В силу принципа оптимальности БЭ, например, невзаимные ферритовые устройства наиболее целесообразно формировать на основе компланарной МПЛ, для которой характерно наличие на поверхности подложки эллиптической поляризации магнитного поля; линии передачи с максимальным излучением (для создания сильной электромагнитной связи с другими МПЛ-элементами) – на основе компланарной или щелевой МПЛ с экранированной обратной стороной подложки; линии передачи с минимальным излучением – на основе модифицированной желобковой МПЛ; устройства согласования с МПЛ-

антеннами – на основе щелевой или компланарной МПЛ и т. д. Именно поэтому переход к ОИС позволяет наиболее просто реализовать этот принцип и решить проблему согласующих устройств.

Наконец, при переходе к ОИС устраняется один из основных недостатков планарных и этажерочных СВЧ МЭУ – затруднения, связанные с реализацией нормального теплового режима. В ОИС максимальный теплоотвод осуществить проще, поскольку отсутствуют теплоизолирующие воздушные промежутки.

Разработка ОИС с широким использованием устройств функциональной микроэлектроники позволяет вплотную приблизиться к «идеальной конструкции» гибридных ИС СВЧ. Согласно определению, *ОИС есть СВЧ-модуль на основе разнотипных волноведущих линий, расположенных в трехмерной слоистой диэлектрической среде заполнения*. Пространственная коммутация по трактам передачи СВЧ-сигналов выполняется с помощью емкостной, индуктивной, электромагнитной и гальванической связей. Поскольку в волноведущих структурах ОИС распространяются T -, E - и H -волны, то для их трансформации достаточно трех-четырех типов МПЛ: несимметричной, симметричной, щелевой и компланарной. Используемые комбинации МПЛ соответствуют применяемым базовым элементам СВЧ-схем.

Рассмотрим порядок перехода от планарных гибридных конструкций СВЧ к «идеальному» варианту конструкции ОИС СВЧ применительно к разработкам приемопередающих модулей АФАР. Этажерочный модуль АФАР представляет собой конструкцию, в которой сочетаются типичные признаки этажерочной микросборки и характерные принципы компоновки ОИС. К первым относится межуровневая коммутация по трактам передачи СВЧ-сигналов только с помощью дискретных коаксиальных соединителей, пропущенных через центральное отверстие в микроплатах. Признаки ОИС – наличие максимально плотной упаковки по вертикали. Высота воздушных промежутков между подложками определяется толщиной ободков, посредством которых подложки собираются в пакет, а сам промежуток необходим для установки навесных элементов и припайки коаксиальных микрокабелей. Размер промежутка минимизируется выбором материала и толщины подложки.

Собранный пакет микроплат и ободков помещается в общий герметичный корпус-экран, на верхней крышке которого установлены интегральные излучатели – диэлектрическая подложка с печатными компланарными антеннами.

По сравнению с планарными конструкциями СВЧ-микросхем, микроблоков и микросборок этажерочные модули имеют значительно более высокую плотность компоновки, вплотную приближаясь к ОИС СВЧ. Однако, как показывает сравнительный анализ проектов разработок радиолокационных станций с высокоэффективными АФАР, ведущихся зарубежными фирмами (США), создание приемопередающих модулей с размерами порядка 1,27 x 3,05 см в плоскости апертуры АФАР при рабочих частотах 8...12 ГГц, выходной мощности 4...6 Вт (скважность 5 %) и коэффициенте усиления приемного тракта $K_{\text{усил}} \approx 20...30$ дБ возможно только при формировании модуля в виде ОИС.

Сложной и в основе своей нерешенной проблемой является разработка и способы установки в ОИС активных элементов. Активные навесные элементы, обычно используемые в планарных конструкциях СВЧ, могут ограниченно применяться в ОИС, особенно в конструкциях переходного типа – этажерочных модулях. Для установки активных элементов здесь используются либо воздушные промежутки между микроплатами, либо частичная выборка материала слоев и установка элементов в сформированных («конструктивных») прямоугольных волноводах ОИС. Однако это не соответствует основным принципам формирования ОИС, т. е. достижению максимально плотной упаковки в объеме, и создает серьезные затруднения конструктивно-технологического характера. Поэтому ведутся интенсивные исследования с целью создания активных элементов с распределенными параметрами, использующих различные эффекты функциональной микроэлектроники; конструкции и технология изготовления таких элементов максимально приближаются к соответствующим решениям для ОИС СВЧ.

При практическом использовании активных элементов в ОИС учитывается, что активные распределенные элементы, по существу, являются многослойными диэлектрико-полупроводниковыми волноведущими структурами с небольшими, порядка 50...250 мкм, размерами по вертикали, что позволяет эффективно сочетать их с многослойной диэлектрической структурой ОИС. Перспективно применение устройств на магнитостатических волнах на основе многослойных полупроводниково-ферромагнитных композиций для формирования активных линий задержки, усилителей и генераторов СВЧ. Подобное устройство на основе железо-иттриевого граната и слоев *GaAs*, реализующее усилитель на частоте 4,3 ГГц, имеет размер по вертикали 250 мкм при занимаемой площади 1 x 5 мм.

В диапазоне миллиметровых и субмиллиметровых волн наиболее перспективны в ОИС электрически управляемые *p-n*-переходы и контакты металл-полупроводник МПЛ на основе тонких слоев *GaAs*, устройства на распределенных туннельных и лавинно-пролетных диодах, усилители бегущей волны (УБВ) на замедленных волнах, преобразователи частоты на основе эффектов распространения электромагнитных волн в нелинейных полупроводниковых средах, элементы на основе распределенных *p-n*- и *p-i-n*-МДП-структур и сверхпроводящих контактов, активные периодические структуры на элементах с сосредоточенными параметрами и др.

Наиболее изученными активными распределенными устройствами для применения в ОИС являются устройства, использующие эффект отрицательной дифференциальной проводимости, возникающий в полупроводниках типа *GaAs* при междолинных электронных переходах. Разработано несколько конструктивных вариантов УБВ, работающих на основе этого эффекта. На рис. 1.8 изображена предложенная модифицированная конструкция УБВ, изготовление которой ориентировано на конкретную комбинированную пленочно-твердотельную технологию ОИС.

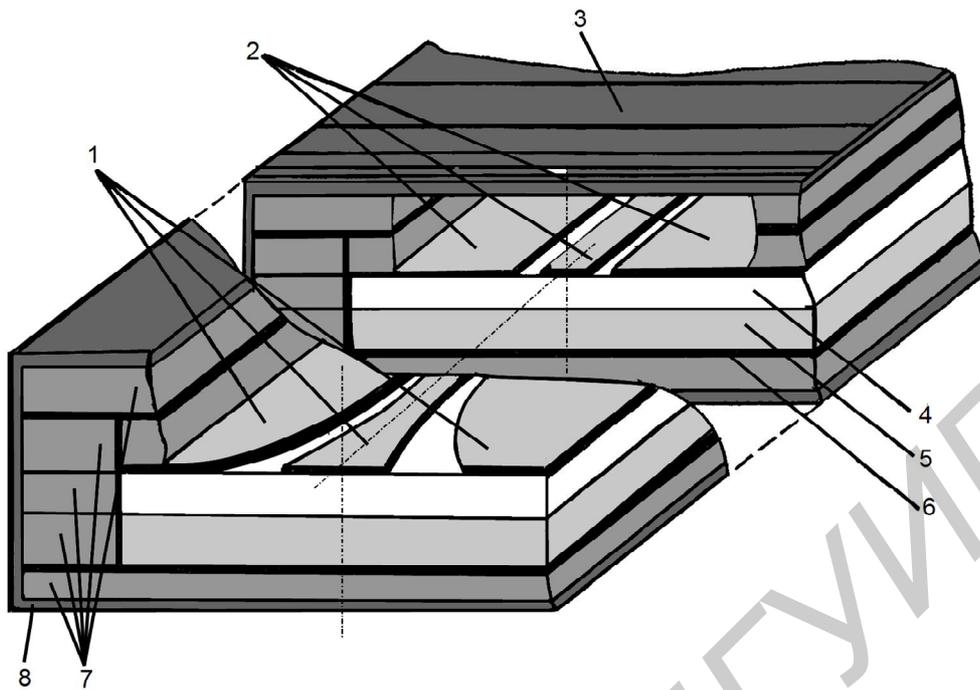


Рис. 1.8. Конструкция полупроводникового УБВ для ОИС миллиметрового диапазона волн:

- 1 – согласующий участок компланарной МПЛ; 2 – участок регулярной активной компланарной МПЛ; 3 – металлизация – стенка конструктивного волновода;
 4 – активный слой *n-GaAs*; 5 – высокоомный слой *GaAs*;
 6 – металлизация (стабилизирующий проводниковый слой);
 7 – диэлектрический слой ОИС; 8 – корпус

Активный слой из *n-GaAs* формируется на подложке из высокоомного *GaAs* по эпитаксиальной технологии, а проводники компланарной МПЛ и стабилизирующий проводниковый слой изготавливаются по тонкопленочной технологии. Отличительной особенностью данной конструкции УБВ является использование переходов с сохранением волнового сопротивления (ПСВС) для согласования активного участка компланарной МПЛ с трактом передачи СВЧ-сигнала, что значительно улучшает рабочие характеристики УБВ.

Технологический процесс формирования заданного неоднородно легированного профиля эпитаксиального слоя *n-GaAs* на основе моделирования временной зависимости парциального давления легирующего материала разработан. Расчет усиления и устойчивости работы УБВ проводится на основе решения системы уравнений Максвелла, Пуассона, уравнений движения носителей и уравнения непрерывности.

Таким образом, ставится и решается самосогласованная задача взаимодействия усиливаемого СВЧ-сигнала с полупроводниковой плазмой, носителями тока в которой являются электроны и дырки – в режиме неустойчивости с приложенным к объему активной области УБВ постоянным полем E_0 . Постоянное электрическое поле необходимо для создания зоны отрицательной дифференциальной проводимости – для *n-GaAs* требуется поле $E_0 \approx 3,5$ кВ/см. Дан-

ный тип УБВ работает при $f_{\text{РАБ}} = 15...22$ ГГц и имеет усиление $K_{\text{УСИЛ}} \approx 15$ дБ. Длина активной области 250...1250 мкм, толщина активного эпитаксиального слоя *n-GaAs* не более 10...20 мкм, что позволяет эффективно использовать данное устройство в ОИС СВЧ.

Специфические узлы обработки СВЧ-сигналов в ОИС формируются аналогичными конструктивно-технологическими приемами. Например, перспективным для СВЧ МЭУ устройством является миниатюризованный волноводно-диэлектрический фильтр на запердельном волноводе (ВДФЗВ), обладающий хорошими полосно-пропускающими характеристиками. В отличие от известных вариантов установки ВДФЗВ на микрополосковую плату, требующих изготовления пазов в подложке, предложены более эффективные конструктивно-технологические варианты установки ВДФЗВ на платы СВЧ МЭУ с квазирегулярным подключением данных узлов к различным типам МПЛ без дополнительной механической обработки подложек.

На рис. 1.9 приведена конструкция ВДФЗВ в составе ОИС. Прямоугольный запердельный волновод является конструктивным; для его формирования металлизуются поверхности и торцы диэлектрических слоев ОИС в зоне соответствующей выборки материала слоя. Питание к фильтру подводится от компланарной МПЛ с квазирегулярным расширением последней. Аналогичным образом выполняются другие специфические узлы для ОИС СВЧ.

С учетом специфики схемно-конструктивного решения ОИС одной из основных проблем является разработка согласующих устройств, которая сводится к решению следующих задач проектного и конструктивно-технологического характера:

- создание оптимальных конструкций планарных переходов согласования типа ПСВС между одно- и разнотипными МПЛ, в том числе и для согласования МПЛ, выполненных на различных по толщине и магнитодиэлектрическими параметрами материала (ϵ и μ) подложек;

- создание квазирегулярных переходов расширения токонесущих полосковых проводников для МПЛ различных типов для квазирегулярного подключения навесных элементов и устройств функциональной микроэлектроники с относительно большими соединительными размерами;

- разработка устройств согласования с емкостной (боковой и лицевой) связью микрополосковых элементов ОИС;

- выработка на стадии проектирования ОИС схмотехнического подхода к определению оптимального соотношения используемых в каждой конкретной конструкции типов вертикальных связей – гальванической, емкостной, индуктивной и электромагнитной;

- создание конструкции шлейфных переходов между уровнями ОИС без дополнительной механической обработки подложек;

- создание согласующих устройств для межслойного деления мощности СВЧ-сигналов;

- создание устройств согласования МПЛ различных типов с интегральными излучателями для ОИС, например модулей АФАР;

– разработка адекватных математических моделей для физико-топологического синтеза устройств согласования в ОИС, предназначенных для формирования прикладных программ, включаемых в САПР СВЧ, и открытых для пополнения библиотек программ и редактирования.

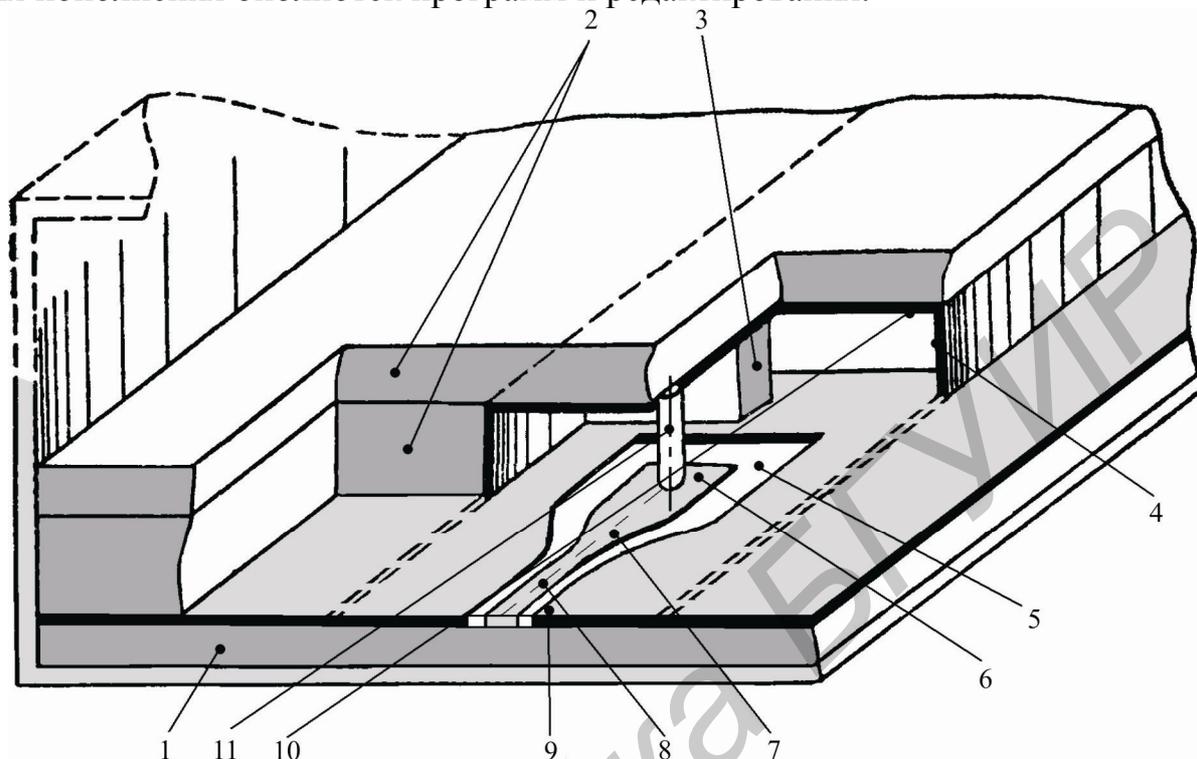


Рис. 1.9. Конструкция ВДФЗВ в составе ОИС:

- 1 – ферритовая или диэлектрическая подложка; 2 – диэлектрические слои ОИС;
- 3 – диэлектрическая вставка; 4 – металлизированная узкая стенка волновода;
- 5 – вырез в экранном слое; 6 – расширенная контактная площадка компланарной МПЛ;
- 7 – участок ПСВС; 8 – подводящая компланарная МПЛ;
- 9 – экранный слой – нижняя широкая стенка волновода;
- 10 – металлизированная верхняя широкая стенка волновода;
- 11 – диэлектрический резонатор возбуждения входа

Инженерное решение перечисленных задач возможно только при строгом следовании основным принципам проектирования ОИС СВЧ. Следует учитывать, что наиболее широко распространенный способ физического моделирования реальных электродинамических процессов в структурах СВЧ МЭУ – масштабное (физическое) моделирование – лишь ограниченно применим при проектировании ОИС. Поэтому практически весь объем проектных работ ведется с использованием САПР в интерактивном режиме. Построение САПР в свою очередь требует строгого электродинамического подхода, дальнейшего и более полного развития электродинамики изотропных и анизотропных волноведущих структур, а также использования высокопроизводительных ЭВМ.

Кроме того, специфика формирования многослойных структур ОИС на основе материалов с различными электрофизическими характеристиками тре-

бует как принципиально нового системо- и схемотехнического подхода, так и значительной модернизации имеющейся (промышленной) гибридной СВЧ-технологии. Задача дальнейших исследований и разработок – создание строгой теории ОИС, разработка их конструктивной архитектоники и в конечном итоге – полномасштабное промышленное освоение.

1.8. Полупроводниковые интегральные СВЧ-схемы

Промышленное освоение ОИС является завершающим этапом в развитии гибридной пленочной СВЧ-микроэлектроники. Переход к созданию практических полупроводниковых ИС СВЧ означает начало качественно нового этапа в СВЧ-микроэлектронике. Их освоение имеет в настоящее время как теоретические, так и экспериментальные технологические предпосылки. Например, ведущие в области техники СВЧ фирмы США «Texas Instruments» и «Raytheon» разрабатывают приемопередающие модули АФАР в виде полупроводниковых ИС с размерами в плоскости апертуры АФАР порядка 0,1 x 0,4 см и 0,62 x 1,27 см, работающие в диапазоне 8...12 ГГц и обеспечивающие выходную мощность 0,5...1 Вт при $K_{\text{усил}} \approx 20...27$ дБ.

Наиболее существенной предпосылкой практической реализации полупроводниковых ИС СВЧ является наличие хорошо отработанной технологии для соответствующих полупроводниковых материалов. Эта технология позволяет изготавливать такие активные структуры, как полевые транзисторы из арсенида галлия и перспективного фосфида индия, хорошо работающие в диапазонах миллиметровых и субмиллиметровых волн (подвижность носителей в арсениде галлия в шесть, а в фосфиде индия – в девять раз выше, чем у кремния). Арсенид галлия является основным материалом для полупроводниковых ИС. В настоящее время на основе арсенида галлия изготавливаются полевые транзисторы с барьером Шоттки (ПТБШ), имеющие $P_{\text{вых}} = 1,25...25$ Вт соответственно на частотах $f_{\text{РАБ}} = 18...26$ ГГц. Предельные рабочие частоты ПТБШ на основе арсенида галлия к настоящему времени равны 90... 140 ГГц. Коэффициент шума малошумящих арсенид-галлиевых ПТБШ достигает 0,7 дБ на частоте 4 ГГц.

Элементная база полупроводниковых ИС СВЧ в достаточной степени развита – это малошумящие и мощные ПТБШ, диоды Ганна и лавинно-пролетные диоды, выполненные в виде активных линий передачи на основе подложек из арсенида галлия. Существующая технологическая база полупроводникового производства активно дополняется прецизионными методами выращивания тонких, порядка 10...20 мкм, слоев *n-GaAs*, новейшими методами фотолитографии и ионной имплантации.

Технологические процессы изготовления ИС на основе арсенида галлия являются модификациями соответствующих процессов изготовления дискретных полевых транзисторов из этого материала. Как правило, отбираются подложки, удельное сопротивление материала которых $\rho \geq 1 \cdot 10^6$ Ом·см. Отбор по совокупности электрофизических параметров производится на основе контроля характеристик тестовых транзисторных структур. Активный слой арсенида гал-

лия создается либо эпитаксией, либо более эффективной, хотя и менее освоенной ионной имплантацией.

Наиболее тонкой и сложно контролируемой технологической операцией формирования активного эпитаксиального слоя является получение требуемого профиля легирования в слое арсенида галлия. Твердотельная технология позволяет в едином цикле изготавливать на кристалле арсенида галлия необходимый набор активных и пассивных элементов с распределенными параметрами, а также дискретных элементов. Номенклатура таких элементов, используемых в ИС СВЧ широкого класса, приведена в табл. 1.2.

Таблица 1.2
Пассивная и активная элементные базы полупроводниковых ИС СВЧ, изготавливаемых в едином технологическом цикле

| Элемент | Тип элемента | Элемент | Тип элемента |
|---------------|-------------------------------|----------------|---|
| ПТБШ | Малошумящий, мощный, ключевой | Резистор | Ионно-имплантированный (эпитаксиальный), тонкопленочный |
| Диод Шотки | Смесительный варакторный | Конденсатор | Межслойный (двухслойный), гребенчатый (встречно-штыревой) |
| Диод Ганна | Генераторный | Линия передачи | Несимметричная, компланарная, щелевая |
| Индуктивность | Одновитковая, спиральная | | |

Как правило, для формируемых активных слоев арсенида галлия требуются неоднородно легированные профили. Например, в УБВ (см. рис. 1.8), который также является перспективным активным устройством для ИС СВЧ, в активном слое *n-GaAs* требуется создание такого неоднородно легированного профиля, при котором вблизи полуизолирующей подложки 5 имелся бы тонкий, порядка 2...3 мкм слой с повышенной концентрацией носителей. Этот подслой необходим для реализации эффекта отрицательной дифференциальной проводимости. Ограничение толщины подслоя позволяет избежать затухания СВЧ-сигнала, поскольку постоянное электрическое поле E_0 , приложенное к токонесущему полосковому проводнику и экранным проводникам компланарной МПЛ, распределено неравномерно по толщине активного слоя *n-GaAs*, в результате чего, если не предусмотреть неоднородности легирования эпитаксиального слоя, в значительной его части (где поле E_0 превышает пороговое значение) проводимость будет положительной. Аналогичные требования возникают и при разработке процесса изготовления других активных распределенных структур ИС СВЧ.

В ИС СВЧ используются утопленные затворы. Для их создания выполняется легкое анизотропное травление в канале под затвором. Далее через окна напыляются контакты Шотки – вольфрамовые, титановые или молибденовые.

Одновременно напыляются полупроводниковые слои на нижние обкладки конденсаторов. Затем осаждается слой диэлектрика для изоляции второго металлического слоя, который выполнен из композиции вольфрам – платина – золото. Элементы согласующих цепей размещаются на высокоомных участках подложки. Развязка пересекающихся токопроводящих дорожек сделана с помощью воздушных мостов. Доводка толщин подложек до требуемой величины выполняется химическим травлением, затем на протравленную поверхность осаждается слой металла. Заземление истоковых площадок проводится через сквозные отверстия с металлизированными стенками. Для этого арсенид-галлиевые подложки травят до толщины $h \approx 100$ мкм. Технологические процессы изготовления других активных структур ИС на основе арсенида галлия формируются во многом аналогично.

Перспективны для использования в ИС СВЧ подложки из фосфида индия, однако в настоящее время технология формирования пассивных и активных распределенных структур из этого материала разработана недостаточно. Кремний имеет ограниченное применение в $f_{\text{РАБ}} > 2$ ГГц, поскольку обладает как малой подвижностью носителей, так и в 10^4 раз меньшим удельным сопротивлением по сравнению с арсенидом галлия и меньшим пробивным напряжением поля. Кроме того, ширина запрещенной зоны кремния 1,12 эВ по сравнению с 1,43 эВ – у арсенида галлия не позволяет разрабатывать высокотемпературные полупроводниковые ИС. У арсенида галлия выше и диэлектрическая проницаемость ($\epsilon = 13,3$ – статическая диэлектрическая проницаемость высокоомного арсенида галлия), что положительно сказывается на уменьшении габаритных размеров волноведущих структур, хотя несколько увеличивает затухание сигналов.

Определенное применение имеет в СВЧ-микронике и технология «кремний-на-сапфире», когда на сапфирной подложке выращивается монокристаллическая пленка кремния. Однако использование этой технологии ограничено рабочими частотами 2...5 ГГц.

Кроме интенсивно разрабатываемой арсенид-галлиевой технологии второй важнейшей предпосылкой создания многофункциональных ИС СВЧ является разработка инженерных методов проектирования данных устройств. Теоретическая база проектирования здесь далеко не в полной мере разработана до стадии численной реализации в СВЧ САПР. Интегральная твердотельная электроника СВЧ миллиметрового и субмиллиметрового диапазонов волн использует эффекты сложных взаимодействий СВЧ-полей с анизотропными средами и неустойчивой полупроводниковой плазмой, носителями тока в которой являются электроны и дырки, а также электродинамические процессы в многослойных волноведущих структурах с диэлектрико-полупроводниковым, изотропным и гиротропным заполнениями. Используются специфические, в том числе и нелинейные, волновые процессы в композиционных структурах полупроводник – тонкие диэлектрические слои, а также следующие волновые процессы в функциональных СВЧ-устройствах: магнитооптические, спиновые и поверхностно-акустические волны на поверхности интегральных структур, объемные

эффекты в полупроводниках и других изотропных и гиротропных средах.

Достаточно сложным является электродинамический анализ таких основных схемно-конструктивных элементов и узлов полупроводниковых ИС, как несимметричная, симметричная, компланарная и щелевая МПЛ, желобковая линия с диэлектрическим заполнением, модифицированная желобковая линия, желобково-микроросковая и волноводно-щелевая линии, диэлектрические волноводы и резонаторы, регулярные и запредельные волноводы с диэлектрическим и многослойным диэлектрико-ферритовым заполнением, квазиоптические, оптические волноводы и резонаторы радиооптических ИС.

Анализ электродинамических процессов в волноведущих структурах и механизма работы активных распределенных структур полупроводниковых ИС основан на изучении волновых процессов, неустойчивых и нелинейных процессов взаимодействия электромагнитных волн с носителями заряда в полупроводниках, энергетического обмена между волнами различной природы, изменения характеристик СВЧ-сигналов под воздействием анизотропии волноведущей среды – все это требует привлечения самых современных методов математической физики.

В полупроводниковой плазме носителями электрического тока являются электроны и дырки. Плотности носителей достаточно высоки. При движении носителей следует учитывать влияние кристаллической решетки, т. е. учитывать в расчетах эффективные массы электронов и дырок.

При конструировании ИС СВЧ пассивные сосредоточенные элементы (с размерами менее $0,1\lambda_p$) используются до частот $f_{\text{РАБ}} = 20$ ГГц; на более высоких частотах применяются распределенные микроросковые элементы – прямолинейные, меандровые, *S*-образные, квадратные и круглые спиральные пленочные индуктивности, которые имеют $L = 0,5...10$ нГн. Резистивные элементы изготавливаются на основе эпитаксиальных арсенид-галлиевых слоев либо на основе напыленных на полупроводниковую подложку слоев металлов (*Cr*, *Ti*, *NiGr*, *TaNi*, *TaNi₂*) с удельным поверхностным сопротивлением 3...600 Ом.

Дальнейшее развитие полупроводниковых ИС СВЧ базируется на решении достаточно сложных проблем: создание более высокочастотных ПТБШ, в том числе многозатворных, высокочастотных диодов с барьером Шотки, а также сосредоточенных *RLC*-элементов с микронными и субмикронными размерами; разработка схемных и топологических методов оптимизации параметров и воспроизводимости ИС СВЧ; разработка активных широкополосных элементов; дальнейшее развитие технологии «кремний-на-сапфире» с заменой кремния на арсенид галлия; внедрение электронно-лучевой литографии и т. п.

Важнейшей задачей является разработка методов уточненного физико-топологического моделирования, включая имитацию электродинамических характеристик, для проектирования распределенных активных структур ИС СВЧ. Двух- и трехмерные математические модели, адекватно описывающие реальные физические процессы в электродинамических системах ИС, позволят получать требуемые рабочие характеристики ИС СВЧ и обеспечивать их технологическую воспроизводимость.

1.9. Перспективные направления в создании ИС и модулей СВЧ

Перспективная задача твердотельной СВЧ-микроэлектроники – создание многофункциональных ИС на основе арсенида галлия. Многофункциональные ИС СВЧ, выполненные на одном кристалле полупроводника, соответствуют иерархическому уровню конструкций БИС в цифровой и радиочастотной РЭА. Такие разработки перспективны для создания монолитных модулей АФАР и СВЧ-модулей в составе бортовой и автономной выносной аппаратуры спутниковой связи, устройств радиопротиводействия и управления космическими объектами.

Монолитный приемопередающий модуль АФАР предполагается создать в виде объединения на одном кристалле нескольких каскадов; на том же кристалле требуется сформировать кроме диэлектрических, резистивных и полупроводниковых слоев также ферритовые монокристаллические слои – функциональные узлы ферритовых циркуляторов и вентилялей.

Многофункциональные ИС СВЧ экономически наиболее перспективны для изделий, требующих большого числа однотипных модулей, следовательно, разработка модулей АФАР в этом случае не имеет конкурентов. Число таких модулей в бортовых радиолокационных станциях достигает 1600...2500, а в специализированных наземных станциях – 130000 (разработки фирмы «Hughes», США).

Расширение функциональных возможностей монолитных ИС СВЧ ограничено размерами подложек, предельные площади которых составляют 40 ... 50 см².

Дальнейшее увеличение степени интеграции ИС СВЧ с одновременным расширением их функциональных возможностей связано с разработкой конструкций, являющихся иерархическим аналогом СБИС в цифровой РЭА. В литературе отсутствуют сколько-нибудь определенные прогнозы об основных принципах формирования конструктивной архитектуры СБИС СВЧ.

Ниже рассматривается ряд гипотетических конструктивных моделей, поясняющих возможные направления в разработке подобных ИС.

По-видимому, первоначально конструирование БИС и СБИС СВЧ будет развиваться в направлении изготовления монолитных планарных ИС путем увеличения формата полупроводниковой подложки. Но поскольку существуют физические и конструктивно-технологические ограничения размеров подложек из арсенида галлия, фосфида индия и других материалов, то на следующем этапе предполагается использование обеих сторон подложки в качестве активных. Учитывая, что волноведущие и резонансные структуры СВЧ всегда требуют минимально необходимого и конечного объема для канализации энергии электромагнитного поля, даже в коротковолновой части миллиметрового и в субмиллиметровом диапазонах длин волн фундаментальный предел интеграции монолитных СБИС СВЧ будет достигнут в ближайшее время. Для сравнения укажем, что для достижения аналогичного предела в цифровой технике потребовалось 25...30 лет; здесь нет физических ограничений на объем, существуют

лишь ограничения по технологии и реализации теплоотвода. Окончание этого этапа характеризуется ведущимися в настоящее время интенсивными разработками трехмерных логических СБИС и криоэлектронных интегральных устройств.

Следующим этапом качественного повышения интеграции (по аналогии с цифровыми СБИС) является формирование планарных конструкций типа «мозаика кристаллов ИС СВЧ» (рис. 1.10, а). Здесь на большеформатной коммутационной СВЧ-плате размещается набор кристаллов ИС СВЧ, устанавливаемых лицевой стороной (с активным слоем) на плату и планарно подсоединяемых по трактам СВЧ-сигналов к коммутационным МПЛ на плате. Потенциальные возможности данной конструкции наиболее полно реализуются при использовании многослойных коммутационных СВЧ-плат (рис. 1.10, б).

Внешняя коммутация по трактам сигналов СВЧ, ПЧ и НЧ выполняется с помощью волноводов, коаксиальных соединителей, микрокабелей и гибких световодов в субмиллиметровом диапазоне волн.

Аналогичным образом формируется конструкция «непрерывная СБИС СВЧ», являющаяся аналогом соответствующей конструкции в цифровой РЭА. При этом кристаллы ИС образуют непрерывное (без разрядки подложек) топологическое поле.

Физическим и логическим пределом интеграции ИС СВЧ являются объемные конструкции, выполняемые на полной поверхности кристалла по технологии, во многом аналогичной технологии изготовления разрабатываемых в настоящее время трехмерных цифровых СБИС. Распределенные структуры формируются с углубленными в кристалл по объему активными слоями с вертикальными связями. Наиболее очевидная область использования данных устройств – интегральные схемы субмиллиметрового и инфракрасного диапазонов длин волн, поскольку наиболее просто вертикальные связи выполняются в оптически «прозрачных» слоистых структурах. Вероятнее всего, что при создании ОИС СВЧ некоторое время будут использоваться конструкции, формируемые на аппаратурном уровне, – объемные совмещенные пленочно-полупроводниковые модули СВЧ. Конструирование на этом уровне решает важную проблему коммутации по трактам передачи СВЧ-сигналов. Здесь сочетаются модульный принцип конструирования, идея ОИС СВЧ и комбинированная пленочно-твердотельная технология СВЧ. Обе интегральные технологии объединяются как в структуре «гибридный функциональный узел – монолитный функциональный узел», так и в чисто коммутационном по отношению к кристаллам ИС качестве, а также – в формировании узлов, выполненных по комбинированной пленочно-твердотельной технологии. Примером использования последней является способ изготовления желобковой линии ОИС и ИС СВЧ: диэлектрический желоб создан по диффузионно-эпитаксиальной технологии, а токонесущий проводник – по тонкопленочной.

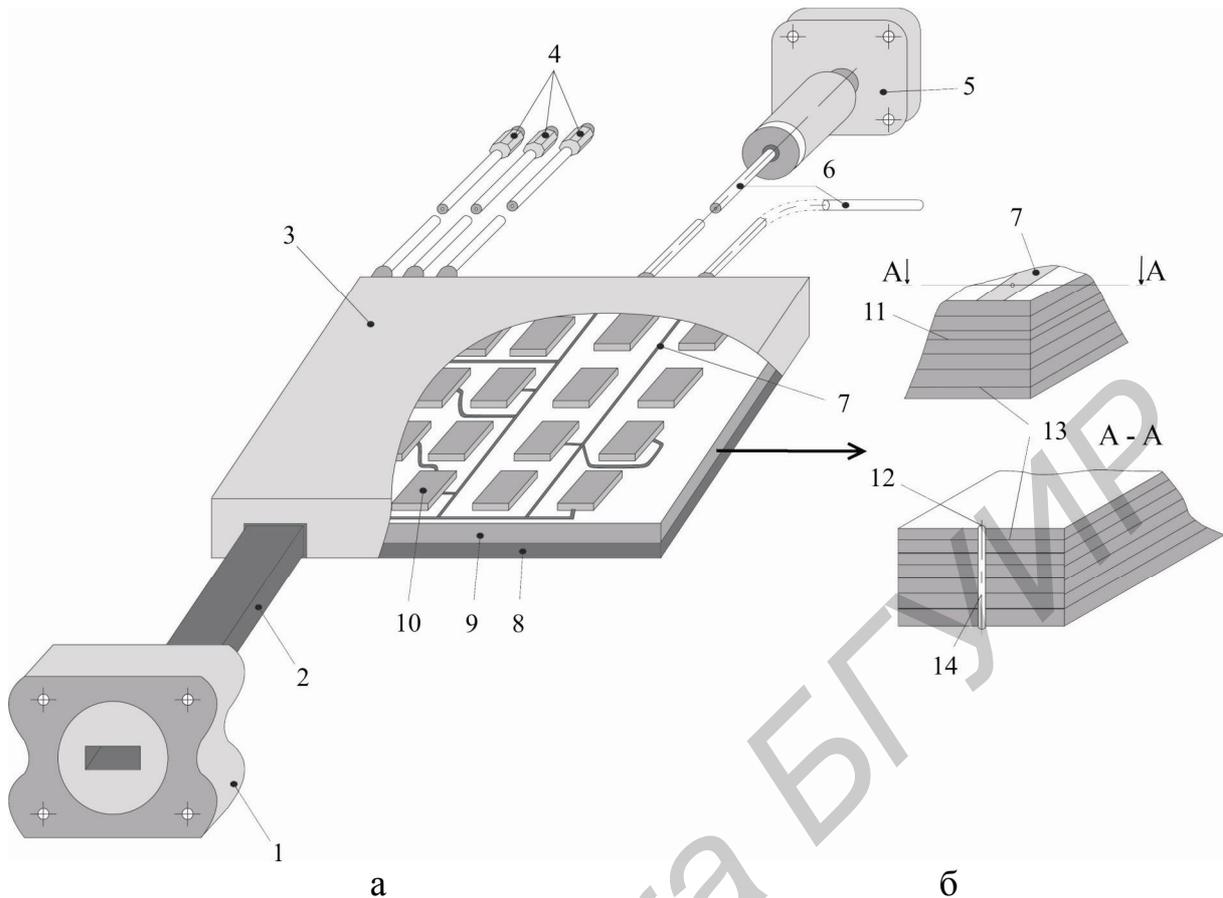


Рис. 1.10. Гипотетическая конструкция модуля «мозаика кристаллов ИС СВЧ» (а) и многослойная коммутационная СВЧ плата (б):

- 1 – фланец; 2 – волновод; 3 – корпус; 4 – коаксиальные соединители;
 5 – соединитель световода; 6 – гибкие световоды; 7 – микрополосковая линия;
 8 – основные модули; 9 – коммутационная СВЧ-плата; 10 – кристалл ИС;
 11 – межслойная МПЛ; 12 – вертикальный межслойный СВЧ гальванический соединитель; 13 – металлизация; 14 – отверстия металлизации

Модуль СВЧ, изображенный на рис. 1.11, реализует многофункциональную СВЧ-схему с относительно большим тепловыделением. Нормальный тепловой режим создается с помощью тепловой трубы.

Используются две «обоймы» кристаллов ИС СВЧ, коммутация между которыми выполнена с помощью МПЛ, расположенных в межслойном диэлектрическом заполнении. Упрощенно данную конструкцию можно рассматривать как металлический прямоугольный стержень – основной элемент несущей конструкции, являющийся одновременно и теплоотводом, – по периметру «выложенный» кристаллами ИС СВЧ. Затем следуют диэлектрические слои с СВЧ-коммутацией и внешний слой кристаллов ИС.

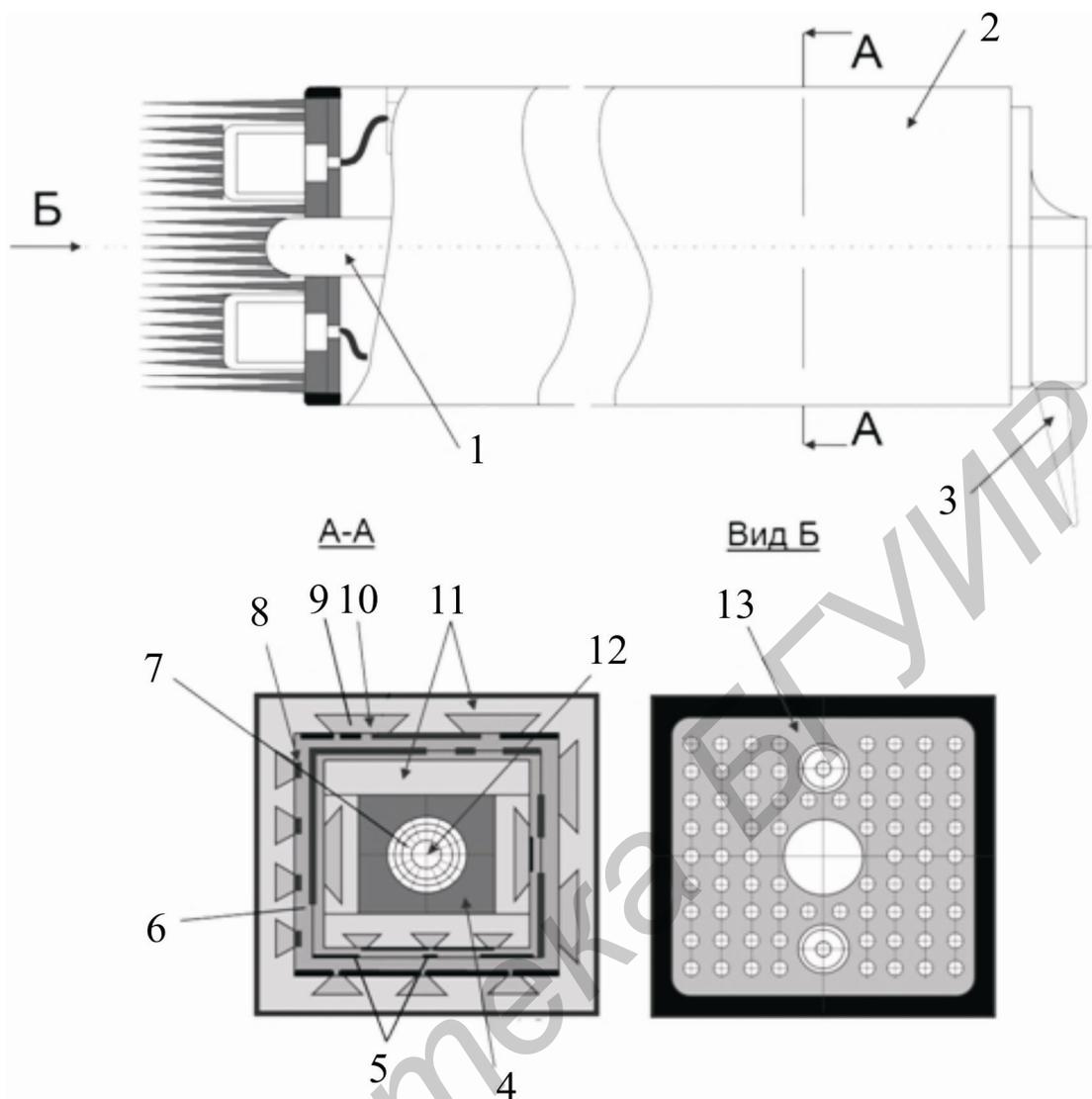


Рис. 1.11. Гипотетическая конструкция объемного совмещенного пленочно-полупроводникового модуля СВЧ с искусственным охлаждением:

- 1 – хвостовик миниатюризированной тепловой трубы; 2 – корпус;
- 3 – конусный диэлектрический излучатель; 4 – металлический несущий стержень основания; 5 – полосковый межслойный проводник;
- 6 – диэлектрический слой; 7 – фитиль тепловой трубы; 8 – проводник несимметричной МПЛ; 9 – пленочный проводник компланарной МПЛ;
- 10 – эпитаксиальный слой $n-GaAs$; 11 – подложка из арсенида галлия;
- 12 – паровой канал тепловой трубы; 13 – основание игольчатого радиатора

На рис. 1.12 показана конструкция СВЧ-модуля, выполненного на основе активной волноводно-щелевой линии (ВЩЛ). Для уменьшения размеров конструктивных волноводов, образуемых стенками корпуса и слоем металлизации 10, используется диэлектрическое заполнение последних.

Заполнены диэлектриком и выводные волноводы 4. Активный слой и ВЩЛ формируются на обеих сторонах арсенид-галлиевой подложки. Для согласования схем на кристаллах, расположенных в разных уровнях и вдоль вол-

новода, для электромагнитной связи используются прямоугольные конструктивные резонаторы (сечение А-А), на щели в стенках которых выводятся щелевые линии в соответствующих уровнях с помощью изгибов линий. Данная конструкция близка к «идеальной» – с максимально плотной упаковкой.

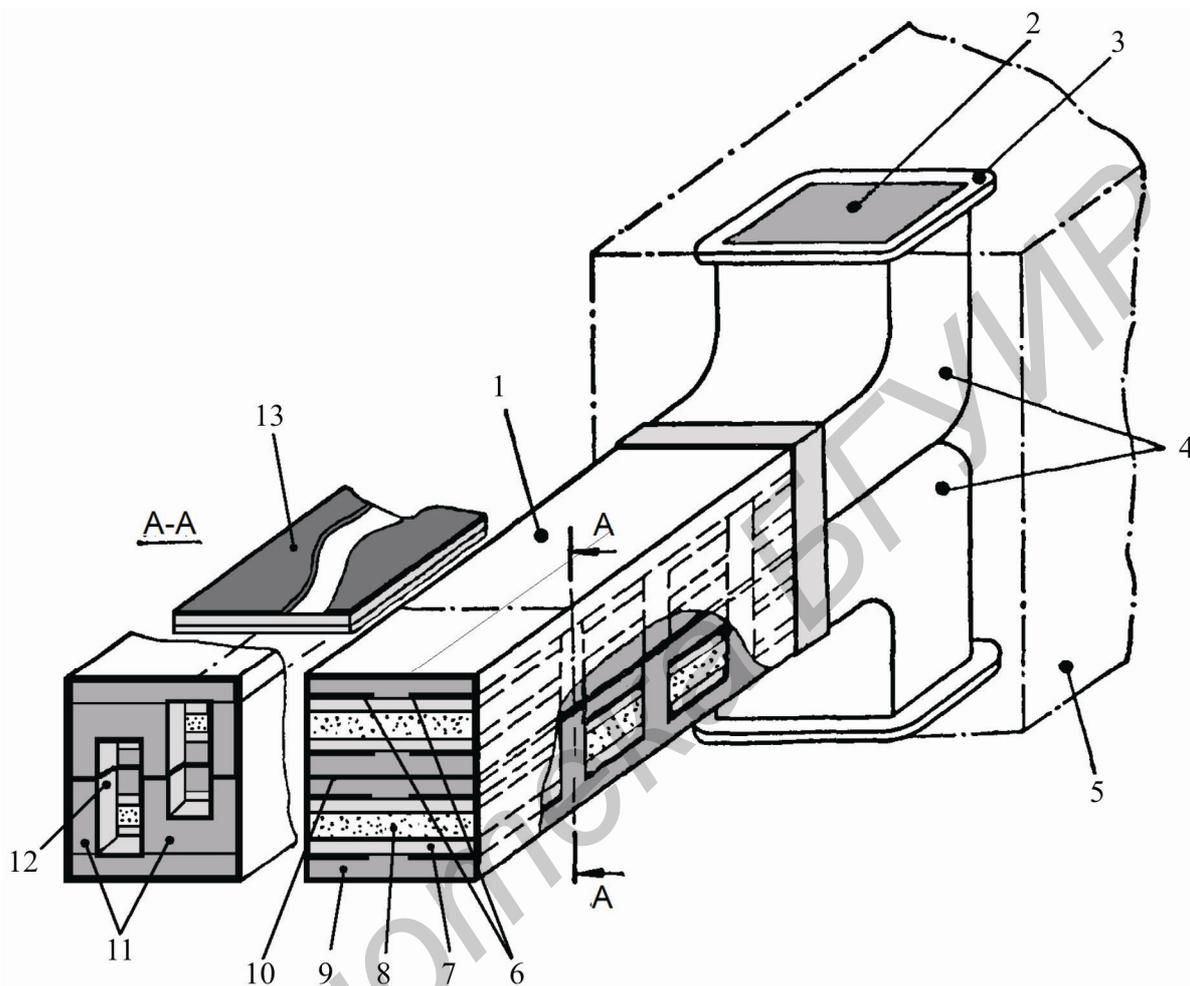


Рис. 1.12. Гипотетическая конструкция объемного совмещенного пленочно-полупроводникового модуля СВЧ на основе ВЦЛ:
 1 – волновод; 2 – диэлектрик; 3 – фланец; 4 – изгиб волновода с диэлектрическим заполнением; 5 – зона размещения исполнительного устройства; 6 – экранирующий проводники щелевой линии; 7 – эпитаксиальный активный слой *n-GaAs*; 8 – высокоомный слой из арсенида галлия; 9 – диэлектрическая подложка; 10 – металлизация; 11 – формообразующие диэлектрические вставки; 12 – металлизация резонаторов; 13 – изгиб щелевой линии

Предельно близкой к «идеальной» конструкции СБИС СВЧ является многослойный модуль (рис. 1.13, а). Емкостная и электромагнитная связи между элементами кристаллов выполняются через слой диэлектрика: поперечная – через МПЛ 8, расположенную между средними слоями диэлектрика, продольная – с помощью конструктивного волновода 2.

На рис. 1 13, б изображена конструкция СВЧ-модуля, построенная на основе принципа «пирамида резонаторов». Резонаторы настроены на рабочие частоты (причем используется многоволновый режим работы на высших типах волн) помещенных внутри них кристаллов ИС СВЧ с полностью активной поверхностью.

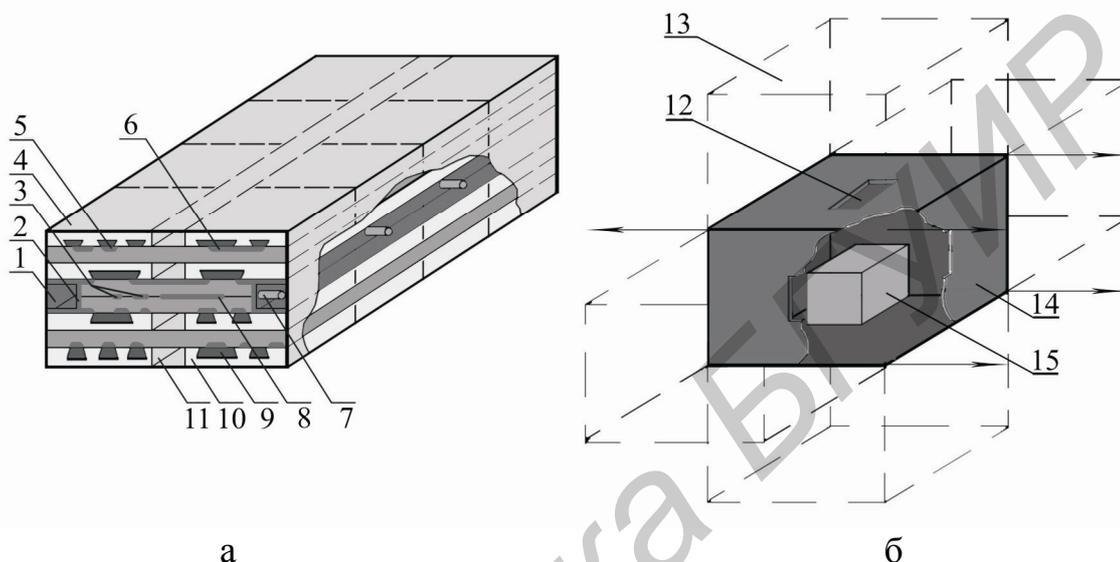


Рис. 1.13. Схемы формирования объемных модулей на основе кристаллов ИС СВЧ:

а – многослойный диэлектрико-полупроводниковый модуль
и б – модуль на основе «пирамиды резонаторов»:

- 1 – «конструктивный» волновод; 2 – металлизированная стенка;
3 – компланарная МПЛ; 4 – корпус; 5 – несимметричная щелевая линия;
6 – несимметричная МПЛ; 7 – диэлектрический резонатор связи и возбуждения;
8 – поперечные МПЛ-связи; 9 – эпитаксиальный слой *n-GaAs*; 10 – слой полуизолирующего арсенида галлия; 11 – зона выборки материала; 12 – щель связи с «соседним» резонатором; 13 – «соседний» резонатор; 14 – корпус объемного резонатора; 15 – объемный арсенид-галлиевый кристалл ИС СВЧ

Связь между кристаллами ИС выполняется через щели в корпусе резонаторов. Многофункциональные СБИС СВЧ, очевидно, будут развиваться в рассмотренных выше направлениях

Как видно из проведенного анализа, проблема создания согласующих устройств является одной из наиболее важных при проектировании ИС СВЧ различных интеграций и функциональных возможностей.

В настоящее время в устройствах интегральной СВЧ-электроники интенсивно используются ВЦЛ в качестве базового типа активной линии передачи в миллиметровом диапазоне длин волн. На частотах выше 10...12 ГГц ВЦЛ об-

ладает рядом специфических свойств как в пассивных устройствах (широкополосность, относительная простота согласования со стандартными полыми волноводами, малый уровень паразитных излучений), так и в качестве активной волноводной структуры. В последнем варианте технологически и конструктивно наиболее просто формируются активные устройства с распределенными параметрами на основе подложек из арсенида галлия и других полупроводников с отрицательной дифференциальной проводимостью.

Библиотека БГУИР

2. МАТРИЧНОЕ ОПИСАНИЕ ЦЕПЕЙ ИС СВЧ

2.1. Модель ИС СВЧ

В произвольном сечении конструкции МЭУ, АФиПХ ЭМП ФЭиУ или ИС СВЧ в целом могут быть определены непосредственно из решений уравнений Максвелла. Однако сложная форма граничных поверхностей внутренней структуры ФЭиУ значительно усложняет описание краевой задачи, которая в силу математических трудностей не всегда может быть решена в аналитическом виде. Более того, даже знание АФиПХ ЭМП в сечениях ФЭиУ или ИС СВЧ в целом не всегда может быть использовано для практических приложений в силу возникающих проблем метрологического характера.

С практической точки зрения большой интерес представляют методы анализа и описания микроволновых ФЭиУ с позиции теории цепей, которая хорошо развита для низкочастотных прототипов. В этом случае функциональный элемент, узел или МЭУ (ИС СВЧ) в целом представляются в виде черного ящика, который содержит один или более входных или выходных элементов ЭМС для подключения внешних источников или приемников ЭМП, называемых портами или полюсами. Для описания цепи достаточным является всего несколько параметров, которые в низкочастотной теории цепей определяются через токи и напряжения на портах и при этом совершенно не обязательно знать о физических процессах взаимодействия ЭМП внутри собственно микроволновой цепи.

При таком подходе анализ сложных цепей может быть произведен с использованием *метода декомпозиции* (расчленения) МЭУ на более простые элементы, электрические характеристики которых либо известны из электродинамического анализа, либо определены экспериментально. Структура СВЧ-цепей, как правило, благоприятствует подобному расчленению, поскольку они обычно состоят из отдельных относительно простых элементов, соединяемых друг с другом отрезками линий передачи. Далее с помощью специальных алгоритмов (*методы рекомпозиции*) по известным параметрам отдельных элементов восстанавливаются характеристики цепи в целом.

В низкочастотной цепи напряжения и токи всегда могут быть определены однозначно. В случае СВЧ-цепи однозначное определение токов и напряжений возможно только в том случае, если в образующей ее порты линии передачи поддерживается чистый тип ТЕМ-колебаний. В этом случае становится возможным распространить теорию низкочастотных цепей для анализа работы цепей СВЧ.

На рис. 2.1 показана цепь, имеющая n портов. К каждому порту подключен короткий отрезок однородной линии передачи. Опорное сечение (в пределах этого отрезка ЛП) каждого порта должно быть четко определено, так как параметры цепи зависят от его положения. Будем считать, что только основная мода ТЕМ-типа распространяется в пределах каждого из портов. Наличие неоднородностей в цепи приводит к возбуждению высших типов колебаний ТЕ- и ТМ- типов, которые обычно не поддерживаются ЛП. Поэтому опорные сечения

должны быть выбраны достаточно далеко от неоднородностей, с тем чтобы обеспечивалось значительное затухание высших типов волн.

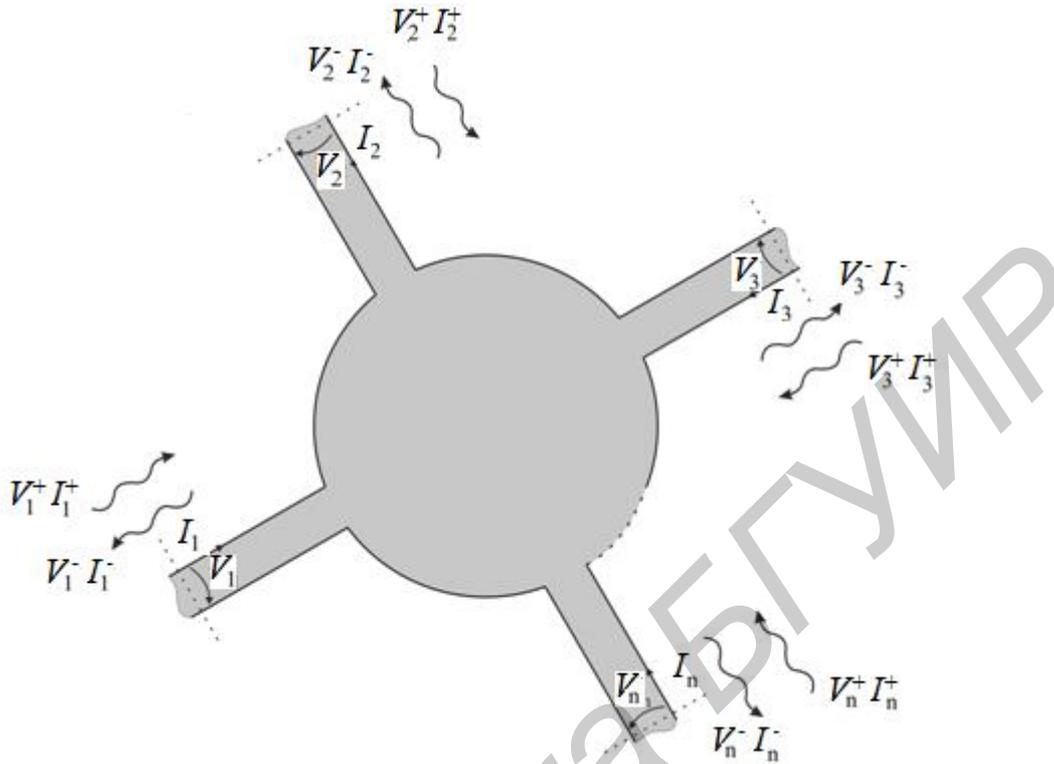


Рис. 2.1. ИС СВЧ как многополюсная цепь

При гармоническом возбуждении порта с порядковым номером i введем комплексные падающие волны напряжения V_i^+ и волны тока I_i^+ , а также отраженные волны напряжения V_i^- и тока I_i^- , для которых должны выполняться следующие условия:

- 1 – напряжение и ток соответственно должны быть пропорциональны поперечным электрическим и магнитным полям падающих и отраженных волн;
- 2 – напряжения и токи определяют падающую и отраженную мощности волн;
- 3 – отношение напряжения к току определяет характеристический импеданс порта. Тогда полное напряжение и полный ток на каждом из портов представим в виде

$$\begin{aligned} V_i &= V_i^+ + V_i^-; \\ I_i &= I_i^+ - I_i^-. \end{aligned} \quad (2.1)$$

Для линейной радиоэлектронной цепи напряжение на каждом порту является линейной функцией токов на всех полюсах:

$$V_i = Z_{i1}I_1 + Z_{i2}I_2 + \dots + Z_{in}I_n. \quad (2.2)$$

Полная цепь может быть описана матрицей полных сопротивлений (импедансов) $[Z]$:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \dots & Z_{1n} \\ Z_{21} & Z_{22} & \dots & Z_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Z_{n1} & Z_{n2} & \dots & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

Соответственно токи можно определить через напряжения на портах и полную матрицу проводимостей (адмитансов) $[Y]$:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \dots & Y_{1n} \\ Y_{21} & Y_{22} & \dots & Y_{2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ Y_{n1} & Y_{n2} & \dots & Y_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_n \end{bmatrix}. \quad (2.4)$$

Матрица полных сопротивлений (2.3) является обратной матрицей полной проводимости (2.4), т. е. $[Z] = [Y]^{-1}$. Элементы матрицы Z_{ij} и Y_{ij} называются Z - и Y -параметрами. Для взаимной схемы матрицы симметричны: $Z_{ij} = Z_{ji}$ и $Y_{ij} = Y_{ji}$.

2.2. Волновые параметры цепей

Большинство ФЭиУ могут быть представлены в виде четырехполюсников (рис. 2.2), где V_1, V_2 и I_1, I_2 – напряжение и ток на полюсах 1 и 2 соответственно, Z_1, Z_2 – граничные полные сопротивления и E_s – источник или генератор напряжения. Обратим внимание, что при рассмотрении гармонических величин напряжение и ток являются комплексными числами.

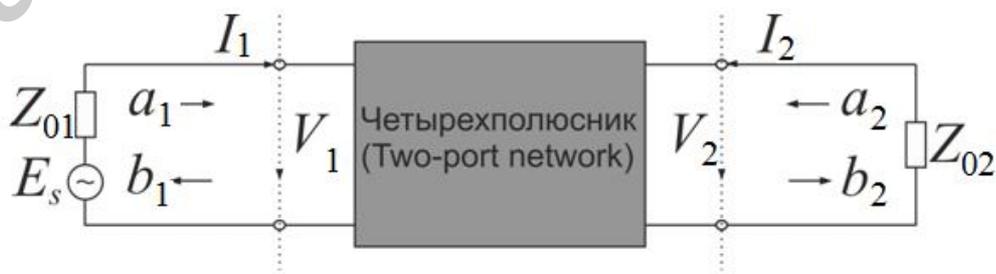


Рис. 2.2. Четырехполюсник и его волновые параметры

Например, синусоидальное напряжение на первой паре полюсов определяется

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \varphi). \quad (2.5)$$

Выражение (2.5) можно представить в виде

$$v_1(t) = |V_1| \cos(\omega t + \varphi) = \operatorname{Re}(|V_1| e^{j(\omega t + \varphi)}) = \operatorname{Re}(V_1 e^{j\omega t}), \quad (2.6)$$

где $\operatorname{Re}(X)$ – действительная часть от выражения в скобках. Тогда комплексную амплитуду V_1 можно определить по формуле

$$V_1 = |V_1| e^{j\varphi}. \quad (2.7)$$

Поскольку на микроволновых частотах трудно измерить напряжение и ток, введем волновые переменные a_1, b_1 и a_2, b_2 , где a – падающие волны и b – отраженные волны. Отношения между волновыми переменными и значениями напряжения и тока определены как

$$\begin{aligned} V_n &= \sqrt{Z_{0n}} (a_n + b_n), \quad n = 1, 2, \\ I_n &= \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}} (a_n - b_n), \end{aligned} \quad (2.8a)$$

или

$$\begin{aligned} a_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} + \sqrt{Z_{0n}} I_n \right), \quad n = 1, 2, \\ b_n &= \frac{1}{2} \left(\frac{V_n}{\sqrt{Z_{0n}}} - \sqrt{Z_{0n}} I_n \right). \end{aligned} \quad (2.8b)$$

Тогда мощность на любом порту с учетом определений (2.4) равна

$$P_n = \frac{1}{2} \operatorname{Re}(V_n \cdot I_n^*) = \frac{1}{2} (a_n a_n^* - b_n b_n^*), \quad (2.9)$$

где $*$ – комплексно-сопряженная величина. Можно представить $a_n a_n^* / 2$ как мощность падающей волны и $b_n b_n^* / 2$ – как мощность отраженной волны на паре (n) полюсов.

2.3. Параметры рассеивания

Параметры рассеивания или S -параметры четырехполюсника выражаются через волновые переменные:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2 = 0}, & S_{12} &= \left. \frac{b_1}{a_2} \right|_{a_1 = 0}, \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2 = 0}, & S_{22} &= \left. \frac{b_2}{a_2} \right|_{a_1 = 0}. \end{aligned} \quad (2.10)$$

где $a_n = 0$ подразумевает полное согласование волновых сопротивлений (нет никакого отражения от нагрузки) на полюсе n . Эти выражения могут быть записаны в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

где матрица, содержащая S параметры, называется матрицей рассеивания, или S - матрицей, и обозначается $[S]$.

Параметры S_{11} и S_{22} также называют коэффициентами отражения, тогда как S_{12} и S_{21} – коэффициентами передачи. Эти параметры непосредственно измеряются на микроволновых частотах. S -параметры – в основном комплексные величины, и их удобнее выражать в виде амплитуд и фаз, т. е. $S_{mn} = |S_{mn}| e^{j\varphi_{mn}}$ для $m, n = 1, 2$. Амплитудные значения S -параметров часто выражаются в децибелах (дБ), которые определяются как

$$20 \lg |S_{mn}| \text{ дБ}; \quad m, n = 1, 2. \quad (2.12)$$

Важной характеристикой цепей являются следующие два параметра:

$$\begin{aligned} L_A &= -20 \lg |S_{mn}| \text{ дБ} \quad m, n = 1, 2 (m \neq n), \\ L_R &= 20 \lg |S_{nn}| \text{ дБ} \quad n = 1, 2, \end{aligned} \quad (2.13)$$

где L_A – вносимые потери между портами n и m ; L_R – потери на отражение на каждом порту n .

Вместо потерь на отражение можно воспользоваться коэффициентом стоячей волны по напряжению (КСВН), который связан с S -параметрами следующим образом:

$$\text{КСВН} = \frac{1 + |S_{mn}|}{1 - |S_{mn}|}. \quad (2.14)$$

При передаче сигналов через частотно избирательные цепи, например частотный фильтр, наблюдается некоторая задержка выходного сигнала относительно входного. Для ее описания используется два параметра, которые характеризуют работу таких цепей. Первый – *фазовая задержка*, определяемая формулой

$$\tau_p = \frac{\varphi_{21}}{\omega}, \quad (2.15)$$

где φ_{21} измеряется в радианах, а ω измеряется в радианах в секунду.

Фазовая задержка фактически представляет временную задержку для непрерывного синусоидального сигнала и не обязательно является фактической задержкой сигнала, так как непрерывный сигнал не несет информации; иногда её также называют *задержкой несущей*. Более важный параметр – *групповая задержка*, определяемая по формуле

$$\tau_d = \frac{d\varphi_{21}}{d\omega}. \quad (2.16)$$

Этот параметр характеризует фактическую задержку сигнала в основной полосе частот и называется также *групповой задержкой*.

В анализе или синтезе цепей удобно выразить параметр S_{11} , характеризующий комплексный коэффициент отражения, через значения сопротивления Z_{01} и так называемое входное сопротивление $Z_{in1} = V_1 / I_1$, которое является сопротивлением, определяемым на первой паре полюсов. Такое выражение может быть получено для S_{11} , используя (2.10) и (2.8б):

$$S_{11} = \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{V_1 / \sqrt{Z_{01}} - \sqrt{Z_{01}} I_1}{V_1 / \sqrt{Z_{01}} + \sqrt{Z_{01}} I_1}. \quad (2.17)$$

Заменяя V_1 на $Z_{in1} I_1$, получим следующее выражение:

$$S_{11} = \frac{Z_{in1} - Z_{01}}{Z_{in1} + Z_{01}}. \quad (2.18)$$

Точно так же можем получить выражение для коэффициента отражения от второго порта:

$$S_{22} = \frac{Z_{in2} - Z_{02}}{Z_{in2} + Z_{02}}, \quad (2.19)$$

где $Z_{in2} = V_2 / I_2$ – входное сопротивление, определяемое на второй паре полюсов цепи.

S -параметры обладают некоторыми свойствами, которые могут быть полезны при анализе цепей. Для взаимной цепи $S_{12} = S_{21}$. Если цепь является симметричной, то $S_{11} = S_{22}$. Следовательно, симметричная цепь также взаимна. Для пассивной цепи без потерь мощность передачи и отраженная мощность должна равняться общей мощности падающей волны. Математически условие баланса мощности может быть выражено через S -параметры:

$$\begin{aligned} S_{21}S_{21}^* + S_{11}S_{11}^* &= 1 \quad \text{или} \quad |S_{21}|^2 + |S_{11}|^2 = 1, \\ S_{12}S_{12}^* + S_{22}S_{22}^* &= 1 \quad \text{или} \quad |S_{12}|^2 + |S_{22}|^2 = 1. \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.4. Y -параметры

Адмитанс, или полная проводимость при коротком замыкании выходных портов называется Y -параметрами четырехполюсника и определяется следующим образом:

$$\begin{aligned} Y_{11} &= \left. \frac{I_1}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad Y_{12} = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{V_1=0}, \\ Y_{21} &= \left. \frac{I_2}{V_1} \right|_{V_2=0}, \quad Y_{22} = \left. \frac{I_2}{V_2} \right|_{V_1=0}, \end{aligned} \quad (2.21)$$

где $V_n = 0$ подразумевает идеальное короткое замыкание пары полюсов n .

Y -параметры можно записать в матричном виде:

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}, \quad (2.22)$$

где матрицу, содержащую Y -параметры, называют полной проводимостью короткого замыкания, или просто Y -матрицей, и обозначают $[Y]$. Для взаимных цепей $Y_{12} = Y_{21}$. В дополнение к этому, если цепи являются симметричными, то $Y_{11} = Y_{22}$. Для цепей без потерь все Y -параметры – мнимые числа.

2.5. Z-параметры

Импеданс, или полное сопротивление цепи при холостом ходе выходных портов, или Z-параметры четырехполюсника определяются:

$$\begin{aligned} Z_{11} &= \left. \frac{V_1}{I_1} \right|_{I_2 = 0}, & Z_{12} &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1 = 0}, \\ Z_{21} &= \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2 = 0}, & Z_{22} &= \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1 = 0}, \end{aligned} \quad (2.23)$$

где $I_n = 0$ подразумевает идеальную разомкнутую цепь пары полюсов n .

Эти выражения могут быть представлены в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}. \quad (2.24)$$

Матрица, содержащая Z-параметры, известна как полное сопротивление холостого хода, или Z-матрица, и обозначена $[Z]$. Для взаимных цепей $Z_{12} = Z_{21}$. Если цепи являются симметричными, то $Z_{12} = Z_{21}$ и $Z_{11} = Z_{22}$. Для цепей без потерь Z-параметры являются мнимыми числами.

Сопоставляя (2.22) и (2.24), получаем важное отношение:

$$[Z] = [Y]^{-1}. \quad (2.25)$$

2.6. ABCD-параметры

ABCD-параметры четырехполюсника определяются через токи и напряжения на портах четырехполюсника:

$$\begin{aligned} A &= \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}, & B &= \left. \frac{V_1}{-I_2} \right|_{V_2 = 0}, \\ C &= \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2 = 0}, & D &= \left. \frac{I_1}{-I_2} \right|_{V_2 = 0}. \end{aligned} \quad (2.26)$$

Эти параметры фактически определены из системы линейных уравнений, которые и в матричном виде имеют вид

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.27)$$

где матрицу, состоящую из $ABCD$ -параметров, называют $ABCD$ -матрицей.

Иногда она может также называться матрицей цепи либо матрицей передачи. $ABCD$ -параметры обладают следующими свойствами:

$$AD - BC = 1 \text{ для взаимной цепи;} \quad (2.28)$$

$$A = D \text{ для симметричной цепи.} \quad (2.29)$$

Если цепь без потерь, то A и D будут вещественными числами, а B и C – мнимыми.

Для инвертированного четырехполюсника матрица передачи, определенная в (2.27), принимает вид

$$\begin{bmatrix} A_t & B_t \\ C_t & D_t \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & B \\ C & A \end{bmatrix}, \quad (2.30)$$

где параметры с индексом t – параметры цепи после обращения, а параметры без индексов – для цепи до обращения (её первоначальная ориентации). В обоих случаях V_1 и I_1 – для левой пары полюсов, а V_2 и I_2 – для правой.

$ABCD$ -параметры очень полезны для анализа составных четырехполюсников, которые могут быть разделены на два или больше каскадно-соединенных цепей. На рис. 2.3 приводятся $ABCD$ -параметры для широко распространенных четырехполюсников.

2.7. Цепи линий передачи

Поскольку $V_2 = -I_2 Z_{02}$, входное сопротивление четырехполюсника (см. рис. 2.2) имеет вид

$$Z_{in1} = \frac{V_1}{I_1} = \frac{Z_{02}A + B}{Z_{02}C + D}. \quad (2.31)$$

Замена $ABCD$ -параметров для цепи линии передачи, данной на рис. 2.2, на выражение (2.31) приводит к уравнению

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + Z_c \operatorname{tg} \gamma l}{Z_c + Z_{02} \operatorname{tg} \gamma l}, \quad (2.32)$$

где Z_c, γ , и l – волновое сопротивление, комплексная постоянная распространения и длина линии передачи соответственно.

Для линий без потерь $\gamma = j\beta$ и (2.32) принимает вид

$$Z_{in1} = Z_c \frac{Z_{02} + jZ_c \operatorname{tg} \beta l}{Z_c + jZ_{02} \operatorname{tg} \beta l}. \quad (2.33)$$

При проектировании микроволновых цепей кроме четырехполюсников интерес представляют два типа двухполюсников, которые формируются из четырехполюсной линии передачи при обеспечении режима короткого замыкания или холостого хода на одной паре полюсов.

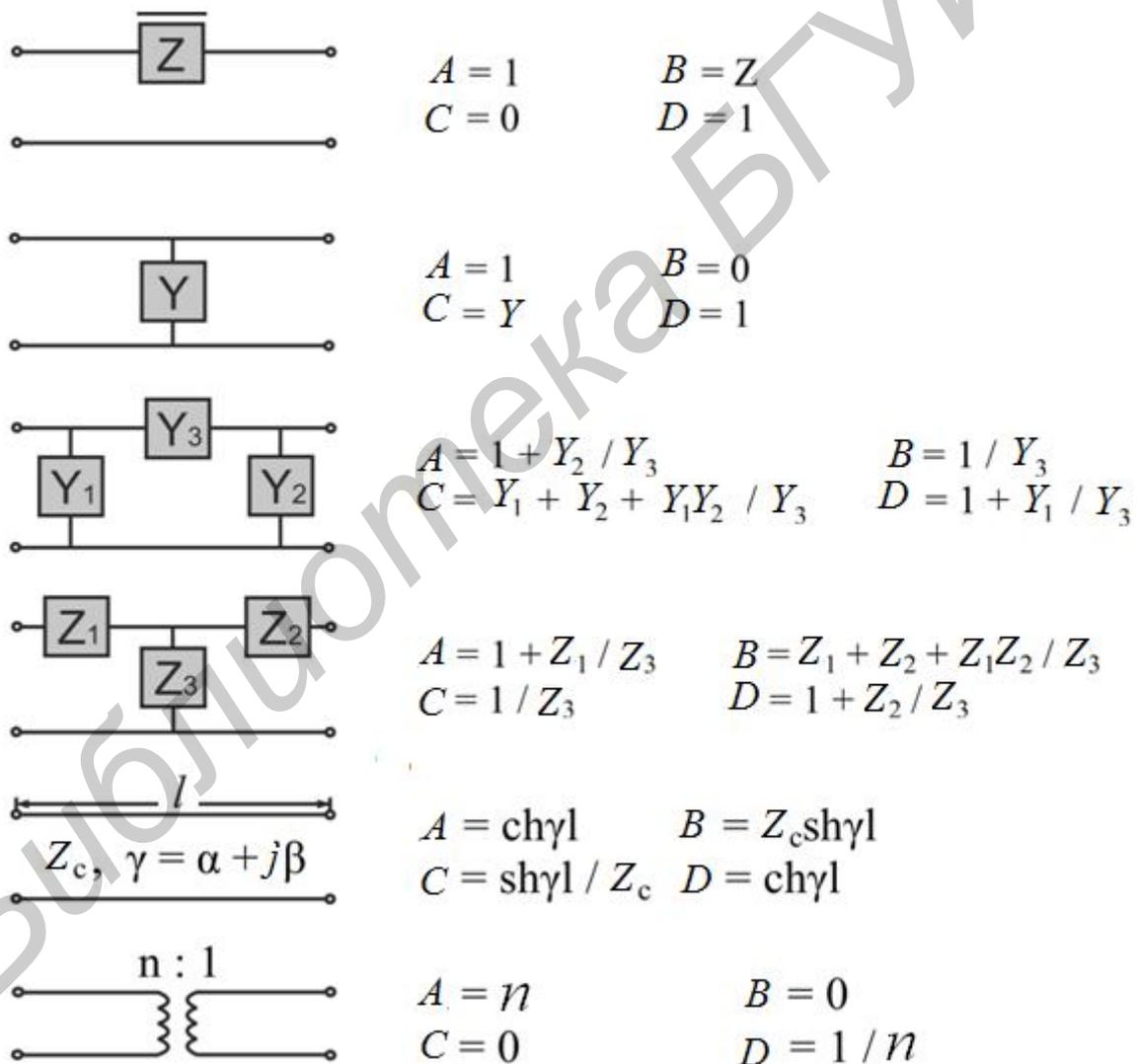


Рис. 2.3. Некоторые четырехполюсники и их $ABCD$ -параметры

Входные сопротивления этих двухполюсников легко получить из формул (2.32) и (2.33):

$$Z_{in1}|_{Z_{02} = \infty} = \frac{A}{C} = \frac{Z_c}{\operatorname{tg} \gamma l}, \quad (2.34)$$

$$Z_{in1}|_{Z_{02} = 0} = \frac{B}{D} = Z_c \operatorname{tg} \gamma l. \quad (2.35)$$

Если потери в линии передачи отсутствуют, то (2.34) и (2.35) примут вид

$$Z_{in1}|_{Z_{02} = \infty} = \frac{Z_c}{j \operatorname{tg} \beta l}, \quad (2.36)$$

$$Z_{in1}|_{Z_{02} = 0} = j Z_c \operatorname{tg} \beta l. \quad (2.37)$$

2.8. Объединение цепей

При анализе сложных цепей удобно рассмотреть некоторые их элементы как самостоятельные звенья и затем объединить их для определения параметров полной цепи. Обычно пользуются тремя основными типами соединений:

1. Параллельное.
2. Последовательное.
3. Каскадное.

Предположим, что необходимо соединить две цепи N' и N'' параллельно, (рис. 2.4, а). Простой способ описания такого соединения состоит в использовании Y -матриц. Это связано с тем, что

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix}.$$

Таким образом,

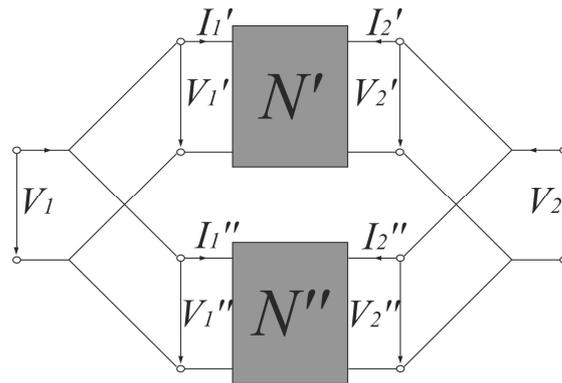
$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Y_{11}' & Y_{12}' \\ Y_{21}' & Y_{22}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{11}'' & Y_{12}'' \\ Y_{21}'' & Y_{22}'' \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}. \quad (2.38)$$

Другими словами, Y -матрица объединенной цепи примет вид

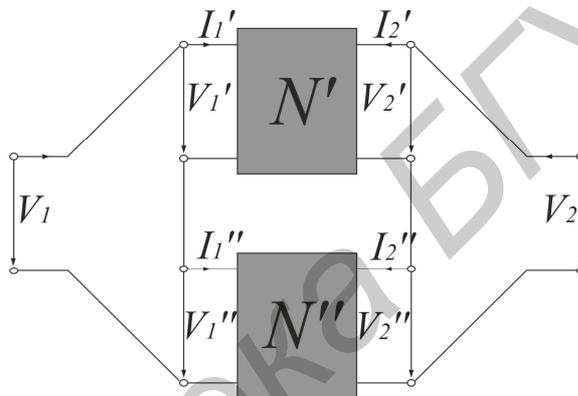
$$[Y] = [Y'] + [Y'']. \quad (2.39)$$

Этот тип соединения может быть распространен для большего количества параллельно соединенных четырехполюсников. В этом случае матрица полной проводимости короткого замыкания составной цепи получается просто сумми-

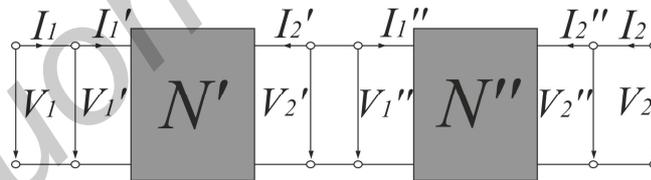
рованием матриц полных проводимостей короткого замыкания отдельных цепей.



а



б



в

Рис. 2.4. Основные типы связи сети:

а – параллельное; б – последовательное; в – каскадное

Аналогично цепи на рис. 2.4, б соединены последовательно как на входной, так и на выходной паре полюсов, следовательно,

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1' \\ I_2' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1'' \\ I_2'' \end{bmatrix} \text{ и } \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_1' \\ V_2' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_1'' \\ V_2'' \end{bmatrix}.$$

Тогда напряжения и токи посредством суммы Z -матриц

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} Z'_{11} & Z'_{12} \\ Z'_{21} & Z'_{22} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Z''_{11} & Z''_{12} \\ Z''_{21} & Z''_{22} \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix}, \quad (2.40)$$

и результирующая Z -матрица сложной цепи получается в виде

$$[Z] = [Z'] + [Z'']. \quad (2.41)$$

Точно так же, если есть больше двух четырехполюсников, которые необходимо соединить последовательно для формирования составной цепи, матрица полного сопротивления холостого хода составной цепи равна сумме отдельных матриц полных сопротивлений холостого хода.

При анализе и проектировании устройств часто применяется каскадная связь двух или более простых цепей. Для простоты рассмотрим цепь, сформированную каскадным соединением двух элементов, как показано на рис. 2.4, в. Очевидны следующие соотношения между значениями токов и напряжений на парах полюсов составной цепи:

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V'_1 \\ I'_1 \end{bmatrix} \quad \text{и} \quad \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V''_2 \\ I''_2 \end{bmatrix}.$$

Необходимо отметить, что выходы первого элемента N' являются входами второго N'' , а именно:

$$\begin{bmatrix} V'_2 \\ -I'_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V''_1 \\ I''_1 \end{bmatrix}.$$

Если цепи N' и N'' описаны $ABCD$ -параметрами, то терминальные зависимости между токами и напряжениями ведут к выражению

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A'' & B'' \\ C'' & D'' \end{bmatrix} \right) \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_2 \\ -I_2 \end{bmatrix}. \quad (2.42)$$

Таким образом, матрица передачи составной цепи равна матричному произведению матриц передач каскадных подсистем. Это утверждение действительно для любого количества каскадно-связанных четырехполюсников.

Иногда может быть удобнее использовать непосредственную каскадную связь двух четырехполюсников, используя S -параметры. Пусть S'_{mn} обозначает S -параметры цепи N' , и S''_{mn} обозначает S -параметры цепи N'' , а S_{mn} обозначает S -параметры составной цепи при $m, n = 1, 2$. Если в точке соединения на рис. 2.4, в

$$\begin{aligned} b'_2 &= a''_1, \\ a'_2 &= b''_1, \end{aligned} \quad (2.43)$$

то результирующая S -матрица составной цепи примет вид

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S'_{11} + kS'_{12}S'_{21}S''_{11} & kS'_{12}S''_{12} \\ kS'_{21}S''_{21} & S''_{22} + kS''_{12}S'_{21}S'_{22} \end{bmatrix}, \quad (2.44)$$

где $k = \frac{1}{1 - S'_{22}S''_{11}}$.

Следует обратить внимание на то, что соотношение (2.44) справедливо при условии, что S'_{mn} и S''_{mn} вычислены индивидуально при равенстве полных сопротивлений на первой и второй парах полюсов цепей N' и N'' .

2.9. Преобразование параметров

При анализе и синтезе цепей часто необходимо преобразовывать один тип параметров в другой. Преобразование между Z - и Y -параметрами – самое простое и аналитически описывается с помощью выражения (2.25). В принципе соотношения между любыми двумя видами параметров могут быть выведены из отношений исходных переменных (2.8).

Для примера определим следующие матричные обозначения:

$$\begin{aligned} [V] &= \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad [a] = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix} \quad [b] = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}; \\ [\sqrt{Z_0}] &= \begin{bmatrix} \sqrt{Z_{01}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Z_{02}} \end{bmatrix} \quad [\sqrt{Y_0}] = \begin{bmatrix} \sqrt{Y_{01}} & 0 \\ 0 & \sqrt{Y_{02}} \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

Отметим, что конечные проводимости $Y_{0n} = 1/Z_{0n}$ для $n = 1, 2$. Таким образом, (2.8б) примет вид

$$\begin{aligned} [a] &= \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [V] + [\sqrt{Z_0}] \cdot [I] \right); \\ [b] &= \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [V] - [\sqrt{Z_0}] \cdot [I] \right). \end{aligned} \quad (2.45)$$

Определим соотношения между S - и Z -параметрами. Заменяя $[V] = [Z] \cdot [I]$ в (2.45), получаем

$$\begin{aligned} [a] &= \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] + [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot [I]; \\ [b] &= \frac{1}{2} \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] - [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot [I]. \end{aligned}$$

Заменяя $[b]$ на $[S] \cdot [a]$ и объединяя два вышеприведенных равенства, получаем требуемые соотношения:

$$\begin{aligned} [S] &= \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] - [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot \left([\sqrt{Y_0}] \cdot [Z] + [\sqrt{Z_0}] \right)^{-1}; \\ [Z] &= \left([\sqrt{Y_0}] - [S] \cdot [\sqrt{Y_0}] \right)^{-1} \cdot \left([\sqrt{Z_0}] \cdot [S] + [\sqrt{Z_0}] \right). \end{aligned} \quad (2.46)$$

Путем замены $[I] = [Y] \cdot [V]$ в (2.45) получаем

$$\begin{aligned} [S] &= \left([\sqrt{Y_0}] - [Y] \cdot [\sqrt{Z_0}] \right) \cdot \left([\sqrt{Z_0}] \cdot [Y] + [\sqrt{Y_0}] \right)^{-1}; \\ [Y] &= \left([\sqrt{Z_0}] \cdot [S] + [\sqrt{Z_0}] \right)^{-1} \cdot \left([\sqrt{Y_0}] - [S] \cdot [\sqrt{Y_0}] \right). \end{aligned} \quad (2.47)$$

Подобным образом могут быть найдены соотношения между любыми двумя типами параметров. Для определения S -параметров через $ABCD$ -, Y - и Z -параметры для равных конечных нагрузок $Z_{01} = Z_{02} = Z_0$ и $Y_0 = 1/Z_0$ можно воспользоваться табл. 2.1. Подобные связи, но только для $ABCD$ -, Y - и Z -параметров с остальной группой параметров представлены в табл. 2.2 – 2.4 соответственно.

Таблица 2.1
Связь S -параметров с $ABCD$ -, Y - и Z -параметрами

| | $ABCD$ | Y | Z |
|----------|--|--|--|
| S_{11} | $\frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$ | $\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ | $\frac{(-Z_0 + Z_{11})(Z_0 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_0 + Z_{11})(Z_0 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}$ |
| S_{12} | $\frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$ | $\frac{-2Y_{12}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ | $\frac{2Z_{12}Z_0}{(Z_0 + Z_{11})(Z_0 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}$ |
| S_{21} | $\frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$ | $\frac{-2Y_{21}Y_0}{(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ | $\frac{2Z_{21}Z_0}{(Z_0 + Z_{11})(Z_0 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}$ |
| S_{22} | $\frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D}$ | $\frac{(Y_0 - Y_{11})(Y_0 - Y_{22}) + Y_{12}Y_{21}}{Y_0(Y_0 + Y_{11})(Y_0 + Y_{22}) - Y_{12}Y_{21}}$ | $\frac{(Z_0 + Z_{11})(-Z_0 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}{(Z_0 + Z_{11})(Z_0 + Z_{22}) - Z_{12}Z_{21}}$ |

Таблица 2.2

Связь $ABCD$ -параметров с S -, Y - и Z -параметрами

| | S | Y | Z |
|-----|---|---|--|
| A | $\frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ | $\frac{-Y_{22}}{Y_{21}}$ | $\frac{Z_{11}}{Z_{21}}$ |
| B | $Z_0 \frac{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ | $\frac{-1}{Y_{21}}$ | $\frac{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}{Z_{21}}$ |
| C | $\frac{1}{Z_0} \frac{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ | $\frac{-(Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21})}{Y_{21}}$ | $\frac{1}{Z_{21}}$ |
| D | $\frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{2S_{21}}$ | $\frac{-Y_{11}}{Y_{21}}$ | $\frac{Z_{22}}{Z_{21}}$ |

Таблица 2.3

Связь Y -параметров с S -, $ABCD$ - и Z -параметрами

| | S | $ABCD$ | Z |
|----------|---|----------------------|---|
| Y_{11} | $Y_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{D}{B}$ | $\frac{Z_{22}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$ |
| Y_{12} | $Y_0 \frac{-2S_{12}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{-(AD-BC)}{B}$ | $\frac{-Z_{12}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$ |
| Y_{21} | $Y_0 \frac{-2S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{-1}{B}$ | $\frac{-Z_{21}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$ |
| Y_{22} | $Y_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1+S_{11})(1+S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{A}{B}$ | $\frac{Z_{11}}{Z_{11}Z_{22}-Z_{12}Z_{21}}$ |

Таблица 2.4

Связь Z -параметров с S -, $ABCD$ - и Y -параметрами

| | S | $ABCD$ | Y |
|----------|---|---------------------|---|
| Z_{11} | $Z_0 \frac{(1+S_{11})(1-S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{A}{C}$ | $\frac{Y_{22}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$ |
| Z_{12} | $Z_0 \frac{2S_{12}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{(AD-BD)}{C}$ | $\frac{-Y_{12}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$ |
| Z_{21} | $Z_0 \frac{2S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{1}{C}$ | $\frac{-Y_{21}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$ |
| Z_{22} | $Z_0 \frac{(1-S_{11})(1+S_{22})+S_{12}S_{21}}{(1-S_{11})(1-S_{22})-S_{12}S_{21}}$ | $\frac{D}{C}$ | $\frac{Y_{11}}{Y_{11}Y_{22}-Y_{12}Y_{21}}$ |

2.10. Анализ симметричных цепей

Если цепь является симметричной, то для анализа удобно разделить её пополам, на две идентичных половины относительно ее симметричного стыка. Когда к цепи приложено синфазное воздействие, как показано на рис. 2.5, а, симметричный стык находится в разомкнутом состоянии, и две половины цепи становятся двумя идентичными синфазными двухполюсниками со второй парой полюсов в разомкнутом состоянии. Подобным образом, при противофазном возбуждении, как показано на рис. 2.5, б, симметричный стык короткозамкнут, и две половины сети становятся двумя идентичными противофазными двухполюсниками со второй короткозамкнутой парой полюсов.

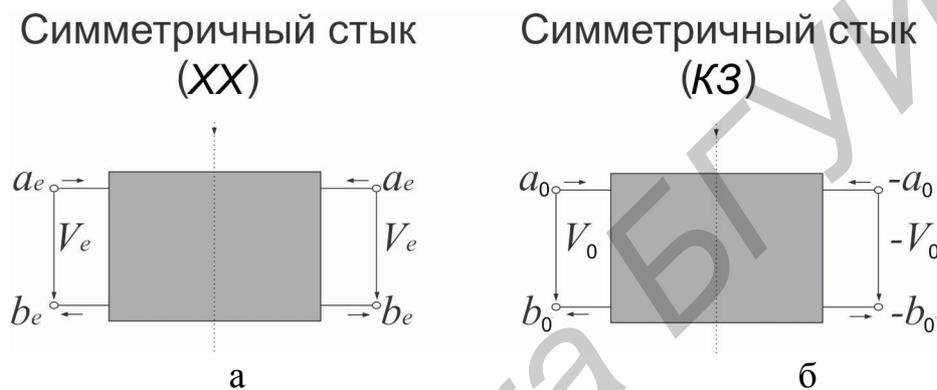


Рис. 2.5. Симметричный четырехполюсник:

а – с синфазным возбуждением; б – с противофазным возбуждением

Так как любое возбуждение симметричного четырехполюсника может быть получено линейной комбинацией синфазных и противофазных возбуждений, анализ цепи может быть упрощен изначальным отдельным анализом синфазных и противофазных двухполюсников с последующим определением параметров четырехполюсника исходя из параметров синфазных и противофазных цепей.

Например, синфазные и противофазные S -параметры двухполюсника находятся из соотношений:

$$S_{11e} = \frac{b_e}{a_e},$$

$$S_{11o} = \frac{b_o}{a_o},$$
(2.48)

где индексы e и o обозначают синфазные и противофазные волны соответственно.

Для симметричной цепи справедливы следующие отношения волновых переменных:

$$\begin{aligned} a_1 &= a_e + a_o & a_2 &= a_e - a_o, \\ b_1 &= b_e + b_o & b_2 &= b_e - b_o. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Полагая $a_2 = 0$, из (2.48) и (2.49) получаем:

$$\begin{aligned} a_1 &= 2a_e = 2a_o, \\ b_1 &= S_{11e}a_e + S_{11o}a_o, \\ b_2 &= S_{11e}a_e - S_{11o}a_o. \end{aligned}$$

И в результате S -параметры четырехполюсника можно выразить через синфазные и противофазные S -параметры:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \left. \frac{b_1}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11e} + S_{11o}), \\ S_{21} &= \left. \frac{b_2}{a_1} \right|_{a_2=0} = \frac{1}{2}(S_{11e} - S_{11o}), \\ S_{11} &= S_{22}, \quad S_{12} = S_{21}. \end{aligned} \quad (2.50)$$

Последние два уравнения очевидны из-за симметрии.

Допустим Z_{ine} и Z_{ino} представляют входные сопротивления синфазных и противофазных двухполюсников. Согласно (2.18), коэффициенты отражения в формуле (2.48) примут вид

$$S_{11e} = \frac{Z_{ine} - Z_{01}}{Z_{ine} + Z_{01}} \quad \text{и} \quad S_{11o} = \frac{Z_{ino} - Z_{01}}{Z_{ino} + Z_{01}}. \quad (2.51)$$

Подставляя их в (2.50), получим следующие формулы:

$$\begin{aligned} S_{11} = S_{22} &= \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{01}^2}{(Z_{ine} + Z_{01}) \cdot (Z_{ino} + Z_{01})} = \frac{Y_{01}^2 - Y_{ine}Y_{ino}}{(Y_{01} + Y_{ine}) \cdot (Y_{01} + Y_{ino})}, \\ S_{21} = S_{12} &= \frac{Z_{ine}Z_{ino} - Z_{ino}Z_{01}}{(Z_{ine} + Z_{01}) \cdot (Z_{ino} + Z_{01})} = \frac{Y_{ino}Y_{01} - Y_{ine}Y_{01}}{(Y_{01} + Y_{ine}) \cdot (Y_{01} + Y_{ino})}, \end{aligned} \quad (2.52)$$

где $Y_{ine} = 1/Z_{ine}$, $Y_{ino} = 1/Z_{ino}$ и $Y_{01} = 1/Z_{01}$.

Для нормированных сопротивлений/проводимостей, таких, что $z = Z/Z_{01}$ и $y = Y/Y_{01}$, формулы (2.52) упрощаются:

$$S_{11} = S_{22} = \frac{z_{ine} z_{ino} - 1}{(z_{ine} + 1) \cdot (z_{ino} + 1)} = \frac{1 - y_{ine} y_{ino}}{(1 + y_{ine}) \cdot (1 + y_{ino})},$$

$$S_{21} = S_{12} = \frac{z_{ine} - z_{ino}}{(z_{ine} + 1) \cdot (z_{ino} + 1)} = \frac{y_{ino} - y_{ine}}{(1 + y_{ine}) \cdot (1 + y_{ino})}.$$
(2.53)

2.11. Многополюсники

Цепи, имеющие больше двух пар полюсов, называются многополюсниками. Уравнения для S -, Z -, и Y -параметров многополюсника подобны уравнениям для четырехполюсника, описанным ранее. В общем виде цепь с M парами полюсов может быть описана матрицей S -параметров вида

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1M} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ S_{M1} & S_{M2} & \cdots & S_{MM} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_M \end{bmatrix}$$
(2.54a)

или как

$$[b] = [S][a],$$
(2.54б)

где $[S]$ – S -матрица размерностью $M \times M$, элементы которой определены как

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k = 0 \quad (k \neq j \quad k = 1, 2, \dots, M)}$$
(2.54в)

Для взаимной цепи, $S_{ij} = S_{ji}$ и $[S]$ – симметричная матрица, так что

$$[S]^t = [S],$$
(2.55)

где верхний индекс t обозначает транспонирование матрицы.

Для пассивных схем без потерь

$$[S]^t [S]^* = [U],$$
(2.56)

где верхний индекс $*$ обозначает сопряженную матрицу и $[U]$ – единичную матрицу.

Связь двух многополюсников может быть описана следующим способом. Пусть N' – цепь, содержащая M_1 пар полюсов, а N'' – цепь, содержащая M_2 пар полюсов. Каждая цепь характеризуется связями:

$$[b'] = [S'] \cdot [a'] \text{ и } [b''] = [S''] \cdot [a'']. \quad (2.57a)$$

Объединим указанные цепи в c парх портов. Тогда (2.57a) можно представить в виде

$$\begin{bmatrix} [b']_p \\ [b']_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S']_{pp} & [S']_{pc} \\ [S']_{cp} & [S']_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_p \\ [a']_c \end{bmatrix} \text{ и } \begin{bmatrix} [b'']_q \\ [b'']_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S'']_{qq} & [S'']_{qc} \\ [S'']_{cq} & [S'']_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a'']_q \\ [a'']_c \end{bmatrix}, \quad (2.57b)$$

где $[b']_c$ и $[a']_c$ – волновые переменные в c соединительных каналах цепи N' ; $[b']_p$ и $[a']_p$ – волновые переменные в p несоединённых парах полюсов цепи N' . Подобным способом $[b'']_c$ и $[a'']_c$ – волновые переменные в c соединительных каналах цепи N'' , $[b'']_q$ и $[a'']_q$ – волновые переменные в q несоединённых парах полюсов цепи N'' ; и все S -подматрицы имеют соответствующие S -параметры. Очевидно, $p + c = M_1$ и $c + q = M_2$. Обратим внимание на то, что параметрами всех соединений являются $[b']_c = [a'']_c$ и $[b'']_c = [a']_c$, или

$$\begin{bmatrix} [b']_c \\ [b'']_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [0] & [U] \\ [U] & [0] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_c \\ [a'']_c \end{bmatrix}, \quad (2.58)$$

где $[0]$ и $[U]$ обозначают нулевую и единичную матрицы соответственно. Объединение двух систем уравнений (2.57б) в одну дает

$$\begin{bmatrix} [b']_p \\ [b'']_q \\ [b']_c \\ [b'']_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S']_{pp} & [0] & [S']_{pc} & [0] \\ [0] & [S'']_{qq} & [0] & [S'']_{qc} \\ [S']_{cp} & [0] & [S']_{cc} & [0] \\ [0] & [S'']_{cq} & [0] & [S'']_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_p \\ [a'']_q \\ [a']_c \\ [a'']_c \end{bmatrix}. \quad (2.59)$$

Из (2.59) несложно получить

$$\begin{bmatrix} [b']_p \\ [b'']_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S']_{pp} & [0] \\ [0] & [S'']_{qq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_p \\ [a'']_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [S']_{pc} & [0] \\ [0] & [S'']_{qc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_c \\ [a'']_c \end{bmatrix}, \quad (2.60a)$$

$$\begin{bmatrix} [b']_c \\ [b'']_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [S']_{cp} & [0] \\ [0] & [S'']_{cq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_p \\ [a'']_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [S']_{cc} & [0] \\ [0] & [S'']_{cc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_c \\ [a'']_c \end{bmatrix}. \quad (2.60б)$$

Подстановка в (2.58) выражения (2.60б) дает

$$\begin{bmatrix} [a']_c \\ [a'']_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -[S']_{cc} & [U] \\ [U] & -[S'']_{cc} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} [S']_{cp} & [0] \\ [0] & [S'']_{cq} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a']_p \\ [a'']_p \end{bmatrix}. \quad (2.61)$$

С учетом (2.60а) и (2.61) составная цепь может быть описана в виде

$$\begin{bmatrix} [b']_p \\ [b'']_q \end{bmatrix} = [S] \cdot \begin{bmatrix} [a']_p \\ [a'']_q \end{bmatrix}, \quad (2.62а)$$

и результирующая S -матрица представляется в виде

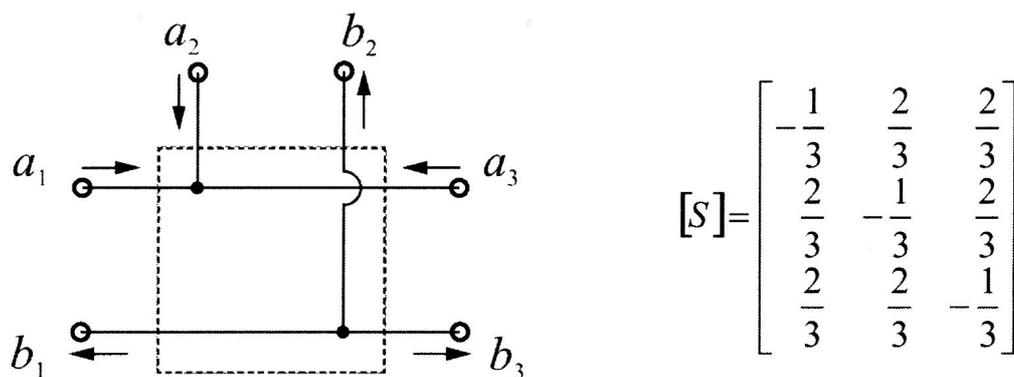
$$[S] = \begin{bmatrix} [S']_{pp} & [0] \\ [0] & [S'']_{qq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} [S']_{pc} & [0] \\ [0] & [S'']_{qc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} -[S']_{cc} & [U] \\ [U] & -[S'']_{cc} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} [S']_{cp} & [0] \\ [0] & [S'']_{cq} \end{bmatrix}. \quad (2.62б)$$

Эта процедура может быть повторена, если необходимо соединить более двух многополюсников и, следовательно, может быть распространена для цепей с любым количеством пар полюсов.

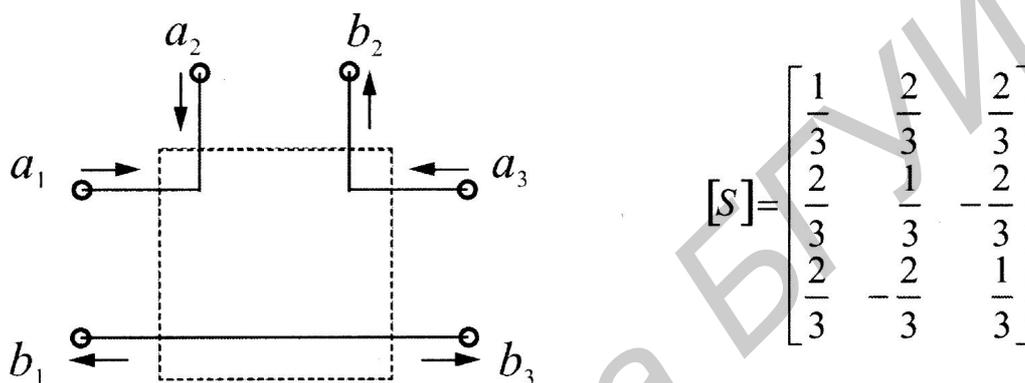
Для получения параллельной или последовательной связи могут быть использованы два вспомогательных шестиполюсника (рис. 2.6). На рис. 2.6, а показано идеальное параллельное соединение для параллельной связи, а её S -матрица приведена справа; на рис. 2.6, б показано идеальное последовательное соединение для последовательной связи наряду с его S -матрицей справа.

2.12. Эквивалентность и дуальность цепей

Две цепи называются эквивалентными, если их матрицы передачи равны, независимо от того, что цепи могут сильно отличаться конфигурацией и числом расположенных в них элементов. Эквивалентные цепи часто используются при проектировании фильтров, для преобразования цепей одна в другую, с целью более простой ее практической реализации.



а



б

Рис. 2.6. Вспомогательные шестиполюсники и их S -матрицы:
а – параллельное соединение; б – последовательное соединение

Дуальные цепи часто используются, например, при синтезе фильтров. Для определения дуальных цепей рассмотрим две цепи с M -парами полюсов. Предположим, что одна цепь N описана параметрами полного сопротивления холостого хода, обозначенными Z_{ij} , а другая N' описана параметрами полной проводимости короткого замыкания, обозначенными Y'_{ij} . Эти две цепи называются дуальными цепями, если

$$Z_{ii} / Z_0 = Y'_{ii} / Y'_0,$$

$$Z_{ij} / Z_0 = -Y'_{ij} / Y'_0, \quad (i \neq j),$$

где $Z_0 = 1 \text{ Ом}$, а $Y'_0 = 1 \text{ См}$ приняты в качестве нормировочных величин. Исходя из вышеупомянутого определения, как и при определении эквивалентности, внутренние структуры цепей не учитываются при определении дуальности. Все, что требуется, – дуальное поведение на определённой паре полюсов. В соответствии с этим определением для индуктивности x (Гн) дуальной является емкость x (Ф), сопротивлению x (Ом) дуальной является проводимость x (См), короткое замыкание дуально холостому ходу, последовательная связь дуальна параллельной связи и т. д.

Обратим внимание на то, что в буквальном смысле эквивалентности ду-

альные цепи не являются эквивалентными, потому что их матрицы передачи не равны. Однако термин эквивалентность может иметь другой смысл. Например, можно показать, что для четырехполюсной дуальной цепи $S_{21} = S'_{21}$. Это подразумевает, что дуальные четырехполюсные цепи описываются одной и той же передаточной функцией. В этом смысле принято говорить, что дуальные цепи четырехполюсников являются также эквивалентными.

2.13. Многомодовые цепи

При анализе микроволновых цепей обычно предполагается их функционирование на одном типе волны. Такой волной обычно является основная волна в линии передачи, например квазиТЕМ волна в микрополосковой линии передачи, или магнитная волна типа H_{10} в призматическом волноводе. Однако в действительности в микроволновых цепях, таких, как волноводный или микрополосковый фильтр даже с одномодовым входом, наряду с основным типом могут возбуждаться высшие типы волн, что связано с наличием неоднородностей в физической структуре цепей. Для того чтобы более точно описать подлинную микроволновую цепь, необходимо использовать её многомодовое представление. В общем виде многомодовая цепь может быть описана

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1p} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2p} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ S_{p1} & S_{p2} & \cdots & S_{pp} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_p \end{bmatrix}, \quad (2.63)$$

где P – количество полюсов.

Подматрицы $[b]_i$ ($i = 1, 2, \dots, P$) являются $M_i \times 1$ матрицами-столбцами, каждая из них содержит переменные отраженной волны M_i моды, а именно: $[b]_i = [b_1 b_2 \dots b_{M_i}]_i^t$, где индекс t указывает на транспонирование матрицы. Точно так же подматрицы $[a]_j$ при $j = 1, 2, \dots, P$ являются $N_j \times 1$ матрицами-столбцами, каждая из подматриц содержит переменные падающей волны N_j моды, т. е. $[a]_j = [a_1 a_2 \dots a_{N_j}]_j^t$. Таким образом, каждая из подматриц $[S]_{ij}$ представляет из себя $M_i \times N_j$ -матрицу, отражающую соотношения между модами волны, падающей на входе j , и модами волны, отраженной на выходе i . Уравнение (2.63) иначе можно проще представить как $[b] = [S][a]$, а матрицу рассеивания такого типа называют обобщенной матрицей рассеивания.

Точно так же можем определить обобщенные Y - и Z -матрицы для представления многомодовой цепи. При анализе многомодовой цепи описанный выше метод для связи многополюсников может быть расширен для описания связи многомодовых цепей.

При каскадной связи многомодовых четырехполюсников эффективнее использовать альтернативный метод, описанный ниже.

Метод базируется на новом наборе параметров цепи, которые определяются как

$$\begin{bmatrix} [b]_1 \\ [a]_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T]_{11} & [T]_{12} \\ [T]_{21} & [T]_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [a]_2 \\ [b]_2 \end{bmatrix}. \quad (2.64)$$

В вышеприведенной матричной формуле мы имеем все волновые переменные (падающей и отраженной волн любых мод) на первой паре полюсов в виде зависимых переменных и все волновые переменные на второй паре полюсов – в виде независимых. Параметры, которые связывают независимые и зависимые волновые переменные, называются параметрами рассеивания, или передачи, обозначаются T , а матрица, содержащая все T -параметры, называется матрицей рассеивания, или матрицей передачи.

Если требуется соединить два многомодовых четырехполюсника N' и N'' в каскад, параметрами этого соединения являются

$$\begin{bmatrix} [a']_2 \\ [b']_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [b'']_1 \\ [a'']_1 \end{bmatrix}. \quad (2.65)$$

Эти параметры показывают, что отраженные волны на входе второй цепи N'' являются падающими волнами на выходе первой цепи N' , а падающие волны на входе второй цепи N'' – отраженные волны в первой цепи N' . Более того, они также подразумевают, что каждая пара волновых переменных представляет одну и ту же моду и имеет одно и то же стыковочное сопротивление, если матрицы рассеивания определены отдельно для сетей N' и N'' . Использование (2.65) дает

$$\begin{bmatrix} [b']_1 \\ [a']_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [T']_{11} & [T']_{12} \\ [T']_{21} & [T']_{22} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [T'']_{11} & [T'']_{12} \\ [T'']_{21} & [T'']_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [a'']_2 \\ [b'']_2 \end{bmatrix}. \quad (2.66)$$

Таким образом, матрица рассеивания составной цепи равна матричному произведению матриц рассеивания каскадных цепей. Эта процедура подобна процедуре для каскадного соединения одномодовых четырехполюсников, описанных $ABCD$ -матрицами, и, само собой разумеется, она может использоваться также и для одномодовых цепей.

Преобразование между обобщенными S - и T -параметрами может быть выведено из их определений и имеет вид:

$$\begin{aligned} [S]_{11} &= [T]_{12} [T]_{22}^{-1} & [S]_{12} &= [T]_{11} - [T]_{12} [T]_{22}^{-1} [T]_{21} \\ [S]_{21} &= [T]_{22}^{-1} & [S]_{22} &= -[T]_{21} [T]_{22}^{-1}. \end{aligned} \quad (2.67)$$

3. ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН

3.1. Классификация и общие требования к линиям передачи

Линией передачи (ЛП) электромагнитных волн называется устройство, ограничивающее область распространения электромагнитных волн (ЭМВ) и направляющее основной поток электромагнитной энергии в заданном направлении. Линия передачи называется *регулярной*, если в продольном направлении ее геометрические и электромагнитные параметры не изменяются или изменяются по периодическому закону. В первом случае регулярную ЛП называют *продольно-однородной*, во втором – *периодической*. Если свойства ЛП вдоль направления распространения меняются по произвольному закону, ее считают *нерегулярной*.

Если в поперечном направлении электромагнитное поле (ЭМП) линии передачи не ограничено, то ее называют *открытой*. В *закрытых* ЛП поле существует только внутри замкнутой металлической оболочки. Примерами открытых линий являются полосковые ЛП. Напротив, в волноводах обязательно имеется одна или несколько проводящих поверхностей, полностью охватывающих область распространения ЭМВ. Наиболее распространенными среди них являются коаксиальные и полые волноводы.

В соответствии с материалом тел, образующих ЛП, их делят на *металлические*, *диэлектрические* и *металлодиэлектрические*.

Свойства ЛП существенно зависят от связности их поперечного сечения. Если любой контур, расположенный в этом сечении, можно стянуть в точку, не пересекая при этом границу раздела диэлектрик – металл, то линию передачи называют *односвязной*. В противном случае ЛП считается *многосвязной*, причем степень связности соответствует числу различных типов контуров, которые можно выделить в ее поперечном сечении.

На рис. 3.1 приведены некоторые сечения ЛП.

ЛП составляет основу любого тракта и поэтому выбор ее типа предопределяет устройство тракта. При выборе ЛП необходимо руководствоваться следующими общими требованиями:

1) ЛП должна обеспечивать высокий КПД при передаче мощности. Все виды потерь энергии (на нагрев проводников и диэлектриков, отражение или преобразование в волны паразитных типов и др.) должны быть минимальными;

2) максимальная напряженность электрического поля внутри ЛП при фиксированной проходящей мощности должна быть как можно ниже. Это уменьшает опасность электрического пробоя и позволяет передавать наибольшую мощность;

3) минимальные частотные искажения передаваемых по тракту сигналов и обеспечение возможности работы в максимально возможной полосе частот;

4) минимально возможное излучение в окружающее пространство;

5) весогабаритные параметры и стоимость ЛП должны быть минимальными.

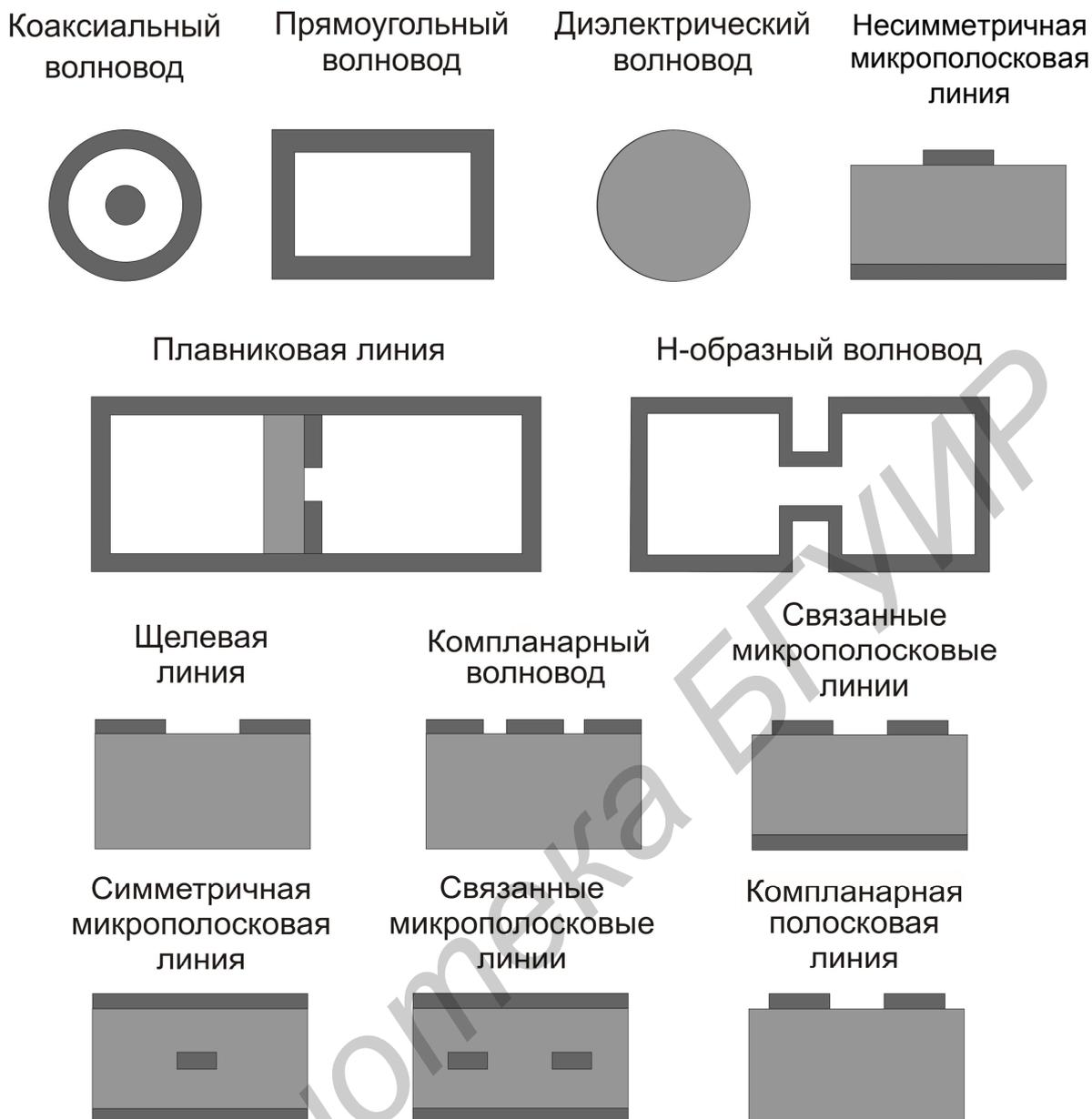


Рис. 3.1. Поперечные сечения основных линий передачи

В соответствии с указанными выше требованиями решающее значение приобретают следующие электрические характеристики и параметры ЛП:

1. Тип волны. Обычно энергия передается по ЛП посредством волны какого-либо одного типа. Различают следующие типы волн:

а) поперечные T -волны, не содержащие продольных составляющих электромагнитного поля;

б) электрические E -волны, не имеющие продольной составляющей магнитного поля;

в) магнитные H -волны, не имеющие продольной составляющей электрического поля;

г) гибридные электромагнитные волны, характеризующиеся сложной структурой поля, в которой присутствуют продольные составляющие как магнитного, так и электрического полей.

T -волны существуют только в многосвязных ЛП, имеющих не менее двух изолированных проводников, причем критическая частота для T -волн равна нулю. H - и E -волны характерны для полых волноводов с однородным диэлектрическим заполнением. Критические частоты H - и E -волн отличны от нуля и зависят от формы и размеров поперечного сечения, а также от параметров диэлектрика, заполняющего поперечное сечение. Для волноводов с правильной формой поперечного сечения (прямоугольник, круг и др.) существуют точные формулы для расчета критической длины волны. Гибридные волны обычно присущи линиям передач с неоднородным диэлектрическим заполнением поперечного сечения. Критическая частота для гибридных типов волн сложным образом зависит от формы и размеров поперечного сечения и от параметров диэлектрических сред. Для некоторых типов гибридных волн критические частоты могут асимптотически стремиться к нулю.

2. Дисперсионная характеристика. Зависимость фазовой скорости в ЛП от частоты называется *дисперсией*, а конкретный вид этой зависимости называется *дисперсионной характеристикой*.

Линии передачи с T -волнами не имеют дисперсии, и фазовая скорость в них на любой частоте равна скорости распространения плоской ЭМВ в среде, заполняющей линию:

$$V_{\Phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}}, \quad (3.1)$$

где c – скорость света в вакууме; ϵ_r и μ_r – относительные диэлектрическая и магнитная проницаемости диэлектрика, заполняющего ЛП.

Фазовые скорости H - и E -волн в полых волноводах зависят от частоты и превышают скорость света для среды, заполняющей волновод. Соответствующая дисперсионная зависимость определяется единой формулой:

$$V_{\Phi} = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.2)$$

где $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны с учетом диэлектрического заполнения.

Соответственно длина волны в полном волноводе с H - и E -волнами выражается в виде

$$\lambda_{\text{В}} = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \left[1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}}, \quad (3.3)$$

где λ_0 – длина волны в вакууме.

Для гибридных типов волн фазовая скорость зависит от частоты более сложным образом и расчет соответствующих дисперсионных характеристик производится с помощью ПЭВМ.

3. Коэффициент затухания. Распространение ЭМВ в любой реальной линии передачи сопровождается уменьшением амплитуды колебаний, характеризуемым коэффициентом затухания α , который обычно выражается в логарифмических единицах – *децибелах на метр* и определяется как

$$\alpha = 8,68 \frac{P_1}{2P_{\Pi}}, [\text{дБ/м}], \quad (3.4)$$

где P_1 – мощность, переносимая бегущей волной через сечение ЛП; P_{Π} – удельная мощность потерь на единицу длины линии.

При расчете удельной мощности потерь обычно предполагают, что структура полей и распределение токов в проводниках линии передачи остаются такими же, как и при отсутствии потерь. Удельную мощность потерь в проводниках ЛП вычисляют путем интегрирования элементарных потерь по периметру поперечного сечения проводников ЛП:

$$P_{\text{ПМ}} = \frac{1}{2} R_S \oint_L |H_{\tau}|^2 dl, \quad (3.5)$$

где $R_S = 0,045 A \sqrt{\frac{\mu_M}{\lambda_0}}$ – удельное сопротивление квадрата поверхности проводников; μ_M – относительная магнитная проницаемость металла; λ_0 – длина волны генератора, см; $A = \sqrt{\frac{\sigma_{Cu}}{\sigma_M}}$ – коэффициент, учитывающий отличие проводимости металла проводника от проводимости меди (для меди $A = 1$; серебра $A = 0,98$; алюминия $A = 1,35$; латуни $A = 2,1$; золота $A = 1,2$ и т. д.); H_{τ} – тангенциальная составляющая напряженности магнитного поля на поверхности проводника ЛП.

Удельную мощность потерь в заполняющем диэлектрике рассчитывают также с использованием неискаженной структуры поля в ЛП путем интегрирования элементарных потерь по площади поперечного сечения диэлектрика:

$$P_{\text{ПД}} = \frac{1}{2} \omega \epsilon_r \text{tg} \delta_d \oint_L |E|^2 ds, \quad (3.6)$$

где ϵ_r и $\text{tg} \delta_d$ – параметры диэлектрика, заполняющего ЛП.

Заметим, что коэффициент затухания за счет потерь в диэлектрике растет

прямо пропорционально частоте ω (при постоянном $\operatorname{tg}\delta_d$), а коэффициент затухания за счет потерь в проводниках увеличивается с ростом частоты более медленно – прямо пропорционально квадратному корню из частоты. В полых волноводах коэффициент затухания также зависит от соотношения между рабочей и критической частотами: при приближении рабочей частоты к критической наблюдается быстрое увеличение затухания и на критической частоте коэффициент затухания стремится к бесконечности.

4. Максимальная пропускаемая мощность. В режиме бегущей волны эта мощность ограничивается электрическим пробоем или недопустимым перегревом проводников и изоляторов. При работе в импульсном режиме с высокой скважностью более опасен электрический пробой, а при передаче больших мощностей в непрерывном режиме возникает опасность и теплового разрушения ЛП. Обычно допустимую мощность в линии принимают равной (25...30) % от критической мощности. Такой коэффициент запаса учитывает возможное облегчение условий пробоя из-за влияния различных нерегулярностей и рассогласования тракта. При укорочении рабочей длины волны размеры поперечных сечений ЛП имеют тенденцию к уменьшению из-за стремления не допустить распространения волн высших типов. Это способствует возникновению электрического пробоя и приводит к соответствующему снижению электрической прочности. Кроме того, при укорочении длины волны возрастает коэффициент затухания, и это в сочетании с затрудненным теплоотводом при меньших размерах поперечного сечения снижает максимальную пропускную мощность из-за возможного перегрева. Степень важности перечисленных требований и параметров линий передачи зависит от назначения радиосистемы, а также от условий ее применения.

3.2. Линия передачи и режим работы: характеристика параметров

3.2.1. Общая теория линий передачи

Рассмотрим обобщенную линию передачи электромагнитной энергии, показанную на рис. 3.2. Она представляет собой наиболее разработанную двухпроводную ЛП, по которой распространяются волны напряжения и тока. К такой ЛП могут быть сведены и более сложные линии (коаксиальные, полосковые, волноводные и др.).

Сравнительно просто понятия тока и напряжения могут применяться к T -волнам, так как электрическое поле в поперечном сечении линии является производной скалярного потенциала ($E = -\operatorname{grad}\phi$). В случае же магнитных и электрических волн (H - и E -типов) понятиями тока и напряжения можно пользоваться только формально для получения аналогий с обобщенной линией. В любом сечении регулярной линии длиной dx изменение напряжения и тока связаны следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} dU(x) &= Z_1 I(x) dx ; \\ dI(x) &= Y_1 U(x) dx , \end{aligned} \quad (3.7)$$

где $Z_1 = R_1 + j\omega L_1$ – сопротивление участка линии единичной длины; $Y_1 = G_1 + j\omega C_1$ – проводимость участка линии единичной длины; R_1, G_1, L_1, C_1 – активное сопротивление, активная проводимость, индуктивность и емкость, приходящиеся на единицу длины; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота электромагнитных колебаний, распространяющихся вдоль ЛП.

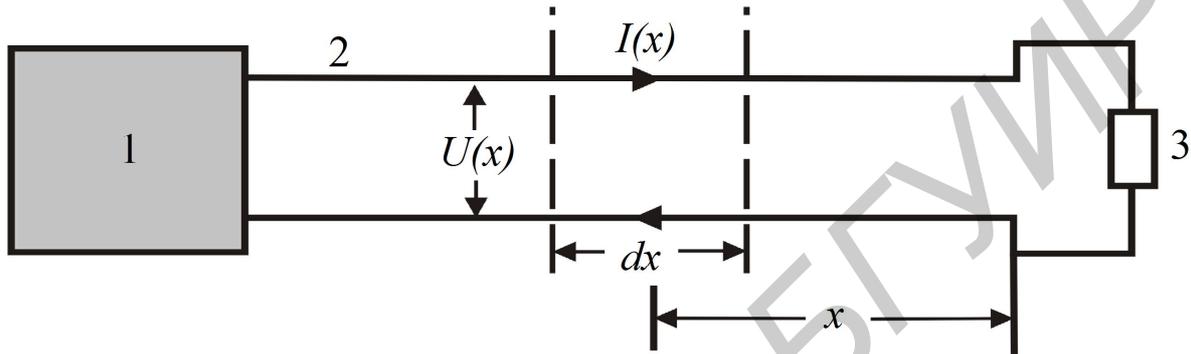


Рис. 3.2. Обобщенная ЛП:
1 – генератор; 2 – линия; 3 – нагрузка

Из (3.1) после несложных преобразований и дифференцирования получаем известные уравнения Гельмгольца:

$$\begin{aligned} \frac{d^2 U(x)}{dx^2} &= Z_1 Y_1 U(x) ; \\ \frac{d^2 I(x)}{dx^2} &= Z_1 Y_1 I(x) . \end{aligned} \quad (3.8)$$

Решения уравнений (3.8) в произвольном сечении ЛП могут быть представлены в виде суперпозиции падающих и отраженных волн напряжения и тока и имеют вид

$$\begin{aligned} U(x) &= U_{m\Pi} e^{\gamma x} + U_{mO} e^{-\gamma x} ; \\ I(x) &= I_{m\Pi} e^{\gamma x} + I_{mO} e^{-\gamma x} , \end{aligned} \quad (3.9)$$

где $U_{m\Pi}, U_{mO}, I_{m\Pi}, I_{mO}$ – амплитуды напряжения и тока падающей и отраженной волн;

$$\gamma = \sqrt{(R_1 + j\omega L_1)(G_1 + j\omega C_1)} - \quad (3.10)$$

постоянная распространения, которая в общем случае является комплексной величиной

$$\gamma = \alpha + j\beta, \quad (3.11)$$

где α – коэффициент затухания, а параметр β – коэффициент фазы.

Для величин α и β из (3.7) можно получить следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{1}{2}R_1\sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{1}{2}G_1\sqrt{\frac{L_1}{C_1}}; \\ \beta &= \omega\sqrt{L_1C_1}\left[1 + \frac{1}{8\omega^2}\left(\frac{R_1}{L_1} - \frac{G_1}{C_1}\right)^2\right]. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Обычно коэффициент фазы в СВЧ связывают с длиной волны в ЛП. В области высоких и сверхвысоких частот вторым членом квадратной скобки в формуле (3.12) можно пренебречь и для определения β получается более простое выражение:

$$\beta = \omega\sqrt{L_1C_1}. \quad (3.13)$$

Так как фазовая скорость волны в длинной линии определяется как

$$V_\phi = \frac{1}{\sqrt{L_1C_1}}, \quad (3.14)$$

то

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}. \quad (3.15)$$

Из уравнений (3.7) можно получить

$$U(x) = \frac{1}{Y_1} \frac{dI(x)}{dx}. \quad (3.16)$$

Подставляя в (3.16) из (3.9) выражения для тока и производя его дифференцирование, после преобразований получим

$$U(x) = \frac{\gamma}{Y_1} (I_n e^{\gamma x} - I_0 e^{-\gamma x}). \quad (3.17)$$

Нетрудно видеть, что множитель в (3.17) имеет размерность сопротивления. Эта величина называется волновым сопротивлением ЛП:

$$Z_0 = \frac{\gamma}{Y_1} = \sqrt{\frac{R_1 + j\omega L_1}{G_1 + j\omega C_1}}. \quad (3.18)$$

С одной стороны, ЛП, в которых можно пренебречь потерями энергии при анализе происходящих в них процессов, называются *идеальными*. При больших значениях величины ω ЛП СВЧ, как правило, можно считать идеальными. В этом случае величина волнового сопротивления определяется как

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}}. \quad (3.19)$$

С другой стороны, волновое сопротивление можно выразить через значения амплитуд напряжения и тока падающей волны:

$$Z_0 = \frac{U_{m\Pi}}{I_{m\Pi}}. \quad (3.20)$$

Если волновое сопротивление ЛП не равно сопротивлению нагрузки ($Z_0 \neq Z_H$), то в ней из-за интерференции падающей и отраженной волн в общем случае устанавливается режим смешанных волн, который характеризуется чередованием вдоль ее длины максимумов и минимумов напряжения.

Для оценки качества согласования идеальной линии передачи с нагрузкой вводятся понятия коэффициентов стоячей и бегущей волн напряжения, связанных соотношениями

$$\text{КСВ} = \frac{1}{\text{КБВ}}. \quad (3.21)$$

Под коэффициентом стоячей волны напряжения подразумевается отношение максимальной амплитуды напряжения к минимальной:

$$\text{КСВ} = \frac{U_{\text{MAX}}}{U_{\text{MIN}}} = \frac{U_{m\Pi} + U_{mO}}{U_{m\Pi} - U_{mO}}, \quad (3.22)$$

где $U_{m\Pi}$, U_{mO} – амплитуды падающей и отраженной волн напряжения.

При идеальном согласовании $U_{mO} = 0$. Тогда согласно (3.22):

$$\text{КБВ} = \text{КСВ} = 1. \quad (3.23)$$

Практически идеального согласования получить нельзя, особенно в широкой полосе частот. В современной аппаратуре требования к КСВ достаточно жесткие: $КСВ \leq 1,05 \dots 1,2$, что соответствует значениям коэффициента бегущей волны: $КБВ \geq 0,95 \dots 0,83$.

Общая величина КСВ в ЛП зависит от частичных КСВ, создаваемых неоднородностями и нагрузкой. Волны, отраженные от двух неоднородностей, могут либо суммироваться, когда разность фаз равна нулю (КСВ_{max} максимален), либо вычитаться, когда разность фаз равна 180° (при КСВ_{min} минимален).

Можно показать, что для двух неоднородностей, обладающих собственными КСВ₁ и КСВ₂, значения КСВ_{max} и КСВ_{min} определяются формулами:

$$КСВ_{\max} = КСВ_1 \cdot КСВ_2, \quad (3.24)$$

$$КСВ_{\min} = \frac{КСВ_2}{КСВ_1}, \quad (3.25)$$

причём в последнем случае $КСВ_1 \leq КСВ_2$.

3.2.2. Коэффициент отражения и его связь с волновым сопротивлением и сопротивлением нагрузки

Волновые процессы, происходящие в ЛП, удобно рассматривать с помощью коэффициентов отражения. Для волны напряжения коэффициент отражения равен отношению комплексной амплитуды отраженной волны к комплексной амплитуде падающей волны:

$$\Gamma_U(x) = \frac{U_O(x)}{U_{II}(x)} = \frac{U_O}{U_{II}} e^{-2\gamma x} = \Gamma_U e^{-2\gamma x}, \quad (3.26)$$

где Γ_U – модуль коэффициента отражения по напряжению.

Коэффициент отражения имеет модуль, одинаковый по всей длине ЛП. Фаза же этого коэффициента меняется вдоль линии и определяется удвоенным произведением постоянной распространения на координату точки измерения.

Для волны тока модуль коэффициента отражения Γ_I оказывается жестко связанным с модулем коэффициента отражения по напряжению:

$$\Gamma_U = -\Gamma_I, \quad (3.27)$$

а фазы коэффициентов отражения по току и напряжению одинаковы. Поэтому в дальнейшем будем оперировать одним модулем коэффициента отражения $\Gamma = \Gamma_U$, учитывая в случае необходимости (3.27).

Определим связь модуля коэффициента отражения Γ с сопротивлением нагрузки и волновым сопротивлением ЛП. В сечении x сопротивление находится как

$$Z(x) = \frac{U(x)}{I(x)} \quad (3.28)$$

или, учитывая уравнения (3.2),

$$Z(x) = \frac{U_{m\Pi} e^{\gamma x} + U_{m0} e^{-\gamma x}}{I_{m\Pi} e^{\gamma x} + I_{m0} e^{-\gamma x}}. \quad (3.29)$$

После преобразования несложно получить

$$Z(x) = \frac{U_{m\Pi}}{I_{m\Pi}} \frac{1 + \Gamma_U e^{-2\gamma x}}{1 + \Gamma_I e^{-2\gamma x}}. \quad (3.30)$$

Из (3.26) и (3.30) получаем

$$Z(x) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(x)}{1 - \Gamma(x)}. \quad (3.31)$$

При уменьшении длины отрезка ЛП ($x \rightarrow 0$) величина сопротивления

$$Z(x) \rightarrow Z(0) = Z_H, \quad (3.32)$$

что позволяет выявить связь между коэффициентом отражения, волновым сопротивлением и сопротивлением нагрузки в виде

$$\Gamma = \frac{Z_H - Z_0}{Z_H + Z_0}. \quad (3.33)$$

Экспериментально величину коэффициента отражения находят путем измерения КСВ, по которому определяется Γ :

$$\text{КСВ} = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.34)$$

или

$$\Gamma = \frac{KCB - 1}{KCB + 1}. \quad (3.35)$$

Определим входное сопротивление отрезка линии передачи при различных режимах работы линии (рис. 3.3).

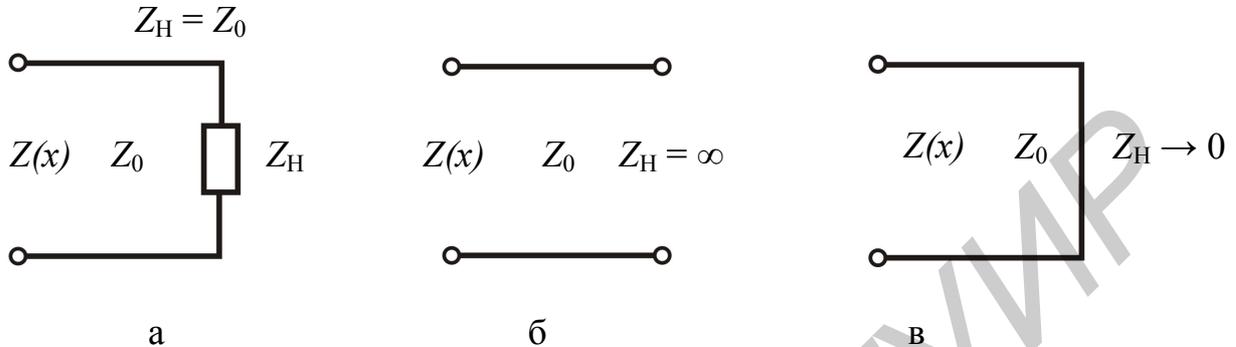


Рис. 3.3. Оконечные нагрузки длинной линии:

а – согласованная нагрузка; б – разомкнутая; в – замкнутая линии

В случае согласованной нагрузки отраженная волна в ЛП отсутствует, поэтому Γ равен нулю и сопротивление ЛП любой длины, нагруженной на согласованную нагрузку, равно волновому сопротивлению $Z(x) = Z_0$.

Для разомкнутой на конце линии $Z_H \rightarrow \infty$ согласно (3.33) модуль коэффициента отражения равен 1. Учитывая, что в диапазоне СВЧ $\gamma = j\beta$, сопротивление отрезка разомкнутой ЛП оказывается равным

$$Z(x) = Z_0 \frac{1 + e^{-2\beta x}}{1 - e^{-2\beta x}} = -jZ_0 \operatorname{ctg} \beta x. \quad (3.36)$$

Для короткозамкнутой линии передачи $\Gamma = -1$. Откуда для сопротивления отрезка длинной линии, замкнутого на конце, получаем

$$Z(x) = jZ_0 \operatorname{ctg} \beta x. \quad (3.37)$$

В общем случае выражение для $Z(x)$ можно получить на основе соотношения (3.29). Вынося за скобки в числителе $U_{m\Pi}$, а в знаменателе $I_{m\Pi}$, получаем

$$Z(x) = \frac{U_{m\Pi}}{I_{m\Pi}} \frac{e^{\gamma x} + \Gamma e^{-\gamma x}}{e^{\gamma x} - \Gamma e^{-\gamma x}}. \quad (3.38)$$

Заменяя величину Γ по формуле (3.37), с учетом (3.33) после несложных преобразований получим

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_H + Z_0 \operatorname{tg}(\gamma x)}{Z_0 + Z_H \operatorname{tg}(\gamma x)}. \quad (3.39)$$

Для идеальной ЛП ($\gamma = j\beta$) гиперболический тангенс может быть заменен на тригонометрический $\operatorname{tg}(\gamma x) = j\operatorname{tg}(\beta x)$, и тогда выражение (3.39) примет вид

$$Z(x) = Z_0 \frac{Z_H + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta x)}{Z_0 + jZ_H \operatorname{tg}(\beta x)}. \quad (3.40)$$

Выражение (3.40) позволяет найти значения $Z(x)$ при любых нагрузках и любой длине линии.

Для расчета входного сопротивления ЛП различной длины с различной нагрузкой применяются специальные диаграммы и номограммы. Наиболее известной из них является диаграмма Вольперта – Смита, основанная на повторяемости значений сопротивлений при изменениях длины линии на величину $\frac{1}{2}\lambda$ и возможности изображения изменения сопротивлений с помощью окружностей. В настоящее время все необходимые вычисления могут быть произведены непосредственно по формуле (3.40) с помощью ПЭВМ на основе специализированных программных продуктов, например MICROWAVE OFFICE.

3.2.3. Согласование в линиях передачи

Важность согласования для фидерных устройств значительно возрастает по сравнению с известным случаем согласования внутреннего сопротивления источника постоянного тока R_G с нагрузкой R_H (рис. 3.4).

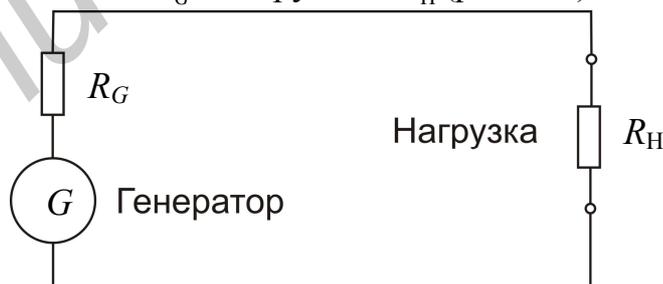


Рис. 3.4. Источник с нагрузкой

Мощность, отдаваемая в нагрузку, равна

$$P_H = \frac{E^2 R_H}{(R_G + R_H)^2}, \quad (3.41)$$

где E – электродвижущая сила источника.

Максимально возможная величина мощности, которую данный источник может отдать в нагрузку, называется «номинальной мощностью» источника P_0 . В случае $R_G = R_H$ из (3.41) находим

$$P_0 = \frac{E^2}{4R_H}. \quad (3.42)$$

На СВЧ сопротивления нагрузки и источника в общем случае являются комплексными величинами и условия согласования определяются равенствами

$$\begin{aligned} R_G &= R_H ; \\ X_G &= -X_H , \end{aligned} \quad (3.43)$$

где R_G, R_H – активные составляющие сопротивлений источника и нагрузки; X_G, X_H – их реактивные составляющие.

Если между источником и нагрузкой находится ЛП со своими параметрами, условия согласования определяются теоремой о передаче максимальной мощности:

максимальная мощность передается из одной цепи в другую в том случае, когда полные сопротивления обеих цепей, измеренные в месте соединения в противоположные стороны этих цепей, являются комплексно-сопряженными.

Следовательно, в случае когда источник соединен с нагрузкой с помощью ЛП и имеет место согласование, в любом сечении линии сопротивление от сечения в сторону источника должно быть комплексно-сопряженным с сопротивлением от сечения в сторону нагрузки. Таким образом, при согласовании в любом сечении линии передачи сумма реактивных сопротивлений должна быть равна нулю:

$$X'_G = X'_H = 0, \quad (3.44)$$

где X'_G, X'_H – реактивные составляющие сопротивления от сечения в сторону источника и нагрузки соответственно.

Вместе с этим теория и практика показывают, что условие полного согласования достижимо на какой-нибудь одной частоте полосы пропускания радиотехнической системы. Выполнить условие (3.44) для всех частот полосы пропускания одновременно не представляется возможным. Поэтому в технике СВЧ различают понятия: «узкополосное согласование» и «широкополосное согласование».

Обычно принято считать, что при полосе пропускания, составляющей (1...2) % от средней частоты системы, достаточно обеспечить узкополосное со-

гласование. При полосе же (10...15) % от средней частоты необходимо производить широкополосное согласование. Расчет согласующих элементов при узкополосном согласовании производится из условия равенства нулю коэффициента отражения на средней частоте полосы пропускания радиотехнической системы или устройства. При этом считается, что если на средней частоте обеспечено полное согласование ($\Gamma = 0$), то оно остается достаточно хорошим во всей необходимой для узкополосного согласования полосе.

При расчете элементов для широкополосного согласования приходится избегать полного согласования на какой-либо частоте полосы пропускания, так как при этом на других частотах полосы пропускания коэффициент отражения может оказаться недопустимо большим.

Рассмотрим конкретный пример. Предположим, что нагрузкой ЛП является параллельное соединение емкости C и сопротивления R . Тогда при любой согласующей цепи, включенной между нагрузкой и входом линии, справедлива формула

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{\Gamma} d\omega \leq \frac{\pi}{RC}, \quad (3.45)$$

здесь Γ – коэффициент отражения от согласующей цепи с нагрузкой.

Таким образом, если на какой-либо из частот наблюдается полное согласование ($\Gamma = 0$), то неравенство (3.45) не может быть выполнено при конечной величине полосы пропускания. Чем уже рабочая полоса частот, тем меньшее значение коэффициента отражения может быть достигнуто. При широкой полосе частот согласование может быть достигнуто только при определенной минимально возможной величине Γ . При этом обеспечивается не только минимальный уровень искажений сигналов при прохождении через канал, но и наибольшая величина пропускаемой мощности в полосе частот.

Появление отраженных волн в результате рассогласования приводит к тому, что вследствие интерференции с падающей волной на отдельных участках ЛП появляются напряжения и токи с большими амплитудами, чем при режиме бегущей волны. Так как омические и диэлектрические потери в ЛП пропорциональны квадрату соответствующих амплитуд, то общие потери в линии увеличиваются с появлением отраженных волн или с увеличением их амплитуды. Для оценки увеличения потерь при рассогласовании используют формулу

$$\frac{\alpha_p}{\alpha_c} = \frac{1 + \Gamma^2}{1 - \Gamma^2}, \quad (3.46)$$

где α_p – постоянная затухания при рассогласовании; α_c – постоянная затухания при согласовании.

При работе ЛП можно выделить два предельных случая.

1. Передаваемая по ЛП мощность близка к предельной. При отражении от

нагрузки части мощности в этом случае в линии возникают стоячие волны, снижающие не только КПД ЛП, но зачастую приводящие к пробоям линий или к выходу из строя питающего генератора. Допустимый в этом случае отход от полного согласования оценивается величиной КСВ = 1,2...1,4.

2. Передаваемая по ЛП мощность близка к минимальной, с которой еще может работать радиотехническая система.

В курсе «Электромагнитные поля и волны» уже были рассмотрены типы волн, распространяющихся в ЛП, а также основные соотношения для расчета параметров этих линий. Поэтому ниже рассмотрим конструктивные особенности ЛП и элементов устройств СВЧ, исполненных на их основе.

3.3. Конструкции линий передачи и их основные параметры

3.3.1. Коаксиальная линия передачи

3.3.1.1. Основные параметры

Способность коаксиальной цепи пропускать широкий спектр частот конструктивно обеспечивается коаксиальным расположением внутреннего и внешнего проводников. Особенности распространения электромагнитной энергии по коаксиальной паре обуславливают возможность передачи широкого спектра частот и ставят высокочастотные связи в преимущественное положение по сравнению с низкочастотными. Конструкция коаксиального волновода и его эквивалентная схема представлены на рис. 3.5 и 3.6.

Основным типом волны, распространяющейся в коаксиальной линии, является поперечная электромагнитная T -волна (рис. 3.7, а). Для основного типа волны волновое сопротивление и фазовая скорость определяются выражениями (3.14) и (3.18).

Погонные значения емкости и индуктивности коаксиальной линии могут быть получены из анализа электростатического поля:

$$C_1 = \frac{2\pi\varepsilon}{\ln(b/a)}, \quad (3.47)$$

$$L_1 = \frac{\mu}{2\pi} \ln(b/a), \quad (3.48)$$

где ε и μ – диэлектрическая и магнитная проницаемости среды; a – радиус внутреннего проводника; b – внутренний радиус внешнего проводника.

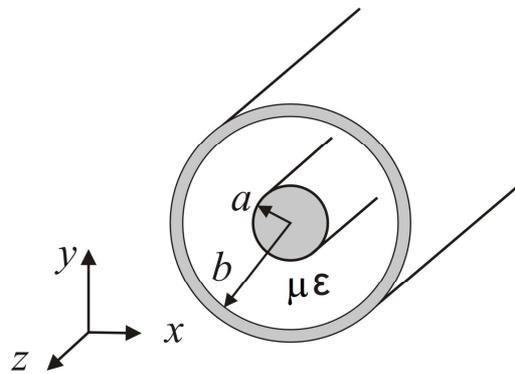


Рис. 3.5. Коаксиальная линия

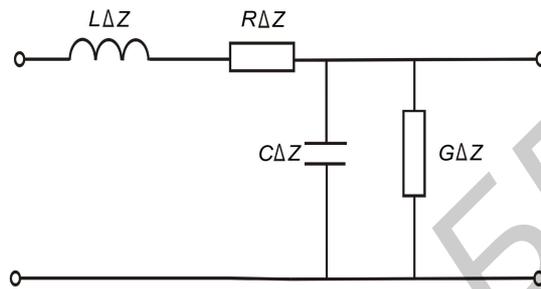


Рис. 3.6. Эквивалентная схема отрезка КЛ длиной ΔZ

Используя (3.48), волновое сопротивление линии с малыми потерями можно записать в виде

$$Z_0^{\text{КК}} = \frac{\eta}{2\pi} \ln(b/a), \quad (3.49)$$

где $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ – волновое сопротивление среды заполнения пространства между проводниками.

Для воздушного диэлектрика имеем

$$Z_0^{\text{КК}} = 60 \ln(b/a), \quad (3.50)$$

где $Z_0^{\text{КК}}$ измеряется в омах.

Погонное значение последовательного сопротивления рассчитывается по формуле

$$R_1 = \frac{R_s}{2\pi} \left(\frac{1}{b} + \frac{1}{a} \right), \quad (3.51)$$

здесь R_s – поверхностное сопротивление проводника, а погонная проводимость

$$G_1 = 2\pi\sigma / \ln(b/a) = 2\pi\omega\varepsilon_0\varepsilon_r \operatorname{tg}\delta / \ln(b/a), \quad (3.52)$$

где σ – проводимость; $\operatorname{tg}\delta$ – тангенс угла потерь диэлектрика.

Коэффициенты затухания, определяемые значениями R_1 и G_1 , могут быть рассчитаны по следующим формулам:

– в проводниках

$$\alpha_{\text{пр}} = 8,68R_1 / (2Z_0^{\text{КК}}), \quad (3.53)$$

– в диэлектрике

$$\alpha_{\text{д}} = 8,68G_1Z_0^{\text{КК}} / 2 = 8,68\sigma\eta / 2 = 8,68\pi\sqrt{\varepsilon_r}\operatorname{tg}\delta / \lambda_0. \quad (3.54)$$

Общее затухание есть сумма затуханий в проводнике и диэлектрике:

$$\alpha = \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{д}} = \left(\frac{R_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} + \frac{G_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{L_1}} \right) 8,68 \text{ [дБ/км]}. \quad (3.55)$$

Как видно из формулы (3.51), значение R_1 и, следовательно, затухание уменьшаются с возрастанием b и a . Выражая в (3.55) погонные параметры непосредственно через габаритные размеры (a и b) и электрические параметры исходных материалов (ε и $\operatorname{tg}\delta$), можно получить

$$\alpha = \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{д}} = \left(\frac{8,35\sqrt{f\varepsilon} \left(\frac{b}{a} + 1 \right) \cdot 10^{-3}}{12D \ln \frac{D}{d}} + \frac{10}{3} \pi f \sqrt{\varepsilon} \operatorname{tg}\delta \cdot 10^{-6} \right) 8,68 \text{ [дБ/км]}. \quad (3.56)$$

Потери в металле $\alpha_{\text{пр}}$ изменяются пропорционально \sqrt{f} , а потери в диэлектрике $\alpha_{\text{д}}$ связаны с частотой линейным законом и с увеличением f возрастают значительно быстрее. При использовании высококачественных диэлектриков (с малым $\operatorname{tg}\delta$) можно добиться в определенном частотном диапазоне малых диэлектрических потерь и положить $\alpha_{\text{д}} = 0$, а при более высоких частотах они настолько возрастают, что величина $\alpha_{\text{д}}$ играет доминирующую роль в общем затухании кабеля.

Рабочая полоса частот коаксиальной линии может быть определена как разность критических частот ближайшего высшего и основного типов колебаний. Для основной волны (T -волны) $F_{\text{КР}}^{\text{ТЕМ}} = 0$, ($\lambda_{\text{КР}}^{\text{ТЕМ}} \rightarrow \infty$), т.е. по коаксиально-

му кабелю могут распространяться электромагнитные волны любой длины. Однако с укорочением длины волны в коаксиальном кабеле появляются высшие типы волн. Первым высшим типом является волна H_{11} , возникающая при любом радиусе внутреннего проводника. Структура поля этой волны показана на рис. 3.7, б. Критическая длина волны этого типа зависит от величины радиуса внутреннего проводника. При $a \rightarrow 0$ коаксиальный кабель приближается к цилиндрическому волноводу, для которого критическая длина волны определяется соотношением

$$\lambda_{\text{КР}}^{H_{11}} = 3,41b. \quad (3.57)$$

При $a \rightarrow b$ структура поля волна H_{11} в коаксиальном кабеле приблизительно аналогична волне H_{20} в прямоугольном волноводе, для которого

$$\lambda_{\text{КР}}^{H_{20}} = 2\pi a_{\text{ш}}, \quad (3.58)$$

где $a_{\text{ш}} = 0,5(a + b)$ – средний радиус.

В рассматриваемом случае имеем

$$\lambda_{\text{КР}}^{H_{11}} \simeq \lambda_{\text{КР}}^{H_{20}} = \pi b. \quad (3.59)$$

Таким образом, при изменении радиуса внутреннего проводника коаксиального кабеля от 0 до b критическая длина первой волны высшего типа меняется незначительно. Если между проводниками коаксиального кабеля имеется диэлектрик, создающий эффективную диэлектрическую проницаемость кабеля $\varepsilon_{\text{эф}}$, то критическая длина волны увеличится в $\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}$ раз. Так как коаксиальный кабель нормально пропускает частоты от 0 до $F_{\text{КР}}^{H_{11}}$, соответствующий $\lambda_{\text{КР}}^{H_{11}}$, то его рабочая полоса частот равна

$$\Delta F_{\text{КК}} \leq \frac{c}{\pi b \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}, \quad (3.60)$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света в вакууме.

Так, для коаксиального кабеля диаметром 2 см с диэлектрическим заполнением ($\varepsilon = 2,5$) получаем $\Delta F_{\text{КК}} \approx 5,6$ ГГц.

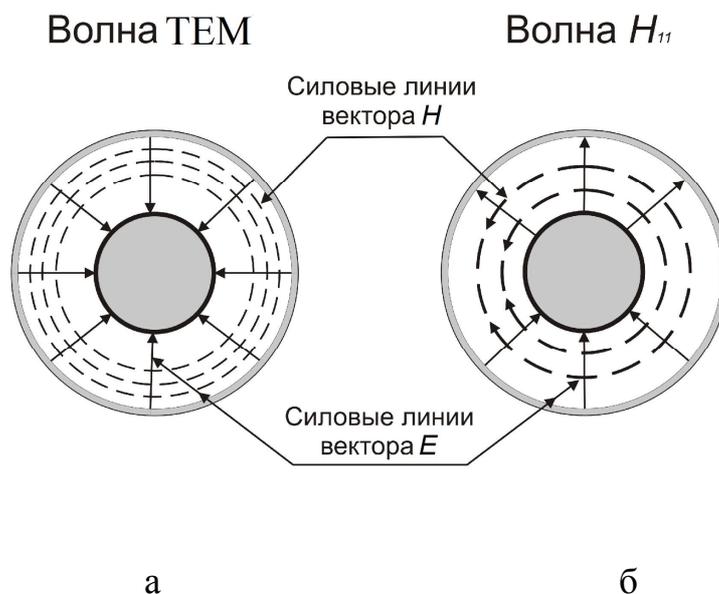


Рис. 3.7. Структуры поля: а – для TEM-волны; б – волны типа H_{11} в поперечном сечении коаксиальной линии

Пробивная мощность коаксиального кабеля приводит к ограничению величины передаваемой по нему мощности. Величина мощности, передаваемой падающей волной с амплитудой напряжения U , равна

$$P = \frac{1}{2} \frac{U^2}{Z_0} \quad (3.61)$$

Напряжение U для коаксиального кабеля может быть рассчитано как

$$U = \int_a^b \frac{E_a a}{r} dr = E_a \ln \frac{b}{a}, \quad (3.62)$$

где E_a – напряженность электрического поля у центрального проводника.

Величина E_a должна быть меньше электрической прочности среды, заполняющей пространство между проводниками. Для воздушного заполнения электрическая прочность примерно равна $3 \cdot 10^4$ В/м. Если выбирается E_a равной электрической прочности, то (3.62) дает величину пробивного напряжения для коаксиального кабеля. Рабочее напряжение приходится находить эмпирически, учитывая ожидаемый уровень согласования в ЛП и допустимый по технологии изготовления уровень неоднородностей. Приблизительно берут $U_{\text{РАБ}} = 0,5U_{\text{ПР}}$. Следовательно, $P_{\text{РАБ}} = 0,25P_{\text{ПР}}$.

При конструировании коаксиальных кабелей для передачи большой мощности нужно учитывать следующие моменты:

- радиальный разряд по поверхности раздела воздуха и диэлектрика происходит при напряжении более низком, чем то, при котором происходил бы пробой отдельно воздуха и отдельно диэлектрика;

– электрическая прочность диэлектрика на низких частотах выше, чем у воздуха, однако на СВЧ пробой может происходить при значительно меньших напряжениях, что связано с наличием локальных неоднородностей материала диэлектрика;

– при использовании диэлектрических шайб для поддержания внутреннего проводника необходимо учитывать, что в воздушном зазоре, имеющем всегда место между внутренним проводником и телом шайб, происходит увеличении напряженности поля в ϵ раз.

3.3.1.2. Оптимизация параметров коаксиальных линий

При конструировании коаксиальных кабелей необходимо в первую очередь выбрать диаметры внутреннего и внешнего проводников кабеля и установить их соотношение при использовании различных материалов (медь, алюминий, свинец).

Затухание коаксиального кабеля с высококачественным диэлектриком может быть определено по формуле (3.63). Представим соотношение b/a в (3.63) через x . Тогда с увеличением x его числитель растет линейно, а знаменатель – по логарифмическому закону. Исследовав данную формулу на минимум затухания (в зависимости от x), $\partial\alpha / \partial x = 0$, получим, что b минимальна при соотношении $\lg(b/a) = 1 + a/b$.

Таким образом, оптимальная конструкция кабеля будет при $x = 3,6$. Это соотношение справедливо для кабелей с одинаковыми (медными) проводниками. Если же проводники изготовлены из различных металлов, то минимальное затухание определяется из выражения

$$\ln \frac{b}{a} = 1 + \frac{a}{b} \sqrt{\frac{\sigma_a}{\sigma_b}}, \quad (3.63)$$

где σ_b и σ_a – проводимости металлов внешнего и внутреннего проводников.

Оптимальные соотношения b/a для различных материалов внешнего проводника при условии, что внутренний проводник изготовлен из меди, приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

| Материал внешнего проводника | Медь | Алюминий | Сталь | Свинец | Цинк |
|---|------|----------|-------|--------|------|
| Оптимальное соотношение диаметров проводников b/a | 3,6 | 3,9 | 4,2 | 5,2 | 4,3 |

На рис. 3.8 показана зависимость общего затухания от соотношения проводников, по которой видно, что нарушение оптимального соотношения в меньшую сторону приводит к довольно резкому возрастанию затухания. Поэтому в ряде случаев целесообразно принять соотношение b/a несколько больше оптимального.

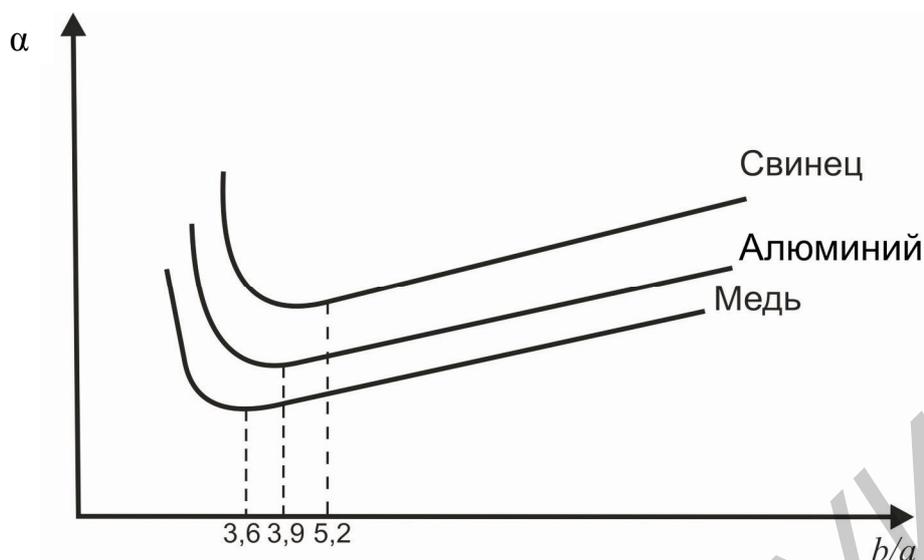


Рис. 3.8. Затухание кабелей с внешним проводником из различных металлов в зависимости от изменения b/a

При конструировании коаксиального кабеля приходится также отступать от оптимального соотношения b/a , если необходимо оптимизировать не затухание, а другие параметры. В табл. 3.2 приведены свойства оптимальных конструкций в зависимости от соотношения b/a . Из табл. 3.2 следует, что затухание увеличивается с ростом f и ε и резко уменьшается с увеличением диаметра кабеля. Если по кабелю необходимо обеспечить передачу большой мощности или создать кабель на максимальное напряжение, то оптимум конструкции будет при другом соотношении b и a .

Таблица 3.2

| b/a | $Z_B = \sqrt{\frac{L}{C}}$ | Свойства конструкции |
|-------|-----------------------------------|----------------------------------|
| 3,6 | $\frac{76,6}{\sqrt{\varepsilon}}$ | Минимум затухания |
| 2,718 | $\frac{59,9}{\sqrt{\varepsilon}}$ | Максимум электрической прочности |
| 1,65 | $\frac{30}{\sqrt{\varepsilon}}$ | Максимум передаваемой мощности |

Уменьшения потерь в коаксиальной линии можно достичь и путем подбора соотношений между параметрами ее эквивалентной цепи (рис. 3.6, б). Представим выражение (3.62) в виде

$$\alpha = \frac{\sqrt{R_1 G_1}}{2} X \frac{\sqrt{R_1 G_1}}{2} \frac{1}{X}, \quad (3.63a)$$

где $X = \sqrt{\frac{R_1 C_1}{L_1 G_1}}$, $\alpha_0 = \sqrt{R_1 G_1}$.

Исследуя выражение (2.71) на минимум, нетрудно показать, что затухание цепи имеет минимальное значение ($\alpha = \alpha_{\min}$) при $X = 1$, т.е. когда ее погонные параметры находятся в соотношении

$$R_1 C_1 = L_1 G_1. \quad (3.64)$$

Такое соотношение является оптимальным и наименьшее затухание цепи при этом равно

$$\alpha_{\min} = \frac{\alpha_0}{2} X + \frac{\alpha_0}{2} \frac{1}{X} = \alpha_0 = \sqrt{R_1 G_1}. \quad (3.65)$$

На рис. 3.9 показан характер изменения коэффициентов $\alpha_{\text{пр}}$ и $\alpha_{\text{д}}$ при различных значениях X . Из графика следует, что с ростом X величина $\alpha_{\text{пр}}$ увеличивается, а $\alpha_{\text{д}}$ резко падает. При $X = 1$ потери в металле равны потерям в диэлектрике ($\alpha_{\text{пр}} = \alpha_{\text{д}}$) и затухание кабеля имеет наименьшую величину:

$$\alpha_{\min} = \alpha_{\text{пр}} + \alpha_{\text{д}} = \alpha_0 = \sqrt{R_1 G_1}. \quad (3.66)$$

В кабелях существующих типов $X > 1$, так как R_1 и C_1 превосходят по величинам L_1 и G_1 ($R_1 C_1 \gg L_1 G_1$).

Таким образом, затухание может быть снижено либо уменьшением R_1 и G_1 , что крайне затруднительно, так как величины R_1 и G_1 регламентированы допустимым расходом меди (диаметром жилы) и качеством диэлектриков либо уменьшением емкости цепи C_1 или увеличением ее индуктивности L_1 . Для снижения емкости необходимо увеличить расстояние между проводниками кабеля, т.е. увеличить его габариты. Увеличение размеров, как отмечалось выше, сопряжено с опасностью возбуждения волн высших типов. Поэтому одним из путей уменьшения затухания кабельных линий связи является искусственное увеличение индуктивности цепи. Из уравнения (3.65) видно, что оптимальная величина индуктивности, которой должна обладать кабельная цепь для обеспечения минимального затухания, составляет $L_0 = R_1 C_1 / G_1$.

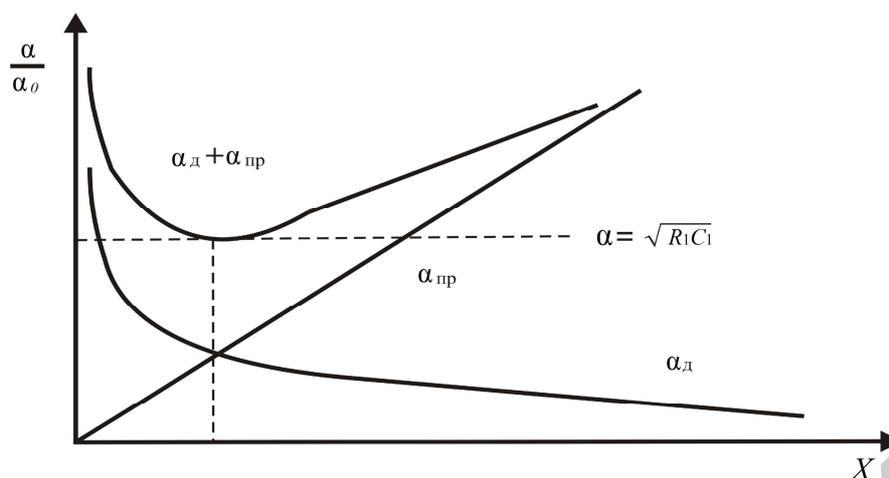


Рис. 3.9. Затухание в металле $\alpha_{\text{пр}}$ и в диэлектрике $\alpha_{\text{д}}$ при различных соотношениях погонных параметров линии

С возрастанием частоты степень несоответствия кабелей уравнению (3.65) существенно уменьшается. Это объясняется увеличением проводимости изоляции с возрастанием частоты, в результате чего условие (3.65) выполняется на определенной частоте ω_x без искусственного повышения индуктивности. Значение ω_x можно найти из условия

$$\omega_x = \frac{R_1}{L_1 \text{tg} \delta} \quad (3.67)$$

Известно несколько способов искусственного увеличения индуктивности кабельных цепей связи: пупинизация, крарупизация, биметаллизация жил и, наконец, использование магнетодиэлектрика.

3.3.2. Линии передачи на полых волноводах

Волноводные линии передачи работают только на СВЧ. Если коаксиальный кабель имеет два проводника и его нетрудно представить в виде двухпроводной линии, то волновод с точки зрения обычного электропроводника имеет только один «провод». Наиболее широко на практике используются призматические и цилиндрические волноводы с воздушным заполнением (рис. 3.10). Благодаря отсутствию внутренних проводников напряжение пробоя при одинаковых внешних габаритах у волновода больше, чем у коаксиального кабеля. Кроме того, волноводную линию передачи можно сделать со значительно меньшими технологическими неоднородностями, чем коаксиальный кабель. Поэтому по волноводной линии передачи можно передавать большие мощности, чем по коаксиальному кабелю.

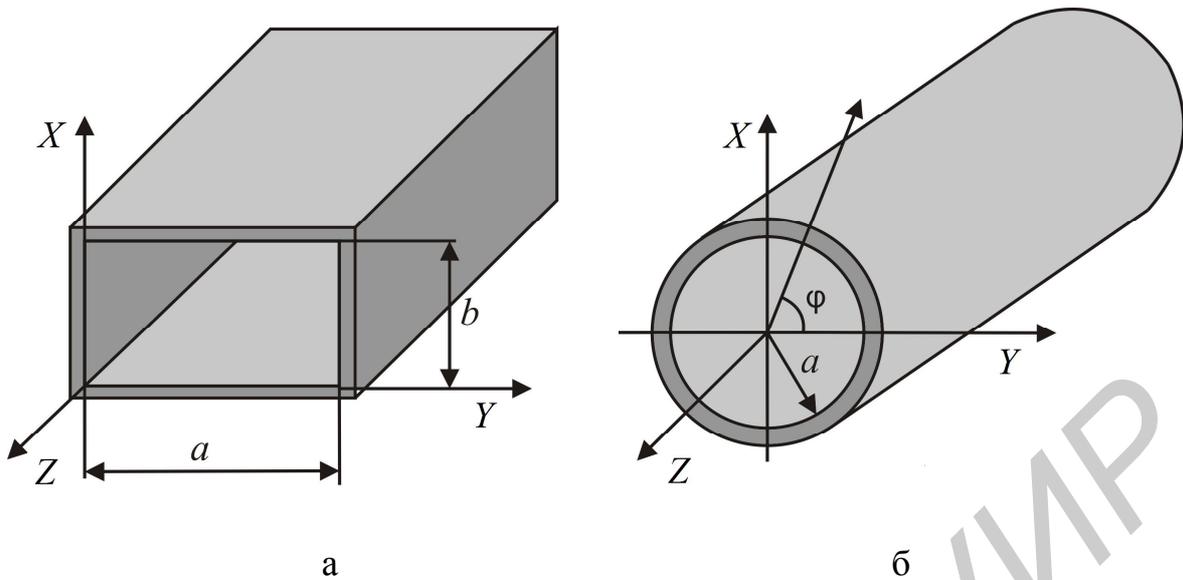


Рис. 3.10. Полые волноводы:
а – призматический; б – цилиндрический

Основным типом волны в призматическом волноводе является волна H_{10} , характеризующаяся одной составляющей электрического поля E_y и двумя составляющими магнитного поля H_x и H_z . Поперечные составляющие ЭМП волны H_{10} описываются выражениями

$$\begin{aligned}
 E_y &= -B \frac{\omega \pi}{a} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta z}; \\
 H_x &= B \frac{\beta \pi}{\mu \mu_0 a} \sin\left(\frac{\pi}{a} x\right) e^{-j\beta z},
 \end{aligned}
 \tag{3.68}$$

где $B = \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{a \mu \mu_0}{v \omega \beta}} P$ – постоянная; P – мощность передаваемых по волноводу колебаний СВЧ; $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ – фазовая постоянная для волны H_{10} ; $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{1 - (\lambda_0 / 2a)^2}}$ – длина волны в волноводе; λ_0 – длина волны колебаний в свободном пространстве.

Постоянная распространения в полых волноводах определяется как

$$\gamma = \sqrt{k_{\text{кр}}^2 - k^2} = j \frac{\omega}{v} \sqrt{1 - (f_{\text{кр}} / f)^2},
 \tag{3.69}$$

где $k = \omega \sqrt{\mu \varepsilon}$ – волновое число для диэлектрика, занимающего безграничное пространство; v – фазовая скорость в диэлектрике.

Критическое значение волнового числа $k_{кр}$ и критическая частота $f_{кр}$ определяются соотношением

$$(k_{кр})_{m,n} = 2\pi(f_{кр})_{m,n} \sqrt{\mu\varepsilon} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2}, \quad (3.70)$$

где m и n определяют тип волны $H_{m,n}$ или $E_{m,n}$.

Из (3.69) видно, что для $f > f_{кр}$ постоянная распространения является чисто мнимой величиной ($\lambda = j\beta$). Фазовая скорость v и длина волны в волноводе λ_B рассчитываются по значению β .

Структура поля и картина поверхностных токов для волны основного типа H_{10} в призматическом волноводе представлена на рис. 3.11.

В табл. 3.3 представлены основные параметры стандартных волноводов прямоугольного сечения.

Таблица 3.3

Стандартные призматические волноводы

| Обозначение | a , мм | b , мм | $f_{кр}$, ГГц | Диапазон частот, ГГц |
|-------------|----------|----------|----------------|----------------------|
| WR-90 | 22,86 | 10,16 | 6,56 | 8,2 – 12,4 |
| WR-75 | 19,05 | 9,53 | 7,87 | 10 – 15 |
| WR-62 | 15,8 | 7,9 | 9,49 | 12,4 – 18 |
| WR-51 | 12,95 | 6,48 | 11,6 | 15 – 22 |
| WR-42 | 10,67 | 4,32 | 14,1 | 18 – 26,5 |
| WR-34 | 8,64 | 4,32 | 17,4 | 22 – 33 |
| WR-28 | 7,11 | 3,56 | 21,1 | 26,5 – 40 |
| WR-22 | 5,69 | 2,84 | 26,3 | 33 – 50 |
| WR-19 | 4,78 | 2,39 | 31,4 | 40 – 60 |
| WR-15 | 3,76 | 1,88 | 39,9 | 50 – 75 |
| WR-12 | 3,10 | 1,55 | 48,4 | 60 – 90 |
| WR-10 | 2,54 | 1,27 | 59,0 | 75 – 110 |
| WR-8 | 2,03 | 1,02 | 73,8 | 90 – 140 |

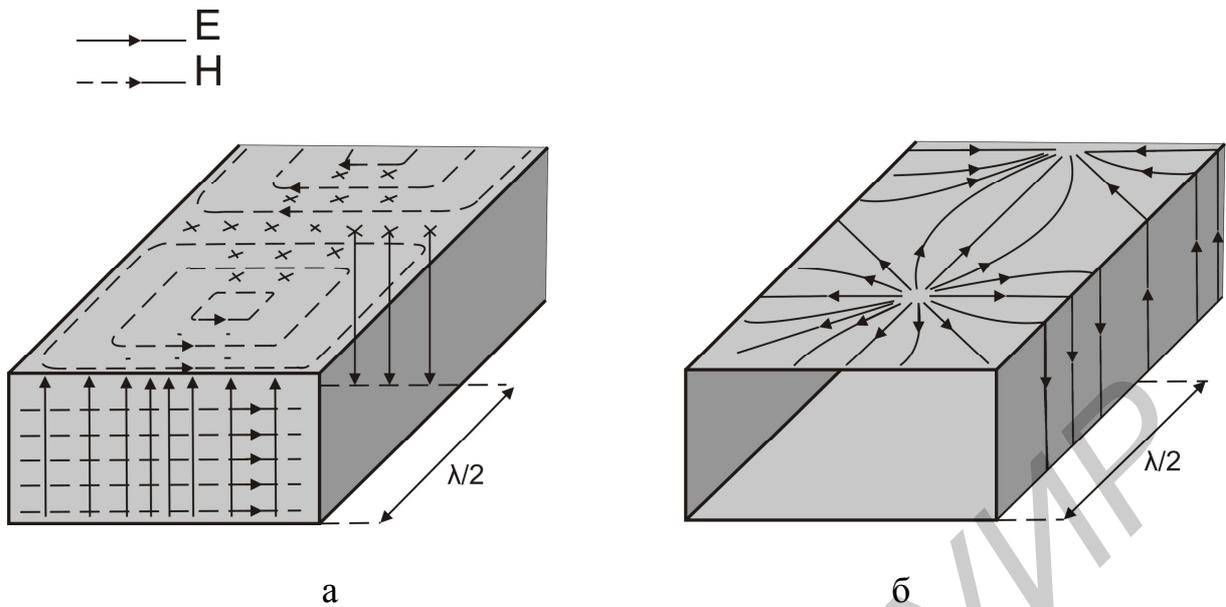


Рис. 3.11. Волна H_{10} :
 а – структура поля; б – картина поверхностных токов

На рис. 3.12. представлены структуры поля в поперечном сечении призматического волновода для основного и ближайших высших типов волн в режиме бегущей волны.

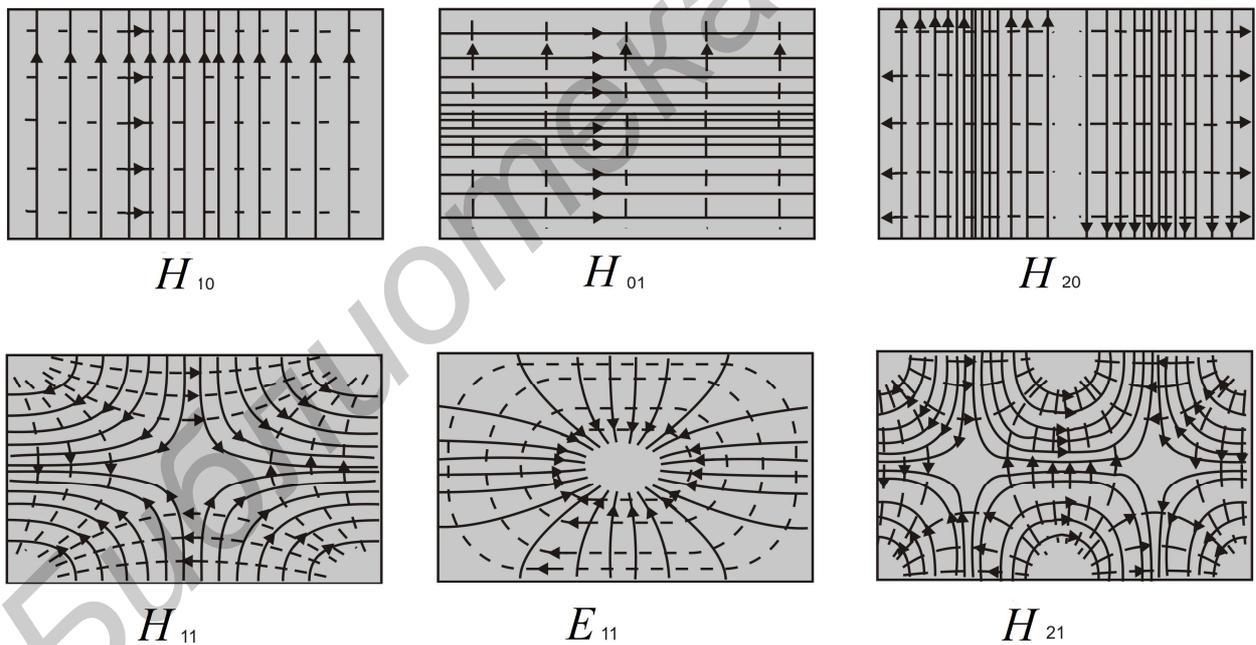


Рис. 3.12. Поперечные структуры поля основного и ближайших высших типов волн в призматическом волноводе

3.3.2.1. Характеристики призматического волновода

Фазовая скорость для основного типа волны в призматическом волноводе вдоль оси Z определяется формулой

$$V_{\Phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}}. \quad (3.71)$$

Хотя фазовая скорость H_{10} в волноводе больше скорости света в вакууме, энергия по волноводу распространяется со значительно меньшей **групповой скоростью**:

$$V_{\text{ГР}} = c\sqrt{1 - (\lambda_0/2a)^2}. \quad (3.72)$$

Из формулы (3.72) следует, что при $\lambda_0 = 2a$ групповая скорость волны равна нулю. Следовательно, по волноводной ЛП может передаваться энергия только тех колебаний СВЧ, для которых справедливо неравенство

$$2a > \lambda_0. \quad (2.73)$$

Волна, распространяющаяся в волноводе, не является T -волной, и поэтому волновое сопротивление не может быть определено однозначно. Для таких структур **волновое сопротивление** Z_0 может быть определено одним из способов – путем использования отношения напряжения к току или значения передаваемой мощности при заданном напряжении (или токе):

$$Z_0(v, i) = \frac{v}{i}, \text{ или } Z_0(W, i) = \frac{2W}{ii^*}, \text{ или } Z_0(W, v) = \frac{v v^*}{2W}, \quad (3.74)$$

где v – максимальное напряжение между нижней и верхней стенками волновода; i – суммарный продольный ток в широкой стенке.

Для линий с T -волной все эти определения идентичны, но для волноводов они приводят к трем различным значениям волнового сопротивления. Все эти значения волнового сопротивления могут быть выражены через удельное волновое сопротивление Z_Z , определяемое отношением поперечных составляющих электрического и магнитного полей. Удельное волновое сопротивление для H -волны определяется формулой

$$Z_Z(H) = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{\eta}{\sqrt{1 - (\omega_{\text{кр}}^2 / \omega^2)}}, \quad (3.75)$$

а для E -волны

$$Z_Z(E) = \beta / (\omega\varepsilon) = \eta\sqrt{1 - (\omega_{\text{кр}}^2 / \omega^2)}, \quad (3.76)$$

где $\eta = 120\pi$ (Ом) – характеристическое сопротивление вакуума.

Все три значения, определяемые формулами (3.74), могут быть выражены через удельное волновое сопротивление:

$$\begin{aligned} Z_0(v, i) &= Z_Z \pi b / (2a), \\ Z_0(W, i) &= Z_Z \pi^2 b / (8a), \\ Z_0 = (W, v) &= Z_Z 2b / a. \end{aligned} \quad (3.77)$$

Затухание в волноводе определяется омическими потерями в материале проводника стенок волновода с учетом скин-эффекта и диэлектрическими потерями в среде заполнения. Обычно в волноводах диэлектрические потери оказываются значительно меньше омических. Для волн различных типов затухание волновода (дБ/м) может быть рассчитано по следующим формулам:

$$(\alpha_{\text{пр}})_{H_{m0}} = \frac{8,686R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_{\text{кр}}/f)^2}} \left[1 + \frac{2b}{a}(f_{\text{кр}}/f)^2 \right], \quad (3.78)$$

$$\begin{aligned} (\alpha_{\text{пр}})_{H_{mn}} &= \frac{17,37R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_{\text{кр}}/f)^2}} \left\{ (1+b/a)(f_{\text{кр}}/f)^2 + [1-(f_{\text{кр}}/f)^2] \times \right. \\ &\times \left. \left[\frac{b}{a} \left(\frac{b}{a} m^2 + n^2 \right) / \left(\frac{b^2 m^2}{a^2} + n^2 \right) \right] \right\} \quad (n \neq 0). \end{aligned} \quad (3.79)$$

$$(\alpha_{\text{пр}})_{E_{mn}} = \frac{17,37R_s}{b\eta\sqrt{1-(f_{\text{кр}}/f)^2}} \left\{ [m^2(b/a)^3 + n^2] / [m^2(b/a)^2 + n^2] \right\}. \quad (3.80)$$

Оптимальное значение затухания по этой формуле получается при равенствах

$$\frac{\lambda_0}{a\sqrt{\varepsilon_1}} = 0,8; \quad b/a = 0,5. \quad (3.81)$$

Графики зависимостей погонного затухания для стандартных призматических волноводов, оперирующих на основном типе волны показаны на рис. 3.13. Несмотря на оптимальность, выбор размеров волноводов из соотношений (3.81) раньше не производился, так как было более важным избавиться от высших типов волн и нежелательной поляризации, чем получить минимальное затухание. Однако в настоящее время в связи с повышением чувствительности радиоприёмных устройств основным элементом, определяющим чувствительность всей радиотехнической системы, становится фидерный (в том числе волноводный) тракт.

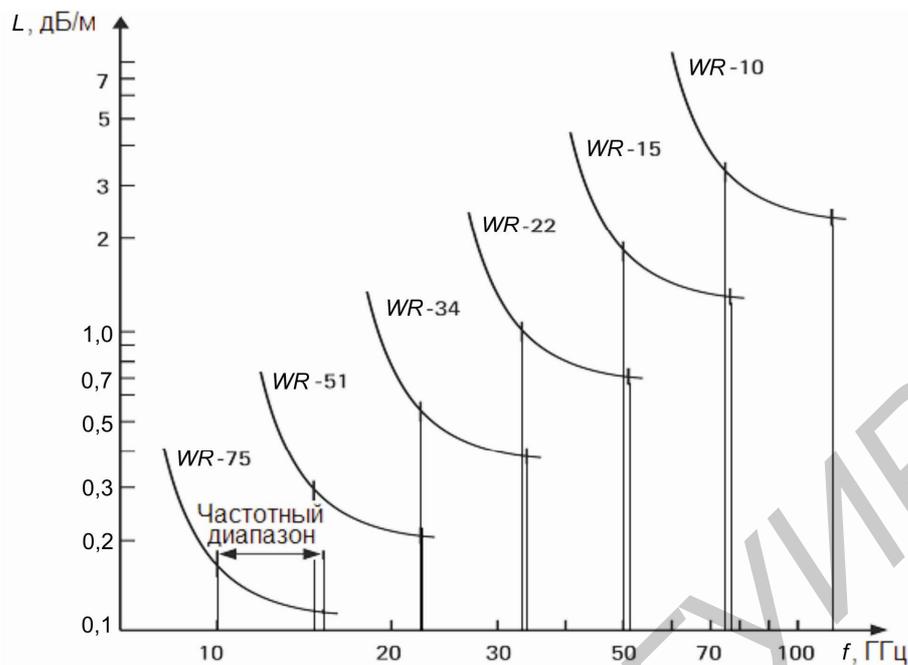


Рис. 3.13. Погонное затухание в стандартных призматических волноводах

По этой причине наметился переход от применения в качестве фидеров волноводов сравнительно малых размеров, обеспечивающих наличие только основной волны (H_{10}), к применению волноводов с большими размерами, в которых возможно существование многих волн, имеющих малое затухание. Например, вместо «стандартного» для трехсантиметрового диапазона размера волновода 40 x 20 (мм) используется волновод с размерами 100 x 50 (мм) со специальными устройствами возбуждения, обеспечивающими передачу энергии СВЧ на основной волне. Такие волноводы называются *многомодовыми*. Для подавления в таких волноводах волн высшего типа применяют, во-первых, специальные фильтры и, во-вторых, волновод делают с высочайшей точностью, чтобы свести к минимуму технологические неоднородности. С другой стороны, в самых прогрессивных конструкциях наметился вообще отказ от использования для связи антенны с маломощными усилителем приемника металлических длинных линий (коаксиальных кабелей и волноводов). Конструкция антенны выполняется таким образом, чтобы эту связь обеспечить с помощью так называемых «лучеводов». Например, современные антенны наземных систем спутниковой связи имеют такую конструкцию, которая позволяет передавать энергию от облучателя антенн к маломощному усилителю в любом положении антенны по законам геометрической оптики с помощью системы специальных зеркал. Эта система зеркал поворачивается вместе с антенной и выполняет функции волноводного тракта. При этом исключаются вращающиеся переходы, что позволяет работать в широком диапазоне частот (например от 4 до 30 ГГц). Потери в современных лучеводах составляют величину 0,2...0,3 дБ.

Рабочая полоса частот волноводной ЛП при работе с одним типом волн

H_{10} определяется размерами волновода, от которых зависят высшие типы волн. Так, размер широкой стенки волновода определяет появление волны H_{20} , для которой должно выполняться условие

$$a \geq \lambda_0. \quad (3.82)$$

Размер узкой стенки волновода определяет появление волны H_{10} . Для того чтобы устранить возможность возникновения волны H_{10} на волнах более длинных, чем волны, на которых возникает волна H_{20} , выбирают размер узкой стенки из условия

$$b \leq \frac{1}{2}a. \quad (3.83)$$

Таким образом, диапазон практически применяемых размеров волноводов при работе с волной H_{10} определяется длиной волны передаваемых колебаний в свободном пространстве λ_0 :

$$\frac{1}{2}\lambda_0 \leq a \leq \lambda_0; \quad b \leq \frac{1}{2}\lambda_0. \quad (3.84)$$

Отсюда нетрудно получить рабочую полосу частот для одномодового волновода:

$$\Delta F_{\text{РАБ}} = \frac{c}{\lambda_{0\text{min}}} - \frac{c}{\lambda_{0\text{max}}} = \frac{1}{2} \frac{c}{a}. \quad (3.85)$$

Рабочая полоса частот у волновода несколько больше, чем у коаксиального кабеля того же размера.

Значительно больше, чем у коаксиального кабеля, и пробивная мощность волновода (при одинаковых габаритах). При воздушном заполнении для обычно принимаемого в диапазоне СВЧ пробивного напряжения воздуха в $3 \cdot 10^4$ В величину пробивной мощности P волны H_{10} рассчитывают по формуле

$$P_{\text{пр}} = 597ab \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{2a}\right)^2}, \quad [\text{кВт}]. \quad (3.86)$$

По волноводу с размерами $a = 6$ см; $b = 3$ см на волне $\lambda_0 = 10$ см можно передавать мощность СВЧ до 5930 кВт, что примерно в 3 раза больше, чем по коаксиальному кабелю, имеющему близкие габариты. Еще большая разница в

величинах рабочих мощностей. Практически считается, что по волноводу можно передавать в 5...10 раз большую мощность СВЧ, чем по коаксиальному кабелю, габариты которого близки к габаритам волновода.

3.3.2.2. Цилиндрический волновод

Конструкция цилиндрического волновода (ЦВ) является наиболее простой и технологичной (рис. 3.10, б). В ЦВ, так же как и призматическом волноводе, могут распространяться волны типа E и H . Семейства волн волновода круглого сечения описываются уравнениями

$$\left. \begin{matrix} E_z \\ H_z \end{matrix} \right\} = D_1 J_n \left(r \sqrt{k^2 + \gamma^2} \right) \begin{matrix} \cos \\ \sin \end{matrix} n \varphi e^{j\omega t - \gamma z}, \quad (3.87)$$

где $J_n(x)$ – функция Бесселя первого рода n -го порядка (n характеризует число вариаций вдоль окружности); r, φ, z – цилиндрические координаты.

Для электрических волн E -типа при $r = a$ продольные составляющие электрического поля вдоль внутренней поверхности должны быть равны нулю ($E_{\varphi} = E_z = 0$), поэтому необходимо, чтобы при $\gamma = j/\beta$ выполнялось условие

$$J_n \left(a \sqrt{k^2 - \beta^2} \right) = 0. \quad (3.88)$$

Обозначим подкоренное выражение аргумента функции Бесселя через

$$k_{\text{кр}} = \sqrt{k^2 + \beta^2} = \frac{2\pi}{\lambda_{\text{кр}}}, \quad (3.89)$$

где $\lambda_{\text{кр}}$ – критическая длина волны в круглом волноводе. Тогда из уравнения (3.88) получаем, что

$$\lambda_{\text{кр}}^{E_{ni}} = \frac{2\pi a}{v_{ni}}, \quad (3.90)$$

где $\lambda_{\text{кр}}^{E_{ni}}$ – критическая длина волны типа E_{ni} ; v_{ni} – i -й корень функции Бесселя n -го порядка.

Таким образом, тип E -волны характеризуется двумя целыми числами n и i , характеризующими число вариаций поля вдоль окружности и по радиусу.

Для магнитных волн (волн H -типа) величина $E_z = 0$ по определению. Величина E_{φ} обращается в нуль только при $r = a$ согласно граничным условиям.

Тогда уравнение для семейства H -волн аналогично (3.88) запишется в виде

$$J'_n\left(a\sqrt{k^2 - \beta^2}\right) = 0. \quad (3.91)$$

Учитывая, что азимутальная составляющая электрического поля для H -волн имеет зависимость

$$E_\varphi = D_2 J'_n\left(r\sqrt{k^2 - \beta^2}\right) \begin{cases} \cos n\varphi, \\ \sin n\varphi, \end{cases} \quad (3.92)$$

где J'_n – производная функция Бесселя n -го порядка; D_2 – постоянная, несложно получить равенство для семейства H -волн:

$$\lambda_{\text{кр}}^{H_{ni}} = \frac{2\pi a}{\mu_{ni}}, \quad (3.93)$$

где H_{ni} – тип H -волны, определяемый целыми числами n и i ; μ_{ni} – i -й корень производной функции Бесселя n -го порядка.

В табл. 3.4 приведены значения корней функции Бесселя и их производных с соответствующими критическими длинами E - и H -типов волн, выраженными через радиус волновода, для наиболее употребительных мод.

Таблица 3.4

Значения критических длин волн наиболее употребительных мод
в цилиндрическом волноводе

| Тип волны | ν_{ni} или μ_{ni} | $\lambda_{\text{кр}}$ |
|-----------|---------------------------|-----------------------|
| H_{11} | $\mu_{ni} = 1,841$ | $3,41a$ |
| E_{01} | $\nu_{ni} = 2,405$ | $2,61a$ |
| H_{21} | $\mu_{ni} = 3,054$ | $2,06a$ |
| H_{01} | $\nu_{ni} = 3,832$ | $1,64a$ |
| E_{11} | $\mu_{ni} = 3,832$ | $1,64a$ |

E - и H -волны более высоких порядков имеют меньшие длины критических волн. Низшей волной в ЦВ является волна H_{11} . Следующая по длине $\lambda_{\text{кр}}$ – волна E_{01} , а затем две волны E_{11} и H_{01} , имеющие одинаковые критические длины волн. *Магнитные и электрические волны, имеющие одинаковые длины критических волн (как для ЦВ, так и для ПВ), называются вырожденными.*

При больших значениях отношения a/λ_0 число возможных типов E - и H -волн в круглом волноводе приблизительно может быть определено формулой

$$M = 10,2 \left(\frac{a}{\lambda_0} \right)^2. \quad (3.94)$$

На рис. 3.14 представлены поперечные структуры поля основного и ближайших высших типов волн в цилиндрическом волноводе.

На практике ЦВ иногда имеют размеры, позволяющие распространяться нескольким типам волн. Если число возможных типов волн небольшое и вместе с тем желательно работать только с одним, то в волновод вставляют специальные пространственные фильтры (фильтры типов волн), подавляющие нежелательные типы волн. Если же число возможных типов волн велико, то никаких мер к подавлению нежелательных типов волн не принимают. ЦВ в этом случае работает в многомодовом режиме.

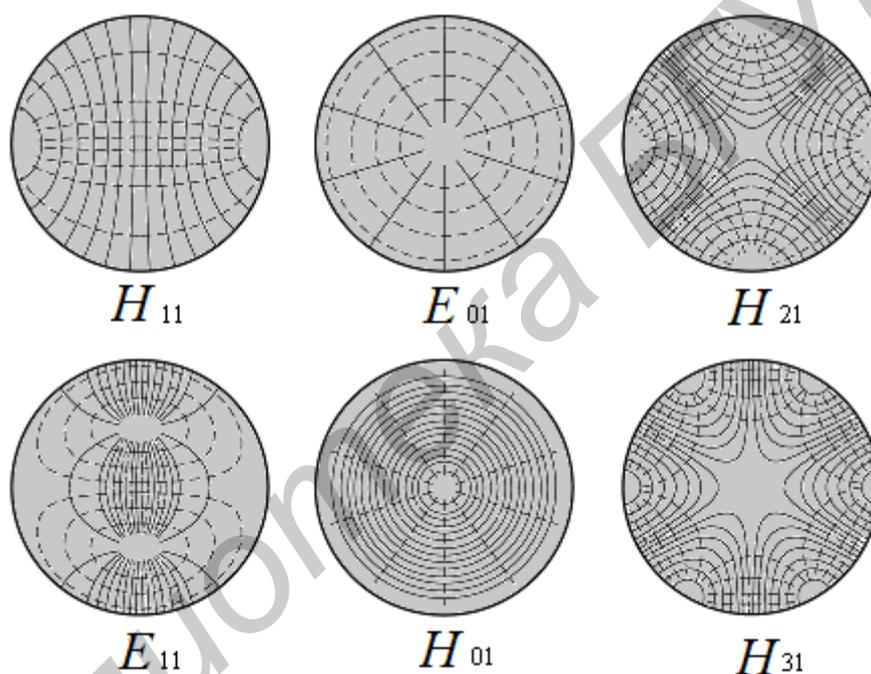


Рис. 3.14. Поперечные структуры поля основного и ближайших высших типов волн в цилиндрическом волноводе

Волновое сопротивление ЦВ при воздушном заполнении определяется

$$Z_0 = \frac{754}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_{\text{кр}}} \right)^2}} \quad (3.95)$$

и может меняться от 0 до больших величин. Для волн H_{11} в круглом волноводе оно всегда больше 754 Ом.

Фазовая скорость волны H_{11} в круглом волноводе определяется по формуле

$$V_{\phi} = \frac{c}{\sqrt{1 - \left(\lambda_0 / \lambda_{\text{кр}}\right)^2}}. \quad (3.96)$$

Для основного типа волны $\lambda_{\text{кр}}^{H_{11}} = 3,41a$.

Затухание (дБ/м), вызванное конечной проводимостью стенок волновода, определяется следующими соотношениями.

Для волны E -типа

$$\alpha_{n,i} = 8,686 \frac{R_s}{a\eta} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_{\text{кр}} / f)^2}}. \quad (3.97)$$

Для волны H -типа

$$\alpha_{n,l} = 8,686 \frac{R_s}{a\eta} \frac{1}{\sqrt{1 - (f_{\text{кр}} / f)^2}} \left\{ (f_{\text{кр}} / f)^2 + \frac{n^2}{(\mu_{ni})^2 - n^2} \right\}. \quad (3.98)$$

Особое внимание при изготовлении круглого волновода, особенно при размерах, допускающих распространение нескольких типов волн, приходится обращать на точность выполнения внутренней поверхности волновода. Это объясняется тем, что незначительные технологические неоднородности будут вызывать появление всех типов волн, затрудняя фильтрацию. Так как медь сравнительно мягкий и дорогой металл, то в последнее время находят применение биметаллические волноводы.

Если волновод заполнен диэлектриком, характеризуемым диэлектрической проницаемостью ε_1 и углом электрических потерь δ_1 , то возникает дополнительное диэлектрическое затухание, рассчитываемое по формуле

$$\alpha_{\text{д}} = \frac{2730 \sqrt{\varepsilon_1} \text{tg} \delta_1}{\lambda_0 \sqrt{1 - 0,0858 \left(\lambda_0 / a \sqrt{\varepsilon_1}\right)^2}} \left[\frac{\text{дБ}}{\text{м}} \right]. \quad (3.99)$$

Рабочая полоса частот ЦВ для волны H_{11} определяется

$$\Delta F_{\text{РБ}} = \frac{c}{\lambda_{\text{КР}}^{E_{01}}} - \lambda \frac{c}{\lambda_{\text{КР}}^{H_{11}}} = 0,0884 \frac{c}{a}. \quad (3.100)$$

Пробивная мощность для цилиндрического волновода рассчитывается по формуле

$$P_{\text{ПР}}^{H_{11}} = 1750a^2 \sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{3,41a}\right)^2}, [\text{кВт}]. \quad (3.101)$$

На рис. 3.15 представлены нормированные (к основному типу волны волновода) спектры собственных волн для ПВ и ЦВ.

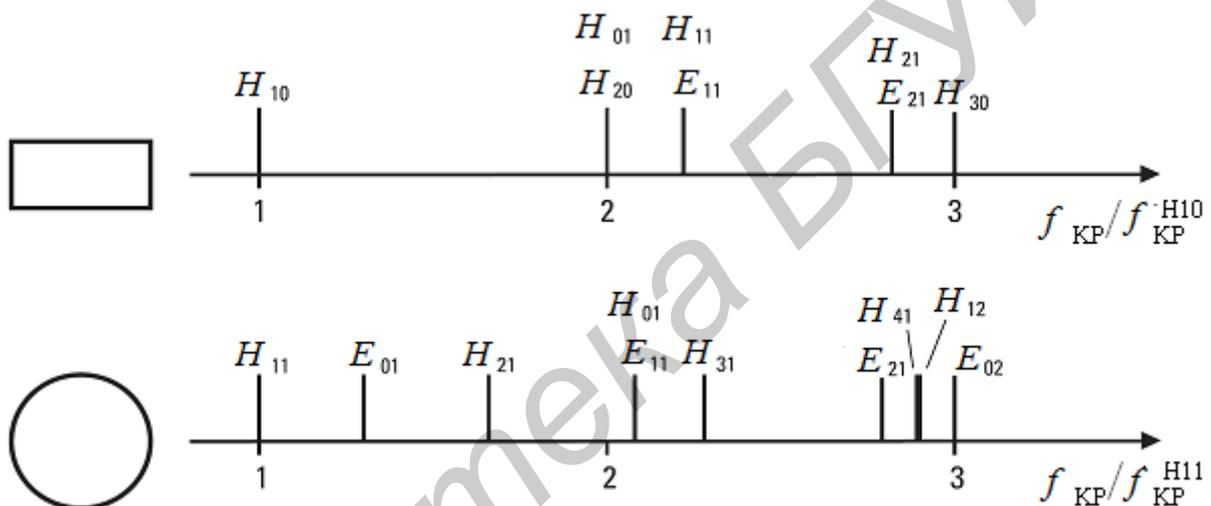


Рис. 3.15. Нормированные частоты отсечки для ПВ и ЦВ

3.3.3. Диэлектрическая линия передачи

Одним из путей снижения потерь в ЛП является использование замедленных поверхностных волн. Значительная часть энергии в поверхностной волне движется в свободном пространстве над замедляющей структурой, и это способствует уменьшению коэффициента затухания. Общим свойством замедленных поверхностных волн является быстрое убывание амплитуд полей при удалении от замедляющих структур (практически по экспоненциальному закону). Степень концентрации поверхностной волны принято характеризовать радиусом поля, описывающим около замедляющей структуры круг, в котором сосредоточено 99 % энергии волны. Радиус поля $R_{\text{П}}$ и коэффициент замедления поверхностной волны $\xi_3 = c/V_{\text{Ф}} - 1$ жестко связаны между собой. Если фазовая скорость поверхностной волны $V_{\text{Ф}}$ приближается к скорости света c ($\xi_3 \rightarrow 0$), радиус поля неограниченно возрастает. Чем больше радиус поля, тем слабее поверхностная волна связана с замедляющей структурой и тем меньше коэф-

коэффициент затухания. Однако большой радиус поля обязывает применять для возбуждения и приема поверхностной волны громоздкие возбудители с поперечным размером, не меньшим радиуса поля. При большом радиусе поля поверхностная волна неустойчива и легко излучается на нерегулярностях, особенно в местах изгибов линий. Поэтому коэффициент замедления и радиус поля приходится выбирать на основе компромисса между требованиями минимального коэффициента затухания волны и ее устойчивости к нерегулярностям линии. Практически радиус поля не должен превышать нескольких длин волн. Наиболее распространены два вида линий с поверхностными волнами – однопроводная линия поверхностной волны (ОЛПВ) и диэлектрическая линия передачи (ДЛП).

ДЛП представляет собой сплошной или полый диэлектрический стержень (рис. 3.16), вдоль которого могут распространяться лишь гибридные волны (имеющие все шесть составляющих электрического и магнитного полей).

В диэлектрических линиях передачи возможно существование двух типов волн, различающихся взаимно ортогональными поляризациями.

Диэлектрические стержни круглого сечения используются редко, так как волны ортогональных поляризаций в таких стержнях имеют одинаковые фазовые скорости и сильно взаимодействуют на нерегулярностях.

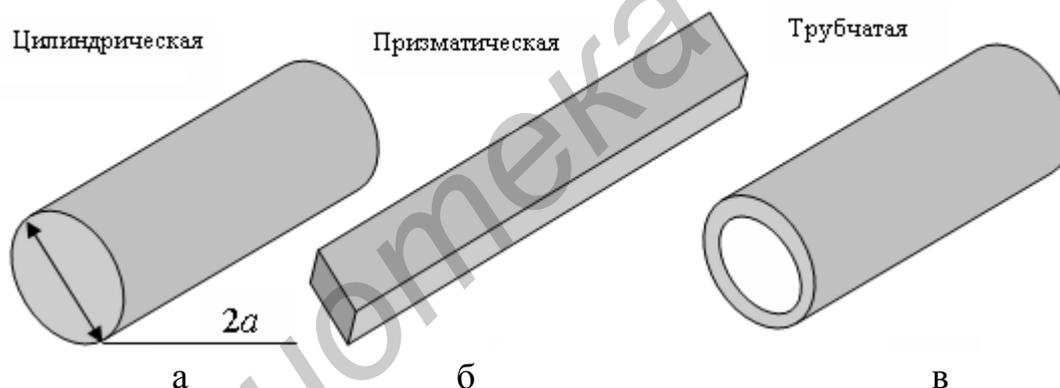


Рис. 3.16. Разновидности диэлектрических линий передачи

Прямоугольное и эллиптическое сечения предпочтительнее, так как ортогональные линейно поляризованные волны при несимметричной форме сечения распространяются с разными фазовыми скоростями и взаимодействуют слабо.

Критическая частота основного гибридного типа волны HE_{11} в диэлектрической ЛП в строгом смысле равна нулю. Вместе с тем при снижении частоты ниже некоторого значения, называемого реальной критической частотой, коэффициент замедления волны настолько уменьшается, что радиус поля увеличивается, и волна становится неустойчивой и затухающей из-за сильного излучения. Реальной критической частоте условно соотносят коэффициент замедления $\xi_3 = 10^{-3}$ и радиус поля, равный примерно $R_{\Pi} \approx 10\lambda_0$.

Удобным обобщенным параметром ДЛП является действующая электрическая площадь сечения

$$S_{\text{д}} = S(\varepsilon_r - 1) / \lambda_0^2, \quad (3.102)$$

где S – геометрическая площадь поперечного сечения стержня; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость.

Расчеты показывают, что диэлектрический стержень с проницаемостью $\varepsilon_r = 1,5 \dots 5$ может служить для передачи энергии при $S_{\text{д}} = 0,07 \dots 0,09$.

Нижняя частота рабочего диапазона для ДЛП может быть определена по формуле

$$F_{\text{Н}} = 0,9c / (2\pi a \sqrt{\varepsilon_r - 1}). \quad (3.103)$$

Верхняя рабочая частота устанавливается из условия одномодового режима работы. Ближайшими высшими типами волн являются волны типа H_{01} и E_{01} . Эти волны обладают круговой симметрией поля и имеют граничную частоту, которая и определяет верхнюю границу рабочего диапазона:

$$F_{\text{В}} = 2,405c / (2\pi a \sqrt{\varepsilon_r - 1}). \quad (3.104)$$

Коэффициент затухания ДЛП, обусловленный потерями в стержне, определяется по формуле

$$\alpha = \alpha_{\text{д}} K_S, \quad (3.105)$$

где $\alpha_{\text{д}}$ – коэффициент затухания плоской волны в безграничной диэлектрической среде; K_S – безразмерный структурный коэффициент, изменяющийся монотонно от 0 при малых $S_{\text{д}}$ до 1 при больших $S_{\text{д}}$.

При малых коэффициентах замедления $\xi_3 = 10^{-3} \dots 10^{-2}$ коэффициент затухания поверхностной волны в 100 ... 10 раз меньше, чем для случая безграничной диэлектрической среды. Радиус поля составляет при этом несколько длин волн, и ДЛП не может подвергаться изгибам с радиусами даже в несколько десятков или сотен λ_0 . При использовании полиэтиленового стержня ($\varepsilon_r = 2,25$; $\text{tg} \delta = 2 \cdot 10^{-4}$) на миллиметровых волнах достижимы коэффициенты затухания 0,03 ... 0,1 дБ/м, т. е. на порядок меньше коэффициента затухания прямоугольного металлического волновода того же диапазона. В области замедления $\xi_3 = 0,1 \dots 0,3$ коэффициент затухания в ДЛП практически соответствует коэффициенту затухания плоской волны в безграничной диэлектрической среде. Радиус поля примерно вдвое превышает диаметр стержня и линия передачи может изгибаться с радиусом изгиба $R_{\text{изг}} \approx 10\lambda_0$.

Допустимая мощность ДЛП довольно велика, так как волна распространяется широким волновым пучком, диаметр которого имеет порядок $2R_{\text{П}}$. Напряженность поля максимальна на границе раздела стержня и воздуха, что определяет предельную мощность по электрической прочности. Для оптимального диапазона

$$P_{\text{пр}} \approx 10a [\text{см}], \text{ МВт.} \quad (3.106)$$

Номинальная мощность определяется допустимым нагревом диэлектрика и, следовательно, обратно пропорциональна коэффициенту затухания:

$$P_{\text{ном}} = (10^{-2} / \text{tg} \delta) a^{1.5} [\text{см}], \text{ МВт.} \quad (3.107)$$

Наряду с ДЛП применяются линии передачи поверхностных волн в виде комбинации диэлектрических стержней и металлических плоскостей. Три варианта таких линий показаны на рис. 3.17. В двух из них (рис. 3.17, а, б) используются диэлектрические стержни на поверхности металлического экрана. Структуры полей в этих линиях с учетом зеркальных изображений в экранах соответствуют обычным ДЛП. *Наличие экрана обеспечивает устойчивую поляризацию передаваемой волны.* На частотах порядка 70 ГГц диэлектрические линии с экраном обладают коэффициентами затухания $\alpha = 0,015 \dots 0,2 \text{ дБ/м}$.

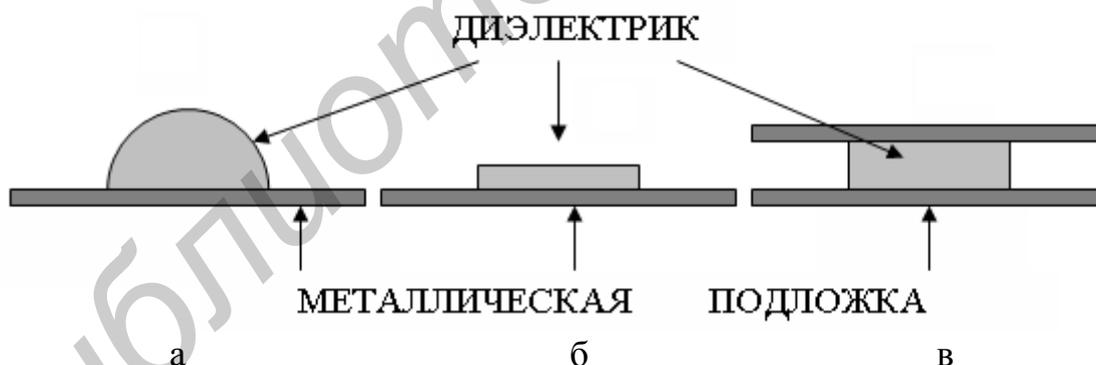


Рис. 3.17. Разновидности диэлектрических волноводов для передачи миллиметровых волн

В третьей ЛП (рис. 3.17, в) прямоугольный диэлектрический стержень располагается между двумя параллельными металлическими пластинами. Образуемая замедленная гибридная волна не создает продольных составляющих электрического тока в металлических пластинах, и поэтому наблюдается уменьшение потерь в металлических пластинах с ростом частоты. Амплитуда поля такой волны быстро спадает по экспоненциальному закону при удалении от диэлектрического стержня. Это позволяет ограничить поперечный размер металлических пластин и сделать ЛП компактной.

3.3.4. Волоконные световоды

3.3.4.1. Конструкции световодов

При переходе в субмиллиметровый и оптический диапазоны волн традиционные типы линий передачи становятся непригодными из-за роста потерь, резкого уменьшения передаваемой мощности и трудностей изготовления. Поэтому освоение субмиллиметрового и оптического диапазонов привело к созданию новых типов ЛП – *лучевых волноводов* и *волоконных световодов*.

Волоконный световод (ВС) представляют собой диэлектрический волновод (ДВ), который используется для передачи световых сигналов микроволнового диапазона волн от 0,8 до 1,6 мкм. В настоящее время используются в основном волны длиной 0,7...1,6 мкм и ведутся работы по освоению ближнего инфракрасного диапазона: 2; 4; 6 мкм. Конструкция диэлектрического волновода в общем случае показана на рис. 3.18, а. Конструктивно волновод характеризуется диаметром $2a$ и зависимостью коэффициента вдоль его радиуса $n(r)$. В зависимости от изменения функции $n(r)$ вдоль радиуса различают типы диэлектрических волноводов, некоторые из них приведены на рис. 3.18.

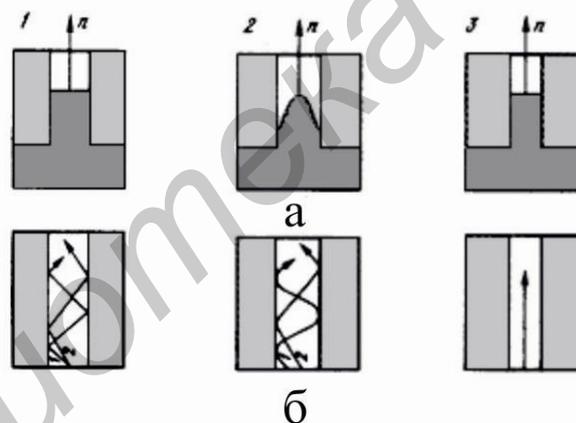


Рис. 3.18. Оптические волокна:

а – профиль показателя преломления; б – прохождение луча;
1 – ступенчатые; 2 – градиентные; 3 – одномодовые

Вследствие незначительности диаметра ВС получили название «оптические волокна». Теория распространения волн в диэлектрических волноводах показывает, что в них могут распространяться различные типы волн:

- симметричные поперечно-магнитные E_{0m} и поперечно-электрические H_{0m} , у которых имеется только одна поперечная составляющая;
- гибридные несимметричные HE_{0m} и EH_{0m} , у которых имеются одновременно две поперечные составляющие.

ВС выполнен в виде тонкого стеклянного волокна цилиндрической фор-

мы. Обычно ВС имеет двухслойную конструкцию и состоит из сердцевины и оболочки с разными оптическими характеристиками (показателями преломления n_1 и n_2). Сердцевина служит для передачи электромагнитной энергии. Назначение оболочки состоит в создании лучших условий отражения на границе «сердцевина – оболочка» и защите от излучения энергии в окружающее пространство. Снаружи располагается защитное покрытие для предохранения волокна от механических воздействий и нанесения расцветки. Сердцевина и оболочка изготавливаются из кварца SiO_2 , покрытие – из эпоксиакрилата, фторопласта, нейлона, лака и других полимеров.

Оптические волокна классифицируются на **одномодовые** и **многомодовые**. Последние подразделяются на *ступенчатые* и *градиентные*. Одномодовые волокна имеют тонкую сердцевину (6...8 мкм), и по ним передается одна волна; по многомодовым (сердцевина 50 мкм) распространяется большое число волн. Наилучшими параметрами по пропускной способности и дальности обладают одномодовые волокна. У ступенчатых световодов показатель преломления в сердечнике постоянен, имеется резкий переход от n_1 сердцевины к n_2 оболочки, и лучи зигзагообразно отражаются от границы «сердечник – оболочка».

Градиентные световоды имеют непрерывное плавное изменение показателя преломления в сердцевине по радиусу световода от центра к периферии, и лучи распространяются по волнообразным траекториям. Показатель преломления сердцевины меняется вдоль радиуса по закону показательной функции

$$n(r) = n_0 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^U \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (3.108)$$

где $n(r)$ – максимальное значение показателя преломления на оси волокна, т. е. при $r = 0$; U – показатель степени, описывающей профиль изменения показателя преломления:

$$\Delta = \frac{(n_1^2 - n_2^2)}{2n_1^2} \approx \frac{(n_1 - n_2)}{n_1} = 0,003 - 0,01. \quad (3.109)$$

На практике чаще всего применяются световоды с параболическим профилем. В этом случае $U = 2$ и соответственно уравнение (3.108) принимает вид

$$n(r) = n_0 \left[1 - 2\Delta \left(\frac{r}{a} \right)^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3.110)$$

Если принять $U = \infty$, то получим известное значение n ступенчатого световода:

$$n_2 = n_1(1 - \Delta). \quad (3.111)$$

На основе ВС строятся волоконно-оптические линии связи (ВОЛС). Такие линии связи обладают рядом преимуществ, важнейшими из которых являются:

- малые габариты и масса (оптическое волокно длиной 1 км, диаметром 100 мкм весит примерно 1 г);
- простота прокладки линий связи;
- отсутствие устройств (типа свинцовых оболочек) для защиты от внешних электромагнитных и гальванических влияний;
- невозможность перехвата сообщений, передаваемых по оптической линии связи, радиоразведывательными методами и др.

Для оптического диапазона волн ($\lambda = 1$ мкм) обычно применяется многомодовый режим работы диэлектрического волновода. Число мод может быть очень большим. Так, для двухслойного волновода (рис. 3.18, а) число типов волн M определяется как

$$M = 0,375\nu^{1,84}, \quad (3.112)$$

где $\nu = 2\pi \frac{a}{\lambda_0} \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$ – характеристическая частота волновода; λ_0 – длина волны колебания в свободном пространстве; n_1 – коэффициент преломления материала сердечника волновода; n_2 – коэффициент преломления оболочки волновода.

При $a = 100$ мкм; $\lambda = 1$ мкм; $n_1^2 - n_2^2 = 0,02n^2$ и $n = 3$ число мод $M = 10637$.

3.3.4.2. Характеристики оптических волокон

Понятия «волновое сопротивление», введенное для ЛП с одним типом волны, в оптических волноводах не используется. Процесс передачи энергии СВЧ (оптического диапазона) рассматривается с позиций геометрической оптики. Несмотря на то что электродинамические методы позволяют получить в общем виде решения для многомодовых волноводов, учитывающих связи и взаимодействие мод, эти методы фактически оказываются бесполезными на этапе получения окончательных решений. Для оценки возможности соединения оптического волновода с источником сигнала и оптических волноводов друг с другом вместо «волнового сопротивления» применяют понятие «апертуры» – т. е. семейства углов, при которых падающий на торец оптического волокна световой луч распространяется вдоль волокна. Для двухслойного оптического волновода предельный угол, при котором угол γ_2 (рис. 3.19) равен 90° , определяется уравнением

$$n_0 \sin U_{0m} = n_1 \sin U_{1m} = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}, \quad (3.113)$$

где n_0, n_1, n_2 – коэффициенты преломления внешней среды (откуда падает излучение на волокно), сердечника и оболочки волокна; U_{0m} – предельный угол падения на торец волновода; U_{1m} – предельный угол преломления.

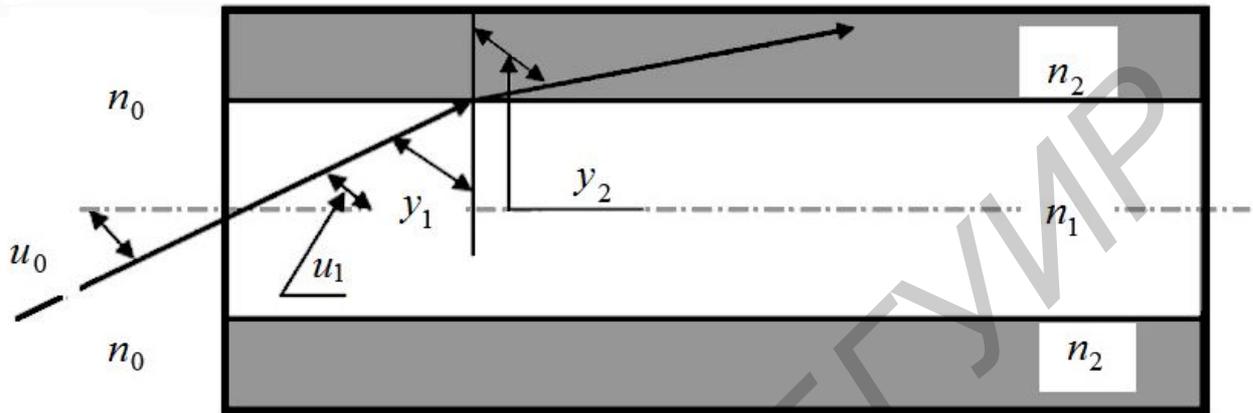


Рис. 3.19. Определение апертуры в двухслойном оптическом волноводе

Величина

$$A = n_0 \sin U_{0m} \quad (3.114)$$

называется числовой апертурой.

Согласование оптических волноводов производится устройствами, обеспечивающими равенство $n_0 = n_1$, в этом случае

$$\sin U_{0m} = \sqrt{1 - \left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2}. \quad (3.115)$$

Фазовые скорости многочисленных мод в оптическом волноводе близки к скорости света в материале, из которого он выполнен. Поэтому, несмотря на некоторое их различие, можно считать для оптического волокна

$$V_{\Phi} = \frac{c}{n_1}, \quad (3.116)$$

так как основная часть энергии распространяется по сердечнику.

Потери мощности имеют принципиальный характер для применения оптических волокон для линий связи. Потери зависят в основном от поглощения и рассеяния оптической энергии в материале волновода. Кроме того, имеют ме-

сто и специфические потери для данного типа волновода, например, распределение энергии между сердечником и оболочкой. Поглощение оптической энергии в материале волокна обусловлено собственными потерями в диэлектрике, поглощением энергии атомами примеси и поглощением энергии дефектами атомарной структуры материала. Потери энергии за счет рассеяния обусловлены флюктуациями показателя преломления, возникающими вследствие тепловых флюктуаций в жидкой фазе материала и сохраняющимися при затверждении, флюктуациями концентраций окислов, добавляемых в стекло для повышения показателя преломления, и флюктуациями, обусловленными некачественной технологией приготовления стеклянной массы.

Важнейшая проблема оптической связи – создание оптических волокон (ОВ) с малыми потерями. В качестве исходного материала для изготовления ОВ используется кварцевое стекло (SiO_2), которое является хорошей средой для распространения световой энергии. Однако, как правило, стекло содержит большое количество посторонних примесей, таких как металлы (железо, кобальт, никель, медь) и гидроксильные группы (OH). Эти примеси приводят к существенному увеличению потерь за счет поглощения и рассеяния света. Для получения ОВ с малыми потерями и затуханием необходимо избавиться от примесей, чтобы было химически чистое стекло.

В настоящее время наиболее распространен метод создания ОВ с малыми потерями путем химического осаждения из газовой фазы. Достоинством данного способа является не только получение ОВ с сердечником из химически чистого кварца, но и возможность создания градиентных волокон с заданным профилем показателя преломления. Это осуществляется за счет применения легированного кварца с присадкой титана, германия, бора, фосфора или других реагентов. В зависимости от применяемой присадки показатель преломления волокна может изменяться. Так, германий увеличивает, а бор уменьшает показатель преломления. Подбирая рецептуру легированного кварца и соблюдая определенный объем присадки в осаждаемых на внутренней поверхности трубки слоях, можно обеспечить требуемый характер изменения n_r по сечению сердечника волокна.

Сложность явлений, обуславливающих поглощение не позволяет выразить в аналитическом виде коэффициент затухания. Поэтому на практике затухание оптического волновода вносится в паспорт оптического волокна и используется при расчете длинных линий. Наиболее часто задают затухание оптического волокна в виде зависимости

$$\alpha = \varphi(\lambda). \quad (3.117)$$

Дисперсия и пропускная способность ΔF являются наряду с затуханием важнейшими параметрами ВОЛС. Пропускная способность определяет полосу частот, пропускаемую световодом, и соответственно объем информации, который можно передать по ВС.

В предельном идеализированном варианте по ВС возможна организация огромного числа каналов на большие расстояния, но фактически имеются значительные ограничения. Это обусловлено тем, что сигнал на вход приемного устройства приходит размытым, искаженным, притом чем длиннее линия, тем больше искажается передаваемый сигнал.

Данное явление носит название дисперсии и обусловлено различием времени распространения различных мод в световоде и наличием частотной зависимости показателя преломления. *Дисперсия* – это рассеяние во времени спектральных или модовых составляющих оптического сигнала. Дисперсия приводит к увеличению длительности импульса при прохождении по ВС. Расширение импульса Δt определяется как квадратичная разность длительности импульсов на выходе и входе:

$$\tau = \sqrt{t_{\text{ВЫХ}}^2 - t_{\text{ВХ}}^2}, \quad (3.118)$$

причем значения $t_{\text{ВЫХ}}$ и $t_{\text{ВХ}}$ берутся на уровне половины амплитуды импульсов. Связь между величиной расширения импульсов и полосой частот, передаваемых по ВС, приближенно выражается соотношением $\Delta F \approx 1/\tau$. Так, если $\tau = 20$ нс/км, то $\Delta F = 50$ МГц. Дисперсия не только ограничивает частотный диапазон использования световодов, но и существенно снижает дальность передачи по ВС, так как чем длиннее линия, тем больше проявляется дисперсия и больше уширение импульса. Пропускная способность ВОЛС существенно зависит от типа ВС (одномодовые, многомодовые, градиентные), а также от типа излучателя (лазер, светодиод).

Причинами возникновения дисперсии являются некогерентность источников излучения, искажения спектра и существование большого количества мод. В первом случае дисперсия называется **хроматической** (частотной). Она делится на материальную и волноводную (внутримодовую дисперсию). **Волноводная дисперсия** обусловлена процессами внутри моды и характеризуется зависимостью коэффициента распространения моды от длины волны $\gamma = \varphi_1(\lambda)$. **Материальная дисперсия** обусловлена зависимостью показателя преломления от длины волны $n = \varphi_2(\lambda)$. Во втором случае дисперсия называется модовой и обусловлена наличием большого количества мод, время распространения которых различно $t = \varphi_3(\lambda)$.

В геометрической интерпретации соответствующие модам лучи идут под разными углами, проходят различный путь в сердцевине волокна и, следовательно, поступают на вход приемника с различной задержкой. Результирующее значение расширения импульсов за счет модовой τ_t , материальной τ_n и волноводной τ_γ дисперсий

$$\tau = \sqrt{\tau_i^2 + (\tau_n + \tau_\gamma)^2}. \quad (3.119)$$

С учетом реального соотношения вкладов отдельных видов дисперсий для многомодовых волокон расширение импульсов $\tau = \tau_i$, а для одномодовых волокон $\tau = \tau_n + \tau_\gamma$.

Величина расширения импульса в многомодовых волокнах за счет модовой дисперсии, которая характеризуется временем нарастания сигнала и определяется как разность между самым большим и самым малым временем прихода в сечение световода на расстояние l от начала, может быть рассчитана для ступенчатого и градиентного световода соответственно по формулам

$$\tau_i^2 = \frac{\Delta n_1 \sqrt{l} l_c}{c} \text{ и } \tau_i^2 = \frac{\Delta n_2 \sqrt{l} l_c}{c}, \quad (3.120)$$

где l – длина линии; c – скорость света; l_c – длина связи мод, при которой наступает установившийся режим (5...7 км для ступенчатого и 10...15 км для градиентного волокон); $\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1}$.

Соответственно пропускная способность градиентного световода в $2/\Delta$ раз меньше, чем ступенчатого при одинаковых значениях Δ . Учитывая, что, как правило, $\Delta = 1\%$ различие пропускной способности указанных световодов может достигать двух порядков.

Для расчета τ можно воспользоваться упрощенными формулами:

$$\tau_n = \Delta \lambda \Delta M(\lambda) \text{ и } \tau_\gamma = \Delta \lambda \Delta B(\lambda), \quad (3.121)$$

где $\Delta \lambda$ – ширина спектральной линии источника излучения, равная 0,1...4 нм для лазера и 15...80 нм для световода; l – длина линии; $M(\lambda)$ и $B(\lambda)$ – удельные материальная и волноводная дисперсии соответственно.

Удельные дисперсии выражаются в пикосекундах на километр (длины световода) и нанометр (ширины спектра). Зависимости материальной и волноводной дисперсий для кварцевого стекла приведены на рис. 3.20.

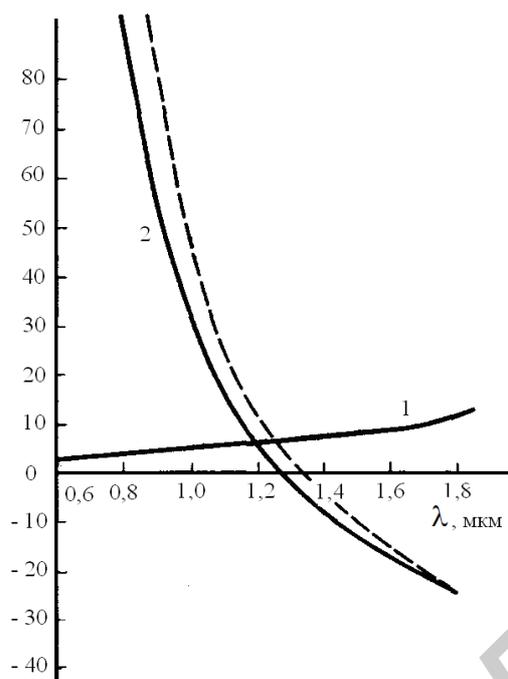


Рис. 3.20. Удельные значения дисперсий в одномодовых волокнах при различных длинах волн:

1 – волноводная; 2 – материальная; 3 – результирующая

Из рис. 3.20 видно, что с увеличением длины волны τ_n уменьшается и проходит через нуль, а τ_γ медленно растет. Вблизи $\lambda \approx 1,35$ мкм происходит их взаимная компенсация и результирующая дисперсия приближается к нулевому значению. Поэтому длина волны 1,35 мкм получает широкое применение в одномодовых системах передачи. Однако по затуханию предпочтительнее волна 1,55 мкм, и для достижения минимума дисперсии в этом случае приходится варьировать профилем показателя преломления и диаметром сердцевины. При сложном профиле типа *W* и трехслойном световоде можно и на длине волны 1,55 мкм получить минимум дисперсионных искажений.

Сравнивая дисперсионные характеристики различных световодов, можно отметить, что лучшими обладают одномодовые световоды. Хорошие характеристики также у градиентных световодов с плавным изменением показателя преломления. Наиболее резко дисперсия проявляется у ступенчатых многомодовых световодов.

Рассмотрим пропускную способность ВС. В электрических кабелях с медными проводниками (симметричных и коаксиальных) полоса пропускания и дальность связи в основном лимитируются затуханием и помехозащищенностью цепей. Оптические кабели принципиально не подвержены электромагнитным воздействиям и обладают высокой помехозащищенностью, поэтому параметр помехозащищенности не является ограничивающим фактором. В ВС полоса пропускания и дальность связи лимитируются затуханием и дисперсией.

В табл. 3.5 приведены дисперсионные свойства различных типов ВС. Затухание ВС растет по закону \sqrt{f} .

Дисперсионные свойства различных типов ВС

| Вид дисперсии | Величина дисперсии световода | | |
|---------------|------------------------------|-----------------|----------------------|
| | многомодового | | одномодового |
| | ступенчатого | градиентного | |
| Волноводная | Малое значение | | Взаимная компенсация |
| Материальная | 2...5 нс/км | 0,1...0,3 нс/км | Малые значения |
| Межмодовая | 30...50 нс/км | 2...4 нс/км | - |
| Полоса частот | Десятки мегагерц | Сотни мегагерц | Тысячи мегагерц |

В широкой полосе частот затухание весьма стабильное, но на очень высоких частотах возрастает за счет дисперсии. Поэтому дисперсия и определяет ширину полосы пропускания частот. Полоса пропускания одномодовых световодов существенно больше, чем ступенчатых и градиентных.

На рис. 3.21 показан характер зависимостей дисперсии и пропускной способности оптических кабелей (ОК) от длины линии. Дисперсия приводит как к ограничению пропускной способности ОК, так и к снижению дальности передачи по ним (l).

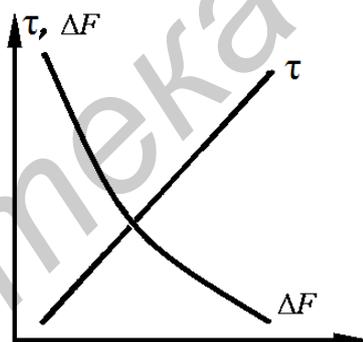


Рис. 3.21. Зависимости дисперсии ϕ и пропускной способности ΔF ВС от длины линии

Полоса частот и дальность передачи l взаимосвязаны. Соотношение между ними выражается формулами:

– для коротких линий $l \leq l_c$, у которых расширение импульсов с длиной растет линейно:

$$\Delta F_x = \Delta F / l_x, \quad (3.122)$$

– для длинных линий $l \geq l_c$, у которых действует закон \sqrt{l} изменения величины ширины импульсов:

$$\Delta F_x = \frac{\Delta F}{\sqrt{l_x l_c}}, \quad (3.123)$$

где ΔF – дисперсия на 1 км; ΔF_x – искомое значение дисперсии; l_x – длина линии; l_c – длина линии устанавливающего режима (5...7 км для ступенчатого и 10...15 км для градиентного волокна).

Предельные мощности, передаваемые по оптическому волноводу, определяются вынужденным комбинационным рассеянием, которое наступает вследствие нелинейных процессов при больших мощностях порядка нескольких ватт. Так как для передачи связанных сигналов применяются обычно значительно меньшие мощности, то параметр «предельная мощность» для оптического волновода, используемого для создания линий связи, не является критическим. Оптические волокна, используемые для связи, группируются для повышения прочности в оптические кабели.

3.3.5. Интегральные полосковые линии передачи

3.3.5.1. Симметричная микрополосковая линия

Симметричная полосковая линия (СПЛ) (рис. 3.22, а), с одной стороны, является простейшей по конструкции и исторически, по-видимому, первой из изученных ЛП. СПЛ представляла собою основную конструкцию для ОИС: ее экраны в ОИС – суть межэтажные перекрытия. Однако несмотря на свою «простоту», СПЛ, строго говоря, представляет собою *открытую электродинамическую* структуру.

Вместе с тем для основной ТЕМ-волны в целом ряде практических случаев вполне достаточно квазистатической модели или подходов типа методов физической теории дифракции. Впрочем, квазистатическое решение может служить «нулевым» приближением некоторого итерационного или вариационного подхода, существенно сокращающего время расчета и (или) проектирования как ЛП, так и БЭ, на ее основе выполненных. Также неплохие результаты дает «закрытая» модель СПЛ, когда размеры ЛП в поперечном направлении (ось x) ограничиваются вертикальными «магнитными» стенками (на рис. 3.22, б) они показаны линиями с крупной штриховкой).

Гораздо более сложным является анализ высших типов волн СПЛ, хотя схема СПЛ и имеет простую *ключевую* (полубесконечную) структуру.

В простейшем случае СПЛ представляет собой тонкую металлическую полосу конечной ширины t , расположенную между двумя параллельными металлическими пластинами на одинаковом расстоянии от каждой из них. Зазор между полоской и заземленными пластинами по конструктивным соображениям (жесткость крепления, устойчивость по отношению к вибрациям и т.п.) и с целью сокращения размеров заполняется твердым магнитоэлектриком ($\epsilon > 1$, $\mu > 1$) с достаточно высоким значением показателя преломления $\sqrt{\epsilon\mu}$. Долгое

время основным недостатком СПЛ считались большие омические и диэлектрические потери (малая погонная добротность), однако за последние годы удалось резко снизить потери в металле и диэлектрике за счет новой технологии изготовления материалов, и поэтому роль СПЛ в ИС для СВЧ и КВЧ вновь возрастает. С другой стороны, СПЛ является, по существу, одним из основных типов линий в ОИС – по своей конструкции ОИС «ближе» всего к СПЛ. Основным типом волны, распространяющейся вдоль СПЛ, является поперечная электромагнитная T -волна, фазовая скорость которой $v_{\phi} = c/\sqrt{\epsilon}$ (c – скорость света в вакууме; ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость однородного материала, полностью заполняющего поперечное сечение СПЛ).

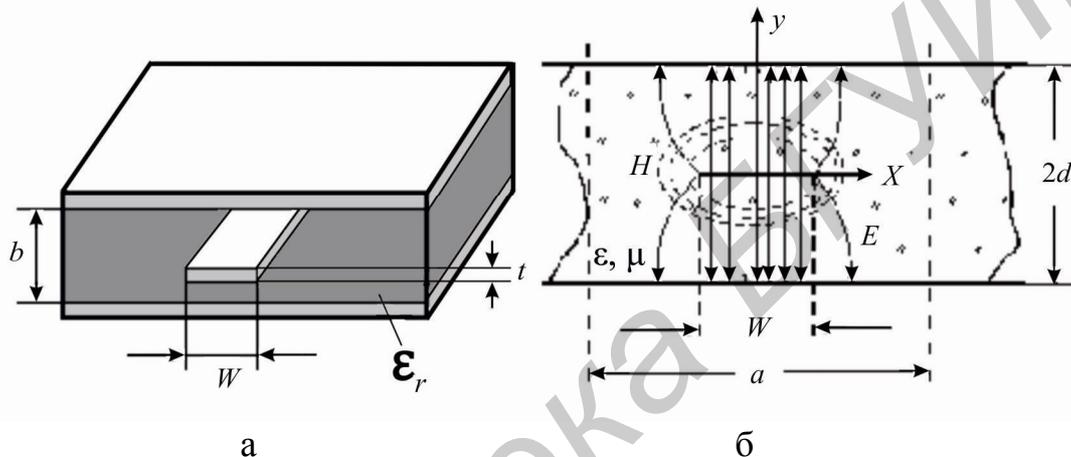


Рис. 3.22. Симметричная полосковая линия с однородным магнитодиэлектрическим заполнением поперечного сечения и структура поля основной ТЕМ-волны

Волновое сопротивление. Наиболее точный расчет сопротивления симметричной ПЛ производится по следующей приближенной формуле:

$$Z_0 \sqrt{\epsilon_r} = 30 \ln \left\{ 1 + \frac{4}{\pi} \frac{b-t}{W'} \left[\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} + \sqrt{\left(\frac{8}{\pi} \frac{b-t}{W'} \right)^2 + 6,27} \right] \right\}, \quad (3.124)$$

где

$$\frac{W'}{b-t} = \frac{W}{b-t} + \frac{\Delta W}{b-t};$$

$$\frac{\Delta W}{b-t} = \frac{x}{p(1-x)} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \ln \left[\left(\frac{x}{2-x} \right)^2 + \left(\frac{0,0796x}{W/b + 1,1x} \right)^m \right] \right\};$$

$$m = 2 \left[1 + \frac{2}{3} \frac{x}{1-x} \right]^{-1}; \quad x = t/b;$$

W , t – ширина и толщина центральной полоски; b – расстояние между внешними полосками.

Для $W'/(b-t) < 10$ погрешность расчета (3.124) составляет не более 0,5 %.

При расчете, конструировании и оптимизации устройств на симметричных ПЛ необходимо получить уравнения, позволяющие определить ширину полоски W для заданного волнового сопротивления линии с параметрами b , ε_r и t .

Потери в СПЛ. Суммарные потери полосковой линии, определяющиеся коэффициентом затухания α , как и для других типов линий передачи, могут быть разделены на две составляющие – потери в проводниках и в диэлектрике.

Потери в проводниках определяются возрастанием индуктивности, обусловленным проникновением магнитного поля в проводник:

$$\alpha_{\text{пр}} = \frac{0,0231 R_S \sqrt{\varepsilon_r}}{Z_0} \left[\frac{\partial Z_0}{\partial b} - \frac{\partial Z_0}{\partial W} - \frac{\partial Z_0}{\partial t} \right], \quad (3.125)$$

где $R_S = \sqrt{\pi f \mu_0 \rho}$ – поверхностное сопротивление проводника, Ом/м; ρ – удельное сопротивление проводника.

Как видно, потери в проводниках для заданного значения волнового сопротивления Z_0 возрастают пропорционально квадратному корню из значения частоты (в соответствии с частотной зависимостью R_S).

Потери в диэлектрике ПЛ определяются как

$$\alpha_{\text{д}} = 27,3 \sqrt{\varepsilon_r} \text{tg} \delta / \lambda_0, \quad (3.126)$$

где $\text{tg} \delta$ – тангенс угла потерь в диэлектрике.

Из (3.126) видно, что потери в диэлектрике прямо пропорциональны частоте и $\text{tg} \delta$. На СВЧ потери в диэлектрике, как правило, малы по сравнению с потерями в проводниках. Однако в миллиметровом диапазоне потери в диэлектрике становятся сравнимыми с потерями в проводниках, так как потери в диэлектрике с ростом частоты возрастают по линейному закону, в то время как потери в проводниках пропорциональны квадратному корню из частоты.

Максимальная рабочая частота в ПЛ ограничена возможностью возбуждения волны H -типа:

$$f_{\text{кр}} = \frac{15}{b \sqrt{\varepsilon_r}} \frac{1}{(W / b + \pi / 4)}, \quad (3.127)$$

где W и b выражены в сантиметрах.

Из (3.127) видно, что критическая частота $f_{кр}$ уменьшается при увеличении расстояния между заземленными пластинами или увеличении диэлектрической постоянной.

Для подавления паразитной H -волны используются конструктивные меры: гальваническое соединение металлическими штырями слоев металла вблизи проводника либо выполнение узких продольных щелей в проводнике СПЛ. Приведенные простейшие («инженерные») соотношения для СПЛ дают далеко не полную картину, но тем не менее очень полезны для выяснения общих свойств этой, одной из основных ЛП. Полезность эта двоякая, конечно: во-первых, для изучающих предмет эти соотношения способствуют приобретению твердых основ знаний, а во-вторых, для занимающихся разработкой ИС и ОИС и их проектированием – служат главной цели – освоению физического содержания задачи, а также могут быть использованы в качестве «нулевого» приближения для иных *итерационных* или *вариационных подходов*. Разумеется, это замечание относится и ко всем другим приближенным, оценочным соотношениям, приводимым в пособии.

3.3.5.2. Несимметричная микрополосковая линия

НПЛ – несимметричная полосковая линия (иногда ее называют микрополосковой линией (МПЛ)) – выполняется нанесением слоя металла бесконечной ширины с одной стороны подложки и проводника конечной ширины – с другой (рис. 3.23). Основным (низшим) типом волны, распространяющейся в НПЛ, является квази- T -волна, структура полей которой схематически показана на рис. 3.24, а, б.

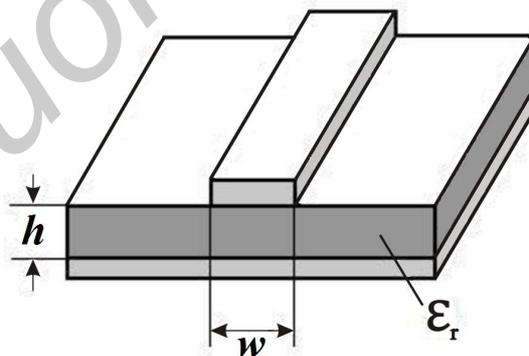


Рис. 3.23. Несимметричная полосковая линии

Продольное распределение тока на узком проводнике описывается экспоненциальной либо логарифмической функцией, в слое металла – колоколообразной функцией вида $I_z[1+(x/d)^2]^{-1}$ (рис. 3.24, в). Общее распределение тока в проводниках НПЛ приведено на рис. 3.24, г. Структура полей поверхностных волн дана на рис. 3.24, д, е.

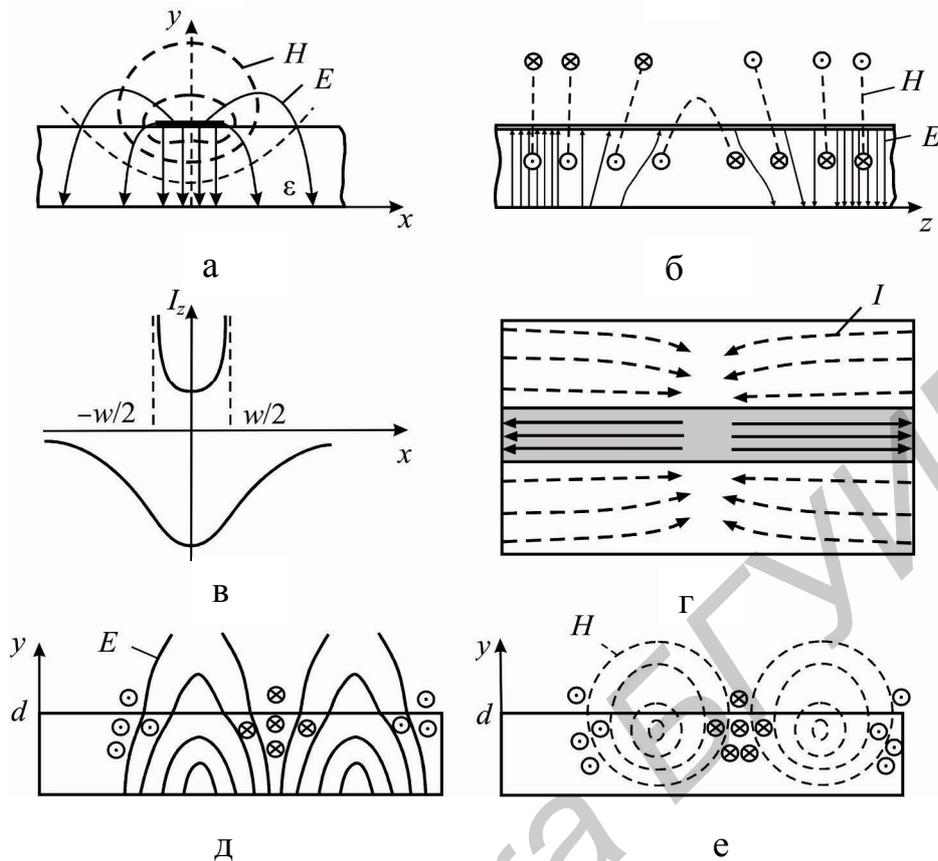


Рис. 3.24. Несимметричная полосковая линия:
 а, б – поперечное и продольное сечения и вид полей;
 в – распределение продольных токов в поперечном сечении;
 г – структура токов; д, е – структура полей поверхностных волн

Несмотря на внешнюю простоту конструкции, НПЛ по своим электродинамическим характеристикам существенно отличается от СПЛ. Основное отличие состоит в том, что НПЛ представляет собой истинно *открытую электродинамическую* структуру, и построение ее теории оказалось связанным с целым рядом сложнейших проблем математической теории дифракции и вычислительной электродинамики. Приведем только основные данные этой теории.

Как оказалось, построение в меру строгой теории НПЛ потребовало решения таких непростых задач математики, как факторизации матрицы. К тому времени была ясна факторизация (разбиение на сомножители) только функции. Так обычно и бывает: попытка глубоко разобраться в физической стороне дела требует решения сложных, а подчас и неразрешенных в математике задач.

Вместе с тем для целого ряда приложений и использования НПЛ в ИС достаточно длинноволновых диапазонов оказываются весьма полезными различные приближенные результаты. Поэтому сначала приведем сводку результатов по квазистатической теории НПЛ.

Квазистатическое приближение. В этом случае модули поперечных компонент электрического и магнитного полей существенно превышают продольные компоненты, и волновое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость рассчитывается с довольно низкой погрешностью (порядка $\pm 1\%$):

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{\eta}{2\pi\sqrt{\varepsilon_{r3}}} \ln\left(\frac{8h}{W} + 0,25\frac{W}{h}\right) & \text{для } (W/h \leq 1), \\ \frac{\eta}{\sqrt{\varepsilon_{r3}}} \left[\frac{W}{h} + 1,393 + 0,667 \ln\left(\frac{W}{h} + 1,444\right) \right]^{-1} & \text{для } (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (3.128)$$

где $\eta = 120\pi$ Ом;

$$\varepsilon_{r3} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} (1 + 10h/W)^{-1/2}. \quad (3.129)$$

Данные выражения справедливы для случая пренебрежимо малой толщины плоского проводника. Однако практически конечная толщина полоски t влияет на характеристики линии.

Влияние дисперсии. Влияние частоты на эффективную диэлектрическую постоянную ε_{r3} полностью описывается выражением

$$\varepsilon_{r3}(f) = \varepsilon_r - \frac{\varepsilon_r - \varepsilon_{r3}}{1 + G(f/f_p)^2}, \quad (3.130)$$

где $G = \left[\frac{Z_0 - 5}{60} \right]^{1/2} + 0,004Z_0$, $f_p = 0,3976Z_0/h$.

Результаты исследований показывают, что дисперсия в данной ПЛ определяется частотной зависимостью емкостных и индуктивных параметров линии.

Потери в проводниках α_{np} определяются как

$$\alpha = \begin{cases} 1,38A \frac{R_S}{hZ_0} \frac{32 - (W_{\Delta}/h)^2}{32 + (W_{\Delta}/h)^2}, & (W/h \leq 1), \\ 6,1 \cdot 10^{-5} A \frac{R_S Z_0 \varepsilon_{r3}}{h} \left\{ \frac{W_{\Delta}}{h} + \frac{0,667W_{\Delta}/h}{W_{\Delta}/h + 1,444} \right\}, & (W/h \geq 1), \end{cases} \quad (3.131)$$

где $W_{\Delta} = W - \Delta$; $\Delta = \mathbf{D}W/t$;

$$A = 1 + \frac{h}{W_3} \left(1 + \frac{1}{\pi} \ln \frac{2B}{t} \right);$$

$$B = \begin{cases} h & \text{для } \left(W/h \geq \frac{1}{2\pi} \right); \\ 2\pi W & \text{для } \left(W/h \leq \frac{1}{2\pi} \right). \end{cases}$$

Потери в диэлектрике

$$\alpha_D = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_r - 1} \frac{\varepsilon_{r3} - 1}{\sqrt{\varepsilon_{r3}}} \frac{\operatorname{tg} \delta}{\lambda_0}.$$

Потери в диэлектрике обычно существенно меньше потерь в проводниках.

Электродинамическое приближение. Основное отличие НПЛ от СПЛ состоит в том, что основная волна НПЛ (почти (квази)- T -волна) обладает «волноводным» характером, т.е. имеет достаточно заметную *дисперсию*. Это обстоятельство особенно сказывается при проектировании и осуществлении разнообразных многозвенных резонансных структур типа, например, *полосовых фильтров* и др.

Продольное волновое число h обладает спектром собственных значений, состоящим из двух множеств:

- конечное множество дискретных собственных значений, соответствующих конечному числу волн различных типов, включая основной тип волны («дискретный» спектр);
- последовательность собственных значений, соответствующих полю излучения («непрерывный» спектр).

Дискретные волны не являются чисто волнами E - или H -типов, а представляют собой гибридные волны. Поэтому для их определения необходимо решать *волновое уравнение* или (для стационарного случая) *уравнение Гельмгольца* относительно продольных составляющих поля

Так как в НПЛ распространяется не «чистая» T -волна, то волновое сопротивление линии и эффективная диэлектрическая проницаемость подложки изменяются с изменением частоты. Существуют несколько возможных путей учета дисперсии в НПЛ. Так, в результате решения интегральных уравнений получено, что дисперсия приводит к изменению значения постоянной распространения основного типа волны по следующему закону:

$$h/k_0 = (\sqrt{\varepsilon} - h_T/k_0)(1 + 4F^{-1,5})^{-1} + h_T/k_0, \quad (3.132)$$

когда

$$F = 4(d/\lambda_0)\sqrt{\varepsilon - 1} \left\{ 0,5 + [1 + 2 \operatorname{lg}(1 + w/d)]^2 \right\},$$

где h_T – постоянная распространения, полученная в T -приближении.

Дисперсия при этом учитывается путем изменения эффективной диэлектрической проницаемости подложки:

$$\varepsilon_{\text{ЭФ}}(f) = \varepsilon - [\varepsilon - \varepsilon_{\text{ЭФ}}(0)][1 + P(f)]^{-1}, \quad (3.133)$$

где $P(f) = P_1 P_2 [(0,1844 + P_3 P_4) 10df / c]^{1,5763}$;

$$P_1 = 0,27488 + [0,6315 + 0,523 / (1 + 0,157 fd / c)^{20}] u - 0,065683 \exp\{-8,7513u\};$$

$$P_2 = 0,33622 [1 - \exp\{-0,03442\varepsilon\}];$$

$$P_3 = 0,3363 \exp\{-4,6u\} [1 - \exp\{-(-fd / 3,87c)^{4,97}\}];$$

$$P_4 = 1 + 2,751 [1 - \exp\{-(\varepsilon / 15,916)^8\}].$$

Здесь $u = w / d$.

Волновое сопротивление Z зависит от частоты и может быть записано так:

$$Z(f) = Z(0) \frac{\varepsilon_{\text{ЭФ}}(f) - 1}{\varepsilon_{\text{ЭФ}}(0) - 1} \left(\frac{\varepsilon_{\text{ЭФ}}(0)}{\varepsilon_{\text{ЭФ}}(f)} \right). \quad (3.134)$$

Расчет по формулам (3.132) – (3.134) дает хорошее совпадение с данными опытов для подложек с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon \in [1; 20]$. Другие параметры имеют следующие значения: $u \in [0,1; 100]$, $d / \lambda_0 \in [0; 0,13]$. Формулы (3.132) – (3.134) дают удовлетворительные результаты до частот миллиметрового диапазона (порядка 60 ГГц).

Дисперсия в НПЛ с широким проводником. Для основного типа волны EH_0 собственное значение продольного волнового числа существует, начиная с нулевой частоты. Для каждой волны высшего типа есть своя нижняя частота среза, отличная от нуля, которая возрастает с увеличением порядка волны. На частотах, лежащих ниже частоты среза для данного типа волны, последняя в НПЛ не распространяется, поскольку возбуждающаяся в линии энергия, соответствующая данному типу волны, не распространяется вдоль линии, а излучается в пространство.

На рис. 3.25 представлены дисперсионные кривые для различного типа гибридных волн и проведена область собственных значений, соответствующих полю излучения.

На частотах, больших частоты среза, волны высших типов распространяются в НПЛ с фазовыми скоростями большими, чем фазовые скорости всех волн более низшего типа на данной частоте. С ростом частоты фазовая скорость имеет нижний предел, численное значение которого равно фазовой скорости в диэлектрике подложки.

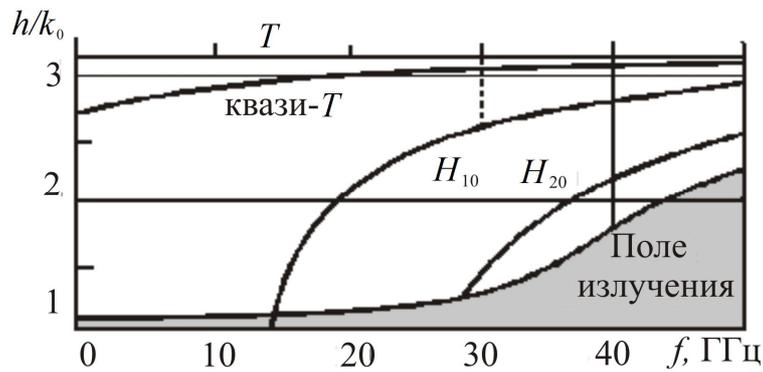


Рис. 3.25. Дисперсионные характеристики экранированной НПЛ

На рис. 3.26 представлено распределение продольной составляющей тока гибридных волн EH_m ($m = 0, 1, 2, \dots$) по ширине проводника. Сравнение кривых (рис. 3.25 и 3.26) показывает, что гибридные волны имеют распределение продольной составляющей тока в виде стоячей волны.

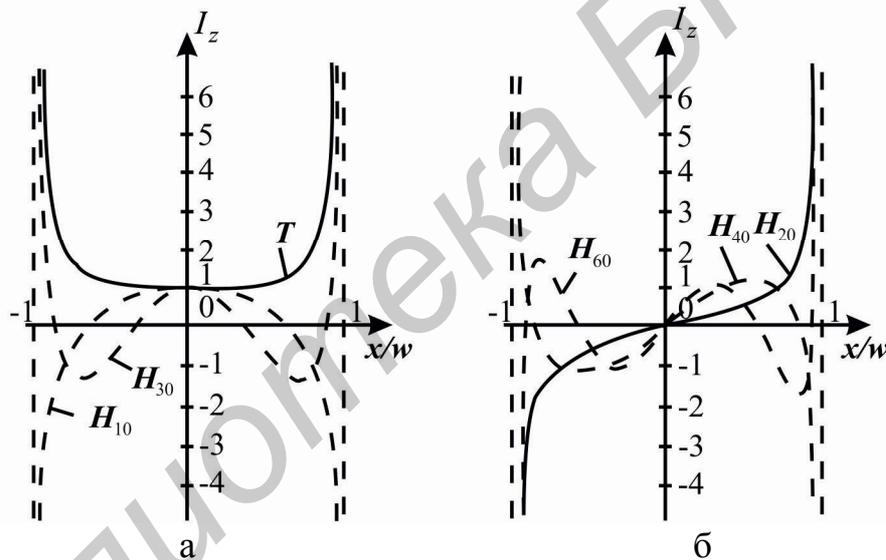


Рис. 3.26. Схема распределения продольных токов в проводнике НПЛ для разных типов волн:
а – волны T, H_{10}, H_{30} ; б – волны H_{20}, H_{40}, H_{60}

Сравнение НПЛ и прямоугольного волновода. Электромагнитное поле НПЛ сосредоточено в основном в области под токонесущим проводником (см. рис. 3.24, а). С ростом частоты поле все более концентрируется в этой области. Указанное обстоятельство дает повод сравнить свойства НПЛ и прямоугольного волновода (ПВ). Строго говоря, продольное волновое число h в НПЛ с идеально проводящими проводниками и идеальным диэлектрическим заполнением есть комплексная величина: $h = h' + ih''$. Наличие мнимой части у h (h'') связано с дифракционным излучением волны из линии. На графиках рис. 3.27 показано поведение нормированного продольного волнового числа h'/k_0 и h''/k_0 (k_0 –

волновое число в воздухе) в зависимости от w и d для основной волны НПЛ. Здесь же нанесены значения продольного волнового числа прямоугольного волновода (штриховые линии) с поперечным сечением $a \times b$.

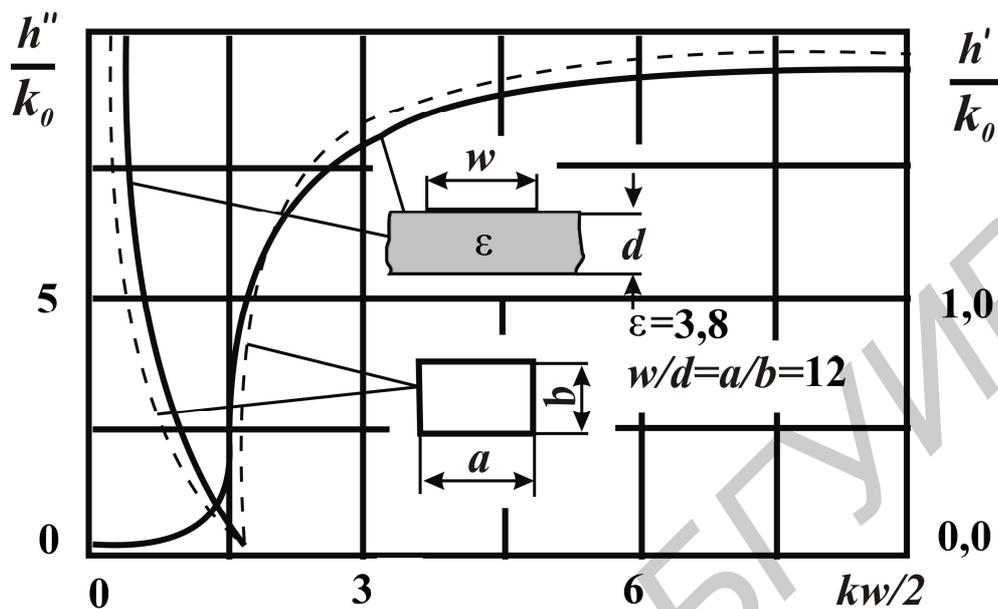


Рис. 3.27. Сравнение значений затухания равных по высоте НПЛ и ПВ

Наличие дифракционных потерь в НПЛ приводит к существованию волны в закритической области (в прямоугольном волноводе с идеальными стенками распространение в этой области отсутствует: $h' = 0$). На рис. 3.28 показана зависимость волнового сопротивления основной волны НПЛ от kd . Здесь же представлены соответствующие кривые для прямоугольного волновода.

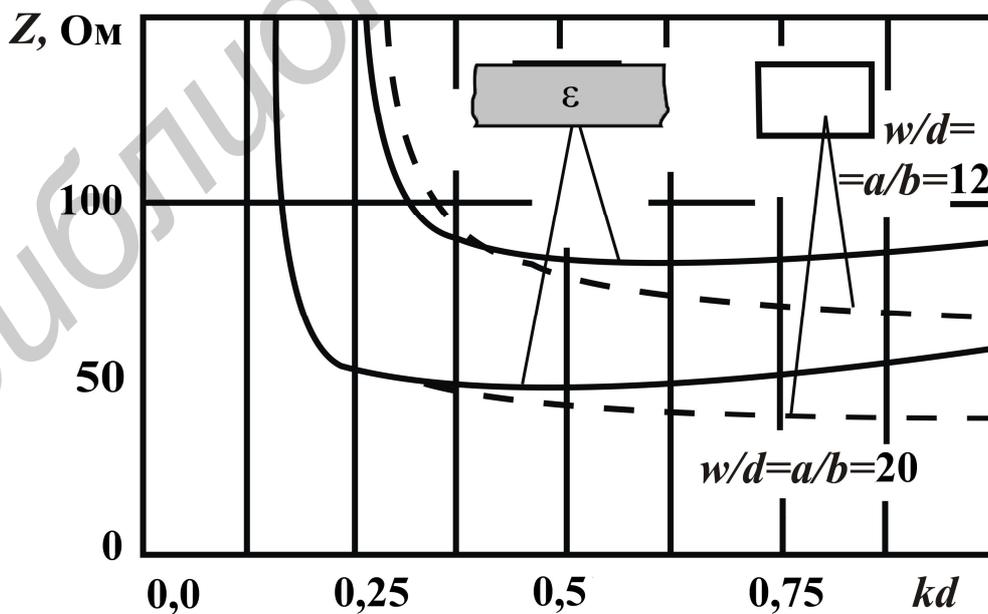


Рис. 3.28. Сравнение численных значений волнового сопротивления НПЛ и ПВ одинаковой высоты

При использовании НПЛ в ИС СВЧ и КВЧ необходимо учитывать все типы волн, возникающих как в поперечном, так и в продольном направлениях. Особенно это важно при сборке всего модуля СВЧ и КВЧ, где могут возбуждаться паразитные типы колебаний (объемные и поверхностные) на границах раздела «воздух – диэлектрик – металл». Наиболее опасной из паразитных колебаний является *поверхностная волна*, методике расчета которой посвящен следующий пункт.

Поверхностные волны в НПЛ. Волны поверхностного типа возникают на границе поверхности диэлектрических слоев НПЛ. Существование поверхностных волн электрического E_{m0} (см. рис. 3.24, д) и магнитного H_{m0} (см. рис. 3.24, е) типов обусловлено их связью с поперечной волной T -типа в НПЛ. Действительно, фазовая скорость T -волны лежит в области $v_{\phi} / c \in [\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}; 1]$, а фазовая скорость поверхностной волны с увеличением частоты уменьшается, причем оба типа волн не имеют отсечки.

При больших частотах между волнами возникает синхронная связь, условием которой является *равенство* фазовых скоростей T -волны и поверхностных волн. В этом случае в НПЛ на верхних граничных частотах эти условия выполняются, что приводит к возбуждению паразитных поверхностных волн и, как следствие, к нежелательным связям между элементами схемы или к паразитным резонансным явлениям, возникающим за счет отражений от корпуса СВЧ-модуля, краев подложки и пр.

Дисперсионное уравнение поверхностной волны, распространяющейся в диэлектрическом слое, нанесенном на бесконечно широкой идеально проводящей поверхности, имеет следующий вид:

для Е-типа –

$$\lambda^E = 2\pi d \sqrt{\epsilon_{xx} - \epsilon_{\text{эф}}^E} \arctg^{-1} \left\{ \epsilon \sqrt{(\epsilon_{\text{эф}}^E - 1)(\epsilon - \epsilon_{\text{эф}}^E)} \right\}, \quad (3.135)$$

для Н-типа –

$$\lambda^H = 2\pi d \sqrt{\epsilon - \epsilon_{\text{эф}}^H} \arctg^{-1} \left\{ -\sqrt{(\epsilon_{\text{эф}}^H - 1)(\epsilon - \epsilon_{\text{эф}}^H)} \right\}. \quad (3.136)$$

Максимальная синхронная связь волн E_{m0} и $T(H_{m0}$ и $T)$ достигается при равенстве эффективных диэлектрических проницаемостей среды для этих волн (равенство фазовых скоростей):

$$\epsilon_{\text{эф}} = \epsilon_{\text{эф}}^E = \epsilon_{\text{эф}}^H, \quad (3.137)$$

где $\epsilon_{\text{эф}}$ – эффективная проницаемость НПЛ, определяемая из формулы (3.129).

Подставляя условия (3.137) в выражения (3.135.) и (3.136), получим зна-

чения граничной длины волны, при которых возникают:

электрические поверхностные волны –

$$\lambda_{ГР}^E = 2\pi d \sqrt{(\varepsilon - 1)(R - 1)/(2R)} / \arctg(\varepsilon \sqrt{(R + 1)/(R - 1)}); \quad (3.138)$$

магнитные поверхностные волны –

$$\lambda_{ГР}^H = 2\pi d \sqrt{(\varepsilon - 1)(R - 1)/(2R)} / \arctg(-\sqrt{(R + 1)/(R - 1)}). \quad (3.139)$$

Из выражений (3.138) и (3.139) видно, что с увеличением ширины проводника НПЛ граничная длина волны возрастает. На практике НПЛ обычно выполняется на подложках с достаточно высоким значением диэлектрической проницаемости (за исключением, как правило, микрополосковых излучателей, поэтому знаменатель в выражениях для $\lambda_{ГР}$ стремится к $\pi/2$). Используя данное условие, получим с относительно высокой «инженерной» точностью простые выражения:

для НПЛ с широким проводником граничная длина волны –

$$\lambda_{ГР} = 2,82d \sqrt{\varepsilon(R - 1)/R}, \quad (3.140)$$

с узким проводником –

$$\lambda_{ГР} = 2,82d \sqrt{\varepsilon}. \quad (3.141)$$

Формулы (3.140) и (3.141) справедливы для квази- T -волны. Вместе с тем известно, что в НПЛ существуют *гибридные* волны, поэтому необходимо учитывать их дисперсионные характеристики в сочетании с выражениями (3.138) и (3.139).

Анализ *излучающих* волн показывает, что они не имеют нижней частоты отсечки. При низких частотах поверхностная волна слабо связана с подложкой и по мере увеличения частоты энергия волны все более концентрируется в подложке, что приводит к уменьшению фазовой скорости (увеличению излучаемой энергии с НПЛ).

Зависимость излучаемой мощности от волнового сопротивления имеет вид

$$P_{изл} / P_0 = F(p) / 120\pi^2, \quad (3.142)$$

где $p = 240\pi^2 d / \lambda_0 Z_0 \sqrt{\varepsilon_{ЭФ}}$;

$$F(p) = p \sin p - 2 \sin^2(p/2) + \sin p / p - 1.$$

Опытным путем установлено, что излучение поверхностных волн возникает при толщине подложки $d/\lambda_0 > 0,09$ для $\varepsilon \approx 2,3$ и $d/\lambda_0 > 0,03$.

Высшие типы волн. Выше было показано, что в плоскостных (двумерных) ИС высшие типы волн являются паразитными и от них необходимо избавляться. В ОИС конструкция допускает, а точнее, предполагает использование *высших типов волн и колебаний*, как в собственно ЛП (и, в частности, в НПЛ), так и особенно в БЭ, построенных на любых типах ЛП, используемых в ОИС.

Поперечное сечение НПЛ показано на рис. 3.29, б, а соответствующая ей полубесконечная, ключевая структура – на рис. 3.29, а. Каждая из волн Е- и Н-типа представляет собою наложение (суперпозицию) двух волн (волн Бриллюэна), бегущих в направлениях

$$h_{nm}^{E,H} \vec{z}^0 + \alpha_{nm}^{E,H} \vec{x}^0 \text{ и } h_{nm}^{E,H} \vec{z}^0 - \alpha_{nm}^{E,H} \vec{x}^0, \quad (3.143)$$

где \vec{z}^0, \vec{x}^0 – единичные орты осей z, x .

В первом приближении для волн в НПЛ известны следующие выражения: для Е-волн –

$$\left. \begin{aligned} E_x(x, y, z) &= \rho a_{nm} \left\{ \begin{array}{l} \cos \\ i \sin \end{array} \right\} \alpha_{nm}^E x \sin \frac{n\pi}{d} y \exp\{ih_{nm}^E z\}, \\ H_z(x, y, z) &= i a_{nm} \left\{ \begin{array}{l} \cos \\ i \sin \end{array} \right\} \alpha_{nm}^E x \cos \frac{n\pi}{d} y \exp\{ih_{nm}^E z\}, \\ E_y = E_z = H_x = H_y &= 0; \end{aligned} \right\} \quad (3.144)$$

для Н-волн –

$$\left. \begin{aligned} E_z(x, y, z) &= \rho b_{nm} \left\{ \begin{array}{l} \cos \\ i \sin \end{array} \right\} \alpha_{nm}^H x \sin \frac{n\pi}{d} y \exp\{ih_{nm}^H z\}, \\ H_x(x, y, z) &= -i b_{nm} \left\{ \begin{array}{l} \cos \\ i \sin \end{array} \right\} \alpha_{nm}^H x \cos \frac{n\pi}{d} y \exp\{ih_{nm}^H z\}, \\ E_x = E_y = H_y = H_z &= 0. \end{aligned} \right\} \quad (3.145)$$

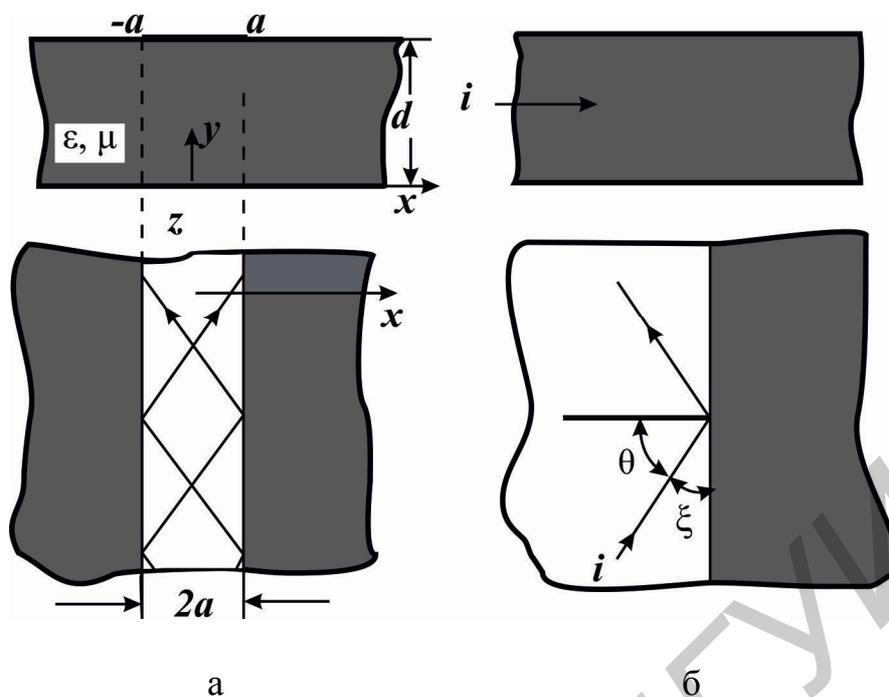


Рис. 3.29. а – НПЛ; б – соответствующая ей ключевая структура

В формулах (3.144) и (3.145) $n = 1, 2, \dots$; верхние функции в фигурных скобках соответствуют $m = 1, 3, \dots$, а нижние – $m = 2, 4, \dots$; a_{nm} и b_{nm} – амплитуды волн.

Поперечное волновое число (в направлении координаты x):

$$\alpha_{nm}^{E,H} = \sqrt{\frac{g}{2d} s_{nm}^{E,H}}, \quad (3.146)$$

и продольное волновое число (в направлении координаты z):

$$h_{nm}^{E,H} = \sqrt{\varepsilon\mu \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{d}\right)^2 - (\alpha_{nm}^{E,H})^2}. \quad (3.147)$$

Соотношения (3.146) и (3.147) получены для ситуации, когда выполняется резонансное условие

$$k\sqrt{\varepsilon}d = \pi q + 2\pi p, \quad (3.148)$$

т.е. между токонесущей полоской и основанием укладывается почти целое число $q = 1, 2, \dots$ полуволн, так как $|p| \ll 1$, $s = \sqrt{4\pi} p$, а нормированное волновое число s есть

$$s_{nm}^{E,H} = \frac{m\pi}{M + \beta' + i\beta''_{E,H} + \nu_{E,H}}, \quad m, n = 1, 2, \dots \quad (3.149)$$

Здесь $M = (w/2)\sqrt{2k/a}$ обычно (особенно в оптическом и субмиллиметровом диапазонах) большой параметр: $M \gg 1$, $k = k_0\sqrt{\epsilon}$.

Учет анизотропных свойств подложки. Учет анизотропных свойств тел, вводимых в направляющие или резонансные структуры, делает возможным осуществление устройств с весьма интересными характеристиками (невзаимность, направленность и пр.). Вместе с тем анализ свойств структур с анизотропными включениями весьма сложен. Во всех приведенных выше формулах предполагалось, что материал подложки изотропен. На самом же деле практически все применяемые современные материалы подложек ИС СВЧ обладают ярко выраженной анизотропией свойств. Так, например, для сапфировых подложек $\epsilon_{xx} = \epsilon_{zz} = 9,4$; $\epsilon_{yy} = 11,6$.

3.3.5.3. Симметричная щелевая линия

Щелевая ПЛ применяется в устройствах, где требуется обеспечить большое волновое сопротивление ЛП, включение последовательных шлейфов и короткозамыкающих элементов, а также в интегральных микросхемах совместно с несимметричными ПЛ. В щелевой ПЛ распространяется волна H -типа.

СЦЛ представляет собой узкую щель, вырезанную в бесконечной металлической плоскости, расположенной на одной из сторон плоскопараллельного магнетодиэлектрического слоя, образующего подложку СЦЛ (рис. 3.30). Линии электрического поля (при $\epsilon > 1$) концентрируются в подложке, а линии магнитного поля имеют вид эллипсов, переходящих в кривые типа «седло» (рис. 3.31, б), образуя таким образом основную волну СЦЛ, напоминающую по конструкции поля волну типа H_{10} прямоугольного волновода. Распределение тока в слое на металлических полуплоскостях (рис. 3.31, в, г) – экспоненциальное.

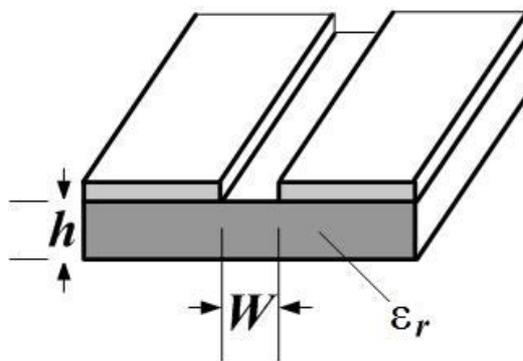


Рис. 3.30. Щелевая ПЛ

Волновое сопротивление и длина волны рассчитываются исходя из выбора соотношения ширины зазора между полосками W и толщиной диэлектрического слоя h .

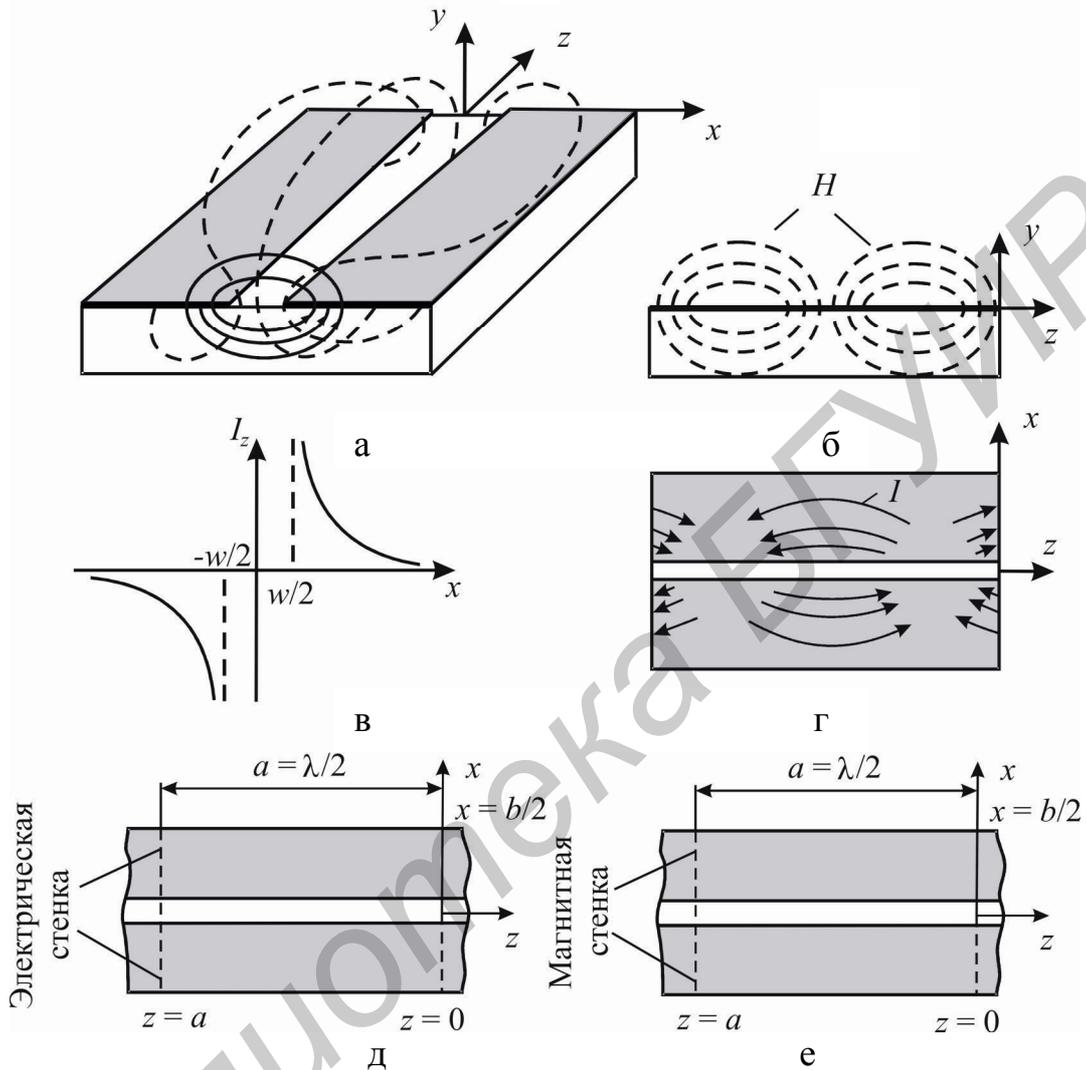


Рис. 3.31. Структура поля и полноволновая модель СЦЛ:
 а, б – структуры электромагнитного поля; в, г – распределение продольного и картина полного токов; д, е – волноводные модели СЦЛ

Для поверхностной волны типа H_{10} критическое отношение определяется выбором диэлектрической проницаемости:

$$\left(\frac{h}{\lambda_0}\right)_{\text{кр}} = 0,25 / \sqrt{\epsilon_r - 1}, \quad (3.150)$$

тогда для $0,02 \leq W/h \leq 0,2$:

$$\lambda_S / \lambda_0 = 0,923 - 0,195 \ln \epsilon_r + 0,2W/h - (0,126W/h + 0,02) \ln(h/\lambda_0 \cdot 10^2), \quad (3.151)$$

$$\begin{aligned}
Z_{0S} = & 72,62 - 15,283 \ln \varepsilon_r + 50 \frac{(W/h - 0,02)(W/h - 0,1)}{W/h} + \\
& + \ln(W/h \cdot 10^2) [19,23 - 3,693 \ln \varepsilon_r] - \\
& - [0,193 \ln \varepsilon_r - 0,11 + W/h(0,465 \ln \varepsilon_r + 1,44)] \times \\
& \times (11,4 - 2,636 \ln \varepsilon_r - h/\lambda_0 \cdot 10^2)^2.
\end{aligned} \tag{3.152}$$

Для $0,2 \leq W/h \leq 1,0$:

$$\begin{aligned}
\lambda_S / \lambda_0 = & 0,987 - 0,21 \ln \varepsilon_r + W/h(0,111 - 0,0022 \varepsilon_r) - \\
& - (0,053 + 0,041W/h - 0,0014 \varepsilon_r) \ln(h/\lambda_0 \cdot 10^2),
\end{aligned} \tag{3.153}$$

$$\begin{aligned}
Z_{0S} = & 113,19 - 23,257 \ln \varepsilon_r + 1,25W/h(114,59 - 22,531 \ln \varepsilon_r) + \\
& + 20(W/h - 0,2)(1 - W/h) - [0,15 + 0,1 \ln \varepsilon_r + W/h(-0,79 + 0,899 \ln \varepsilon_r)] \times \\
& \times \left\{ [10,25 - 2,171 \ln \varepsilon_r + W/h(2,1 - 0,617 \ln \varepsilon_r) - h/\lambda_0 \cdot 10^2]^2 \right\}.
\end{aligned} \tag{3.154}$$

3.3.5.4. Компланарные линии передачи

Компланарная линия (КЛ) передачи занимает некоторое промежуточное положение между НПЛ и ЩЛ и относится к линиям почти открытого типа, в которой распространяются волны квази-Т – и Н-типа. Токонесущие проводники КЛ образованы узким проводником и двумя полубесконечными металлическими слоями, расположенными на одной стороне диэлектрической подложки (рис. 3.32).

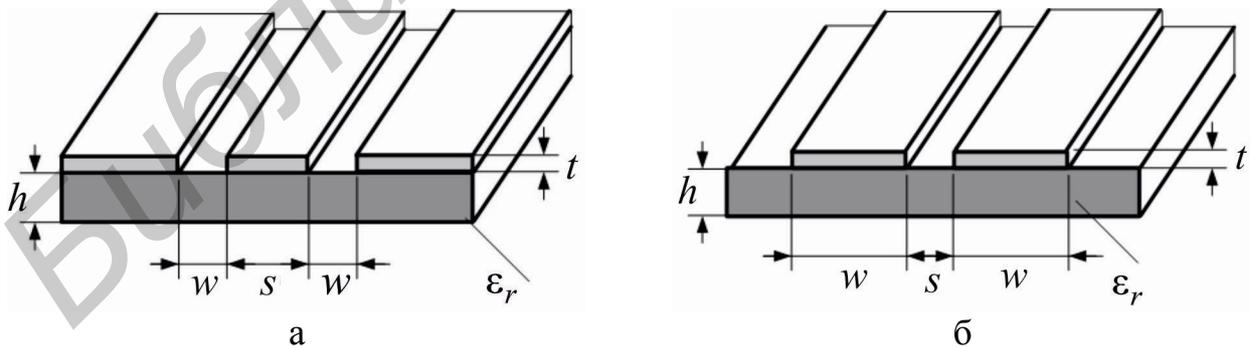


Рис. 3.32. Тонконесущие проводники КЛ:
а – компланарный волновод; б – компланарная ПЛ

Структуры электромагнитных полей в КЛ для четных волн приведены на рис. 3.33, а, для нечетных – на рис. 3.33, б. Распределение поля в зазоре между узким проводником и полубесконечными слоями металла напоминает распре-

деление поля в СЦЛ. Распределение продольных токов в поперечном сечении КЛ и токов на проводящих слоях представлено также на рис. 3.33, д, е.

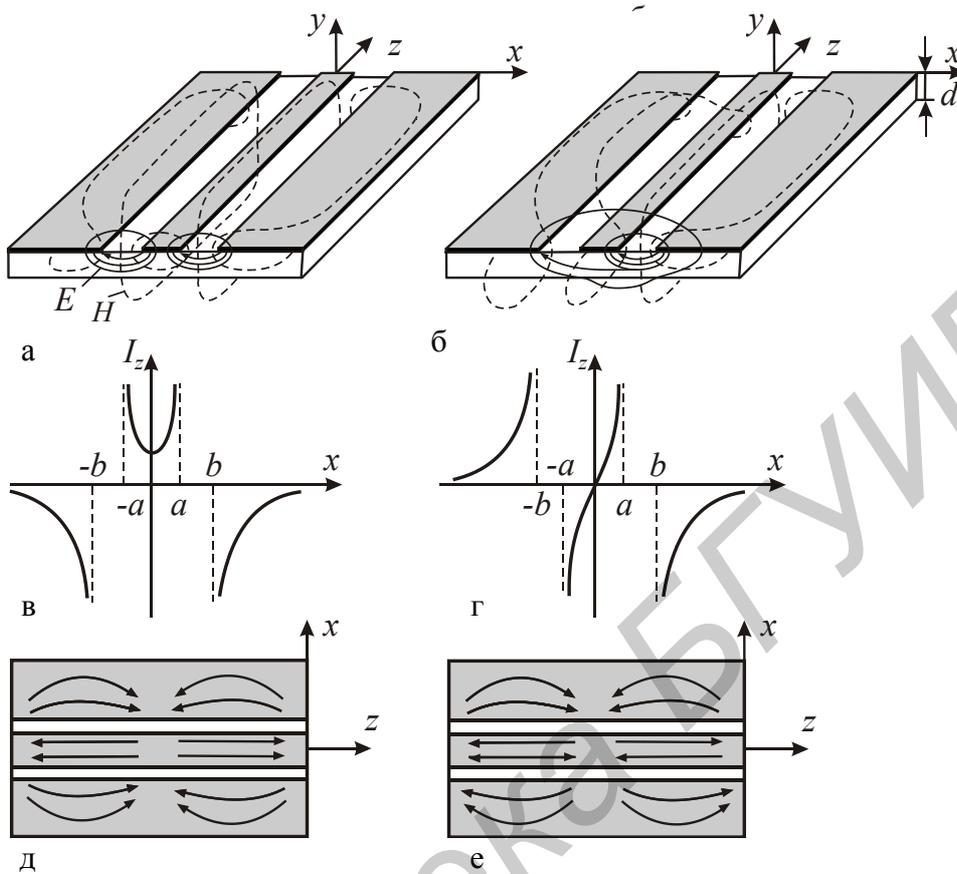


Рис. 3.33. КЛ передачи и структуры полей:

а – четная волна; б – нечетная волна; в, г – распределение продольных токов;
д, е – распределение полных токов

Компланарные волноводы находят широкое применение в интегральных СВЧ-схемах. Использование компланарных волноводов в СВЧ устройствах повышает гибкость конструирования, упрощает исполнение при реализации некоторых функций устройств. Общим для этих ПЛ является то, что все проводники расположены в одной плоскости (т. е. на одной стороне диэлектрической подложки).

Важным достоинством линий этих типов является возможность существенно более простого монтажа пассивных и активных компонентов последовательно или параллельно с линией.

Анализ компланарных ПЛ осуществляется квазистатическим и волновым методами.

Волновое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость. Для диэлектрика конечной толщины сопротивление определяется по формуле

$$Z_{0\text{КВ}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_{r3}}} \frac{K'(k)}{K(k)}, \quad (3.155)$$

где $k = s / (s + 2W)$;

K – полный эллиптический интеграл первого рода;

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

Выражение для эффективной диэлектрической проницаемости, полученное путем аппроксимации численных результатов, имеет вид

$$\begin{aligned} \varepsilon_{r \text{ э}} = & \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \left\{ \operatorname{tg}[0,775 \ln(h/W) + 1,75] + \right. \\ & \left. + \frac{kW}{h} [0,04 - 0,7k + 0,01(1 - 0,1\varepsilon_r)(0,25 + k)] \right\}. \end{aligned} \quad (3.156)$$

Для компланарной ПЛ волновое сопротивление может быть рассчитано по формуле (3.155), где $\varepsilon_{r \text{ э}}$ также рассчитывается по (3.156), в которой в этом случае W – ширина полосковых проводников, а s – расстояние между ними. Приведенные формулы получены в предположении бесконечно малых толщин полосковых проводников и заземленных пластин. На практике же металлизированный слой имеет конечную толщину t , которая влияет на характеристики. Влияние толщин полосковых проводников на волновое сопротивление компланарных волноводов может учитываться введением эффективных значений ширины полосок и зазоров:

$$\begin{aligned} s_{\text{э}} &= s + \Delta, \\ W_{\text{э}} &= W - \Delta, \end{aligned} \quad (3.157)$$

где для любых значений s/h :

$$\Delta = \left(1,25t / \pi [1 + \ln(4\pi s / t)] \right), \quad (3.158)$$

тогда волновое сопротивление рассчитывается как

$$Z_{0\text{кв}} = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r \text{ э}}^t}} \frac{K'(k_{\text{э}})}{K(k_{\text{э}})}, \quad (3.159)$$

где $k_{\text{э}} = s_{\text{э}} / (s_{\text{э}} + 2W_{\text{э}}) \approx k + (1 - k^2)\Delta / 2W$;

$\varepsilon_{r \text{ э}}^t$ – эффективная диэлектрическая проницаемость с полосками толщиной t :

$$\varepsilon_{r \text{ э}}^t = \varepsilon_{r \text{ э}} - \frac{0,7(\varepsilon_{r \text{ э}} - 1)t/W}{[K(k)/K'(k)] + 0,7t/W}. \quad (3.160)$$

В компланарной ПЛ влияние толщин полосок на $Z_{0\text{кпл}}$ и $\varepsilon_{r\text{э}}$ аналогично влиянию в компланарном волноводе

$$Z_{0\text{кпл}} = \frac{120\pi}{\sqrt{\varepsilon_{r\text{э}}^t}} \frac{K(k_{\text{э}})}{K'(k_{\text{э}})}, \quad (3.161)$$

где $k_{\text{э}} = s_{\text{э}} / (s_{\text{э}} + 2W_{\text{э}}) \approx k - (1 - k^2) \Delta / 2W$;

$$\Delta = (1,25t / \pi) [1 + \ln(4\pi W / t)],$$

эффективная диэлектрическая проницаемость рассчитывается как

$$\varepsilon_{r\text{э}}^t = \varepsilon_{r\text{э}} - \frac{1,4(\varepsilon_{r\text{э}} - 1) t / s}{[K'(k) / K(k)] + 1,4t / s}. \quad (3.162)$$

Потери в проводниках в компланарном волноводе учитывают возрастание индуктивности и определяются

$$\alpha_{\text{пр}}^{\text{кв}} = 4,88 \cdot 10^{-4} R_s \varepsilon_{r\text{э}} Z_{0\text{кв}} \frac{P'}{W \pi} \left(1 + \frac{s}{W}\right) \times \left\{ \frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi s}{t} + 1 + \frac{1,25}{\pi s}}{\left[2 + \frac{s}{W} - \frac{1,25t}{\pi W} \left(1 + \ln \frac{4\pi s}{t}\right)^2\right]} \right\}, \quad (3.163)$$

где

$$P' = \begin{cases} \frac{k}{(1-k')(k')^{3/2}} \left[\frac{K(k)}{K'(k)} \right]^2 & \text{для } 0 \leq k \leq 0,707, \\ \frac{1}{(1-k)\sqrt{k}} & \text{для } 0,707 \leq k \leq 1,0. \end{cases}$$

Выражение для постоянной затухания, определяемой потерями в диэлектрике как в компланарном волноводе, так и в компланарной ПЛ, может быть записано в виде

$$\alpha_{\text{д}} = 27,3 \frac{\varepsilon_r}{\sqrt{\varepsilon_{r\text{э}}}} \frac{\varepsilon_{r\text{э}} - 1 \operatorname{tg} \delta}{\varepsilon_r - 1 \lambda_0}, \quad (3.164)$$

$\varepsilon_{r\text{э}}$ определяется по (3.162).

Для компланарной ПЛ потери в проводниках определяются (дБ/м):

$$\alpha_{\text{пр}}^{\text{кпл}} = 17,34 \frac{R_s}{Z_{\text{кпл}}} \frac{P'}{\pi s} \left(1 + \frac{W}{s}\right) \times \left\{ \frac{\frac{1,25}{\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} + 1 + \frac{1,25}{\pi W}}{\left[1 + 2 \frac{W}{s} + \frac{1,25}{\pi s} \left(1 + \ln \frac{4\pi W}{t}\right)\right]^2} \right\}. \quad (3.165)$$

3.3.5.5. Связанные симметричные полосковые линии

В законченных компонентах на симметричных ПЛ используется связь между параллельными полосковыми проводниками. Конфигурация связанных симметричных ПЛ приведена на рис. 3.34.

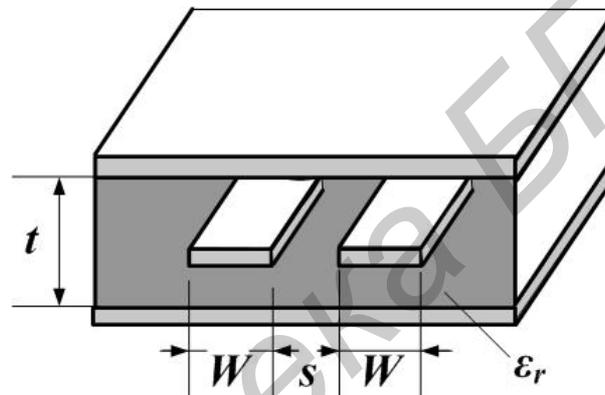


Рис. 3.34. Связанные симметричные ПЛ

Связанные ПЛ главным образом используются в направленных ответвителях, линиях задержки, фильтрах и др.

Волновое сопротивление при четном и нечетном видах возбуждения при $t/b < 0,1$ и $W/b \geq 0,35$ определяется как

$$Z_{0e} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\epsilon_r} \left\{ W + \frac{bC_f}{2\pi} A_e \right\}}, \quad (3.166)$$

$$Z_{0o} = \frac{30\pi(b-t)}{\sqrt{\epsilon_r} \left\{ W + \frac{bC_f}{2\pi} A_o \right\}}, \quad (3.167)$$

где

$$A_e = 1 + \frac{\ln(1 + th\theta)}{\ln 2};$$

$$A_o = 1 + \frac{\ln(1 + cth\theta)}{\ln 2};$$

$$\theta = \pi s / (2b);$$

$$C_f(t/b) = 2 \ln \left(\frac{2b-t}{b-t} \right) - \frac{t}{b} \ln \left[\frac{t(2b-t)}{(b-t)^2} \right].$$

3.3.5.6. Связанные несимметричные полосковые линии

Связанные несимметричные ПЛ используются в качестве направленных ответвителей, фильтров, элементов согласования комплексных сопротивлений, линий задержки.

Свойства связанных линий определяются значениями собственных взаимных индуктивностей и емкостей. При этом единственная индуктивность с помощью несложных соотношений может быть выражена через собственную емкость. Для большинства практических устройств на связанных несимметричных ПЛ взаимные индуктивность и емкость взаимосвязаны и нет необходимости отдельно определять взаимную индуктивность. Поэтому для связанных несимметричных ПЛ определяются только емкостные параметры. Эти емкости могут быть выражены через значения, соответствующие четному и нечетному типам возбуждения.

Емкости при четном и нечетном типах возбуждения. Конфигурация связанных несимметричных ПЛ показана на рис. 3.35, а. На рис. 3.35, б, в показано представление полной емкости линии в виде емкости плоского конденсатора и двух краевых емкостей с каждой стороны полоски. Краевые емкости при четном возбуждении могут быть получены из краевой емкости несвязанных микрополосковых линий.

При нечетном возбуждении краевые емкости определяются на основании эквивалентности геометрии связанных и компланарных ПЛ. Используя эти краевые емкости, суммарные емкости при четном и нечетном возбуждении можно записать в виде

$$C_e = C_p + C_f + C'_f, \quad (3.168)$$

$$C_o = C_p + C_f + C_{ga} + C_{gd}, \quad (3.169)$$

где $C_p = \epsilon_0 \epsilon_r W / h$;

C_f, C'_f, C_{ga} и C_{gd} – краевые емкости.

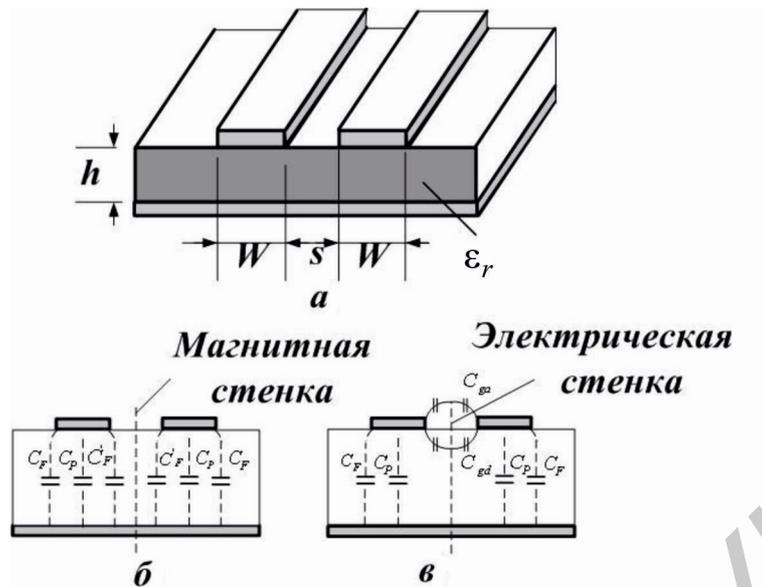


Рис. 3.35. Связанные несимметричные ПЛ (а) и условное изображение емкостей при четном (б) и нечетном (в) возбуждениях

Краевая емкость C_f линии шириной W/h , с волновым сопротивлением Z_0 и эффективной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_{r\text{э}}$ рассчитывается по формуле

$$2C_f = \sqrt{\epsilon_{r\text{э}}} / cZ_0 - C_p, \quad (3.170)$$

где c – скорость света.

При четном возбуждении емкость C'_f определяется эмпирически:

$$C'_f = \frac{C_f}{1 + A(h/s)th(10s/h)} \sqrt{\epsilon_r \epsilon_{r\text{э}}}, \quad (3.171)$$

где $A = \exp[-0,1 \exp(2,33 - 2,53W/h)]$.

Емкость C_{ga} , определяемая краевым полем в щели в свободном пространстве при нечетном возбуждении, может быть найдена из эквивалентной геометрии компланарной ПЛ:

$$C_{ga} = \epsilon_0 \frac{K(k')}{K(k)}; \quad k = \frac{s/h}{s/h + 2W/h}; \quad k' = \sqrt{1 - k^2}, \quad (3.172)$$

где $K(k)$ и $K(k')$ определены ранее.

Емкость C_{gd} , определяемая краевым полем в щели внутри диэлектрика при нечетном возбуждении, может быть найдена путем изменения соответ-

вующего выражения для емкости связанных симметричных ПЛ:

$$C_{gd} = \frac{\varepsilon_0 \varepsilon_r}{\pi} \ln \left[\operatorname{ctg} \left(\frac{\pi s}{4h} \right) \right] + 0,65 C_f \left[\frac{0,02}{s/h} \sqrt{\varepsilon_r + 1 - \varepsilon_r^{-2}} \right]. \quad (3.173)$$

Волновое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость при четном и нечетном возбуждениях определяются из соответствующих значений емкости:

$$Z_{0i} = \left[c \sqrt{C_i C_i^B} \right]^{-1}, \quad (3.174)$$

$$\varepsilon_{r\varnothing}^i = C_i / C_i^B, \quad (3.175)$$

где индекс i заменяет индексы e или 0 для четного и нечетного видов возбуждения, а C^B – значение емкости в случае, если диэлектриком является воздух.

3.3.5.7. Линии передачи на магнитостатических волнах

Прогресс технологии изготовления тонких пленок из ферромагнитных материалов с малыми потерями позволяет реализовать устройства СВЧ на основе элементов на магнитостатических волнах (МСВ). Типичным материалом магнитодиэлектрического слоя в этом случае является эпитаксиально выращенный слой железо-иттриевого граната (ЖИГ) на подложке из гадолиний-галлиевого граната (ГГГ).

При включении постоянного магнитного поля в ферромагнитном слое возникает прецессия электронов, спиновые векторы которых параллельны и расположены вдоль направления приложенного магнитного поля. Локальное возмущение, вызванное высокочастотным магнитным полем, совпадающим с вектором магнитного поля прецессирующего электрона, распространяется по пленке ЖИГ. Распространение возмущения аналогично колебанию струны. Увеличение внешнего магнитного поля более жестко выстраивает спиновые моменты электронов, что приводит к увеличению частоты преобразуемого внешнего СВЧ-сигнала. Малая скорость распространения МСВ, высокая степень дисперсии, а также существенная зависимость параметров элементов от направления и величины постоянного поля подмагничивания H_0 позволяют создавать различные функциональные элементы интегральных схем СВЧ: узкополосных фильтров, линий задержки, конвольверов и др.

Применение МСВ является новым, перспективным направлением функциональной электроники СВЧ, позволяющим создавать ИС на основе слоистых структур, содержащих ферритовые, полупроводниковые и диэлектрические пленки.

Наиболее простым преобразователем магнитного поля в МСВ является

несимметричная ПЛ, на поверхность которой нанесена слоистая структура ЖИГ-ГГГ (рис. 3.36).

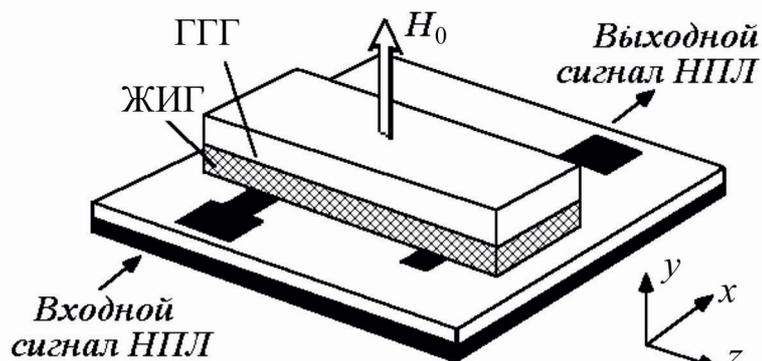


Рис. 3.36. ЛП на МСВ, возбуждаемой несимметричной ПЛ

В зависимости от ориентации внешнего магнитного поля в пленке ЖИГ возникают три типа волн: прямая объемная (ПОВ), обратная объемная (ООВ) и поверхностная волны. ПОВ распространяется, когда магнитное поле приложено в направлении оси y перпендикулярно слою ЖИГ. Она распространяется в слое ЖИГ и имеет нормальную дисперсию, при которой задержка сигнала возрастает с частотой. ООВ с убывающей зависимостью задержки сигнала от частоты возбуждается при направлении внешнего магнитного поля вдоль оси z . При направлении поля вдоль оси x возникают поверхностные волны на границе слоя ЖИГ и внешнего пространства.

Знание полного спектра волн, существующих в линии на магнитной подложке, включая МСВ, исключительно важно с точки зрения изучения взаимодействия электромагнитных волн с магнитоэлектрическими колебаниями ферритовой пленки или взаимодействия МСВ с электронами в слоистых ферритополупроводниковых структурах. Прямое взаимодействие ЭМВ со спиновыми запрещено законами сохранения импульса, и непосредственная связь электромагнитного поля с кристаллом происходит лишь благодаря МСВ.

Хотя МСВ имеют малые потери, но все же их необходимо учитывать при построении СВЧ-устройств.

Более сложному анализу подвергаются устройства на основе ЛП, представляющей собой объемную структуру типа металл-диэлектрик-феррит-диэлектрик-металл (МДФДМ) (рис. 3.37), полное исследование которой возможно только с привлечением арсенала средств электродинамики.

Применение **волноводов МСВ**, имеющих конечные поперечные размеры, является новым направлением и требует исследования физических свойств сложных структур на МСВ. Реальные устройства на МСВ, как правило, имеют на поперечном сечении неоднородности иной физической природы, в частности, неоднородное распределение внутреннего эффективного поля подмагничивания H_0 .

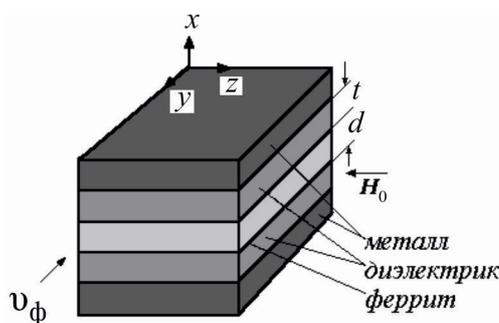


Рис. 3.37. Многослойная объемная структура на МСВ

В настоящее время наиболее перспективными являются волноводы МСВ, имеющие слоистые структуры типа МДФДМ или ФДМ с ограниченными поперечными размерами ферритовых слоев, в которых используется специальный профиль постоянного поля подмагничивания. Это позволяет синтезировать устройства на МСВ по заданным характеристикам и упрощает настройку.

3.4. Линии передачи для ОИС СВЧ и КВЧ

3.4.1. Основные концепции построения линий передачи для ОИС

Выше были рассмотрены данные о многочисленных и разнообразных по конструкции, физическим параметрам типах ЛП, которые используются как линии связи между отдельными БЭ и ФУ, а также составляющих основу, на которой, собственно, и создаются БЭ. Учитывая огромное число типов ЛП, известных и имеющихся в распоряжении проектировщика, очевидно, что задача их сколько-нибудь подробного описания становится сразу «неподъемной». И это, безусловно, так: только канонических типов ЛП насчитывается порядка 100, а с учетом их изменений (модификаций), по крайней мере, на порядок больше.

Диапазон частот. Возникновение ОИС в значительной степени обязано именно наличию большого разнообразия типов ЛП, ибо необходима была «удобная» общая идея конструкции СВЧ-модуля, способная вместить в себя БЭ на различных типах ЛП без присутствия специальных переходных устройств. На рис. 3.38 представлены поперечные сечения некоторых модификаций ЛП, используемых в ОИС, а на рис. 3.39 приведена условная схема, показывающая предпочтительность применения данной ЛП к определенному диапазону.

Разумеется, детерминированность границ диапазонов (рис. 3.39) является условной, ибо меняются технологии, материалы, наконец, идеи и принципы, и эти границы могут заметно смещаться. Вертикальные «разрезы» (рис. 3.39) показывают, что для ОИС многих диапазонов могут быть использованы многие ЛП одновременно.

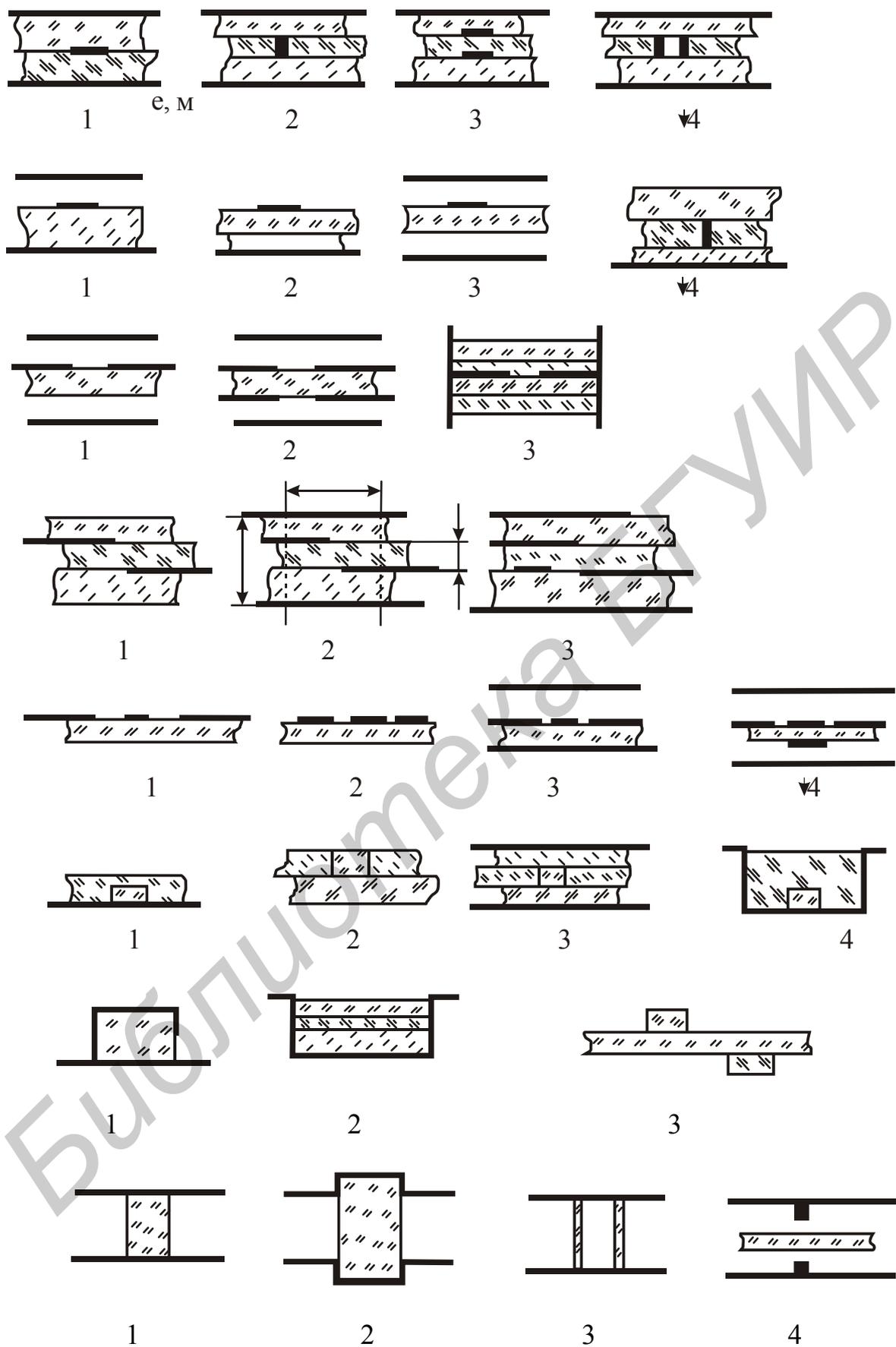


Рис. 3.38. Основные классы ЛП, используемые в ОИС СВЧ и КВЧ

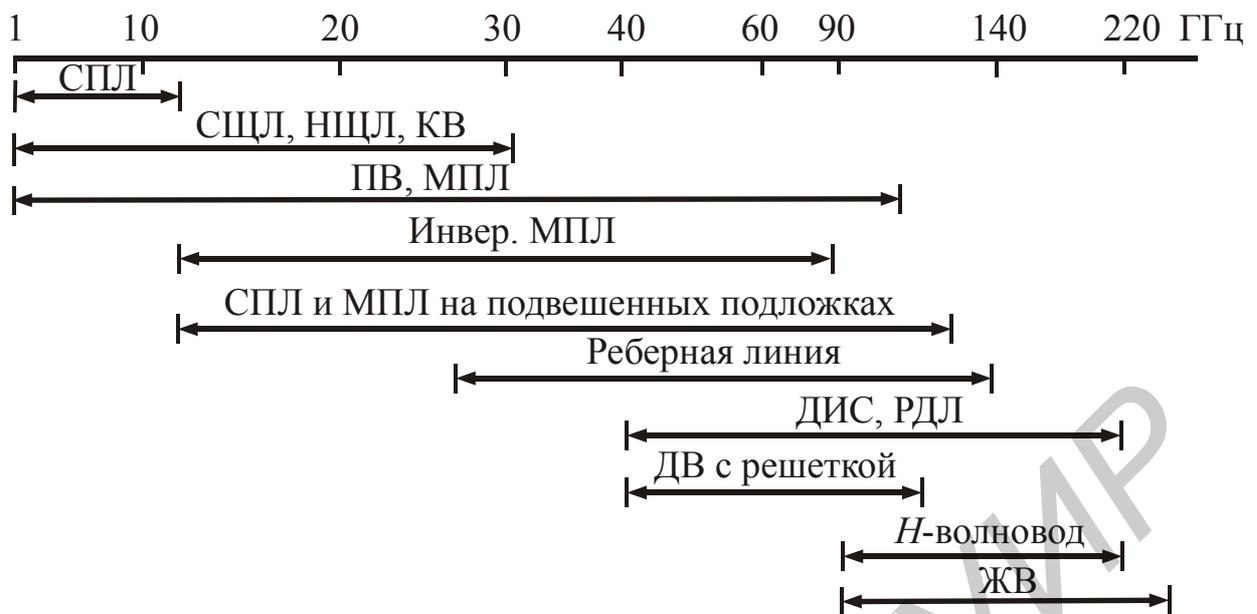


Рис. 3.39. Условная схема распределения частотного диапазона в СВЧ- и КВЧ-областях по типичным линиям для ИС и ОИС

Погонные потери. Одним из основных параметров регулярной ЛП (и БЭ на ее основе) являются погонные потери, которые складываются (в подавляющем числе случаев простым арифметическим сложением) из потерь на нагревание (металла и диэлектрика) и излучение. В БЭ, являющихся соединениями регулярных и нерегулярных участков базовых ЛП, к этим потерям добавляются потери на преобразование в вытекающие и иные типы распространяющихся волн, потери за счет несанкционированных связей между БЭ (одного или разных этажей ОИС) на основной или паразитных волнах и т.п.

Потери существенно зависят от картины электрического поля в поперечном сечении ЛП. К сожалению, плохо изучены свойства по потерям одной из основных и естественных для ОИС СВЧ-линий – несимметричной щелевой линии (НЩЛ). Хотя она достаточно полно исследована и теоретически, и на многочисленных опытах, тем не менее проблема достаточно корректного учета потерь в НЩЛ остается. По приближенным оценкам потери в НЩЛ слегка превышают потери в СЩЛ. В равной, а может быть и большей степени это относится к системам связанных НЩЛ, на основе которых строятся основные классы БЭ ОИС СВЧ. Некоторые ориентировочные данные по потерям (погонным) дает рис. 3.40.

ОИС КВЧ в основном выполняются на основе одной из двух базовых моделей – экранированной и неэкранированной (рис. 3.41). Разумеется, возможен и комбинированный вариант ОИС, в котором между некоторыми этажами ОИС имеется металлический экран (рис. 3.41, б), а между другими (рис. 3.41, а) его нет. В неэкранированном варианте ОИС-модуля для организации электромагнитной и, возможно, гальванической связи (например с помощью РДЛ) между БЭ, расположенными на разных этажах в определенных местах межэтажных

экранов, устраиваются окна или системы окон (отверстий) либо используется техника 2-мерных ИС. С их помощью обеспечивается необходимая степень связи между БЭ. При этом обычно такой межэтажный переход выполняет и некоторые дополнительные функции, например, *полосового* и (или) *поляризационного* фильтра, ответвителя и т.п.

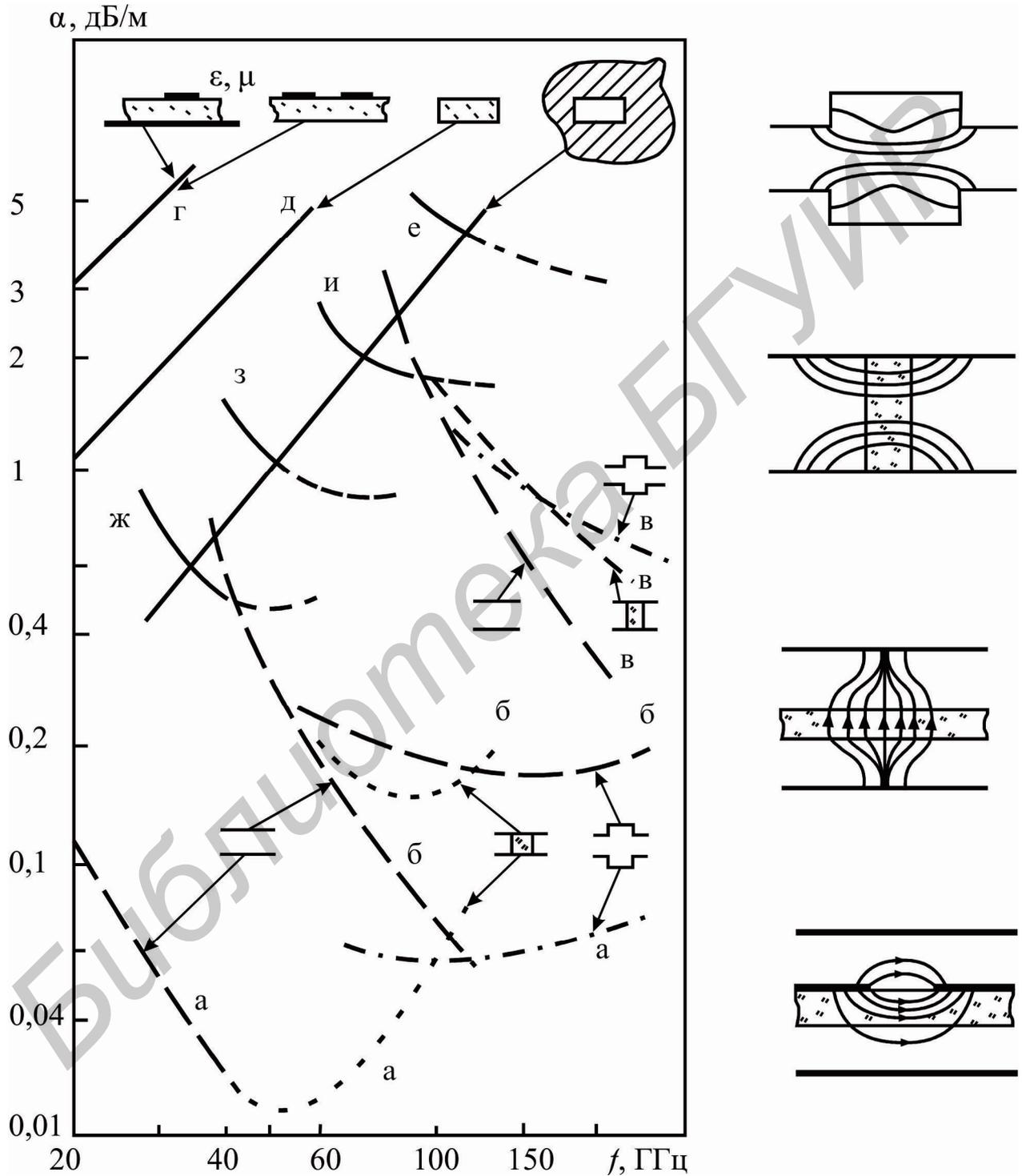


Рис. 3.40. Типичные погонные потери в основных классах ЛП для ИС и ОИС СВЧ и КВЧ

В неэкранированной схеме ОИС КВЧ поддерживающие поверхностную волну слои магнитодиэлектрика обеспечивают достаточно малую протяженность поля по «вертикальной» координате и, как следствие, отсутствие несанкционированной связи между этажами. Весьма условно экранированный вариант ОИС можно отнести к сантиметровому и, отчасти, к миллиметровому, а неэкранированный – к субмиллиметровому диапазонам.

Поддерживающие волну слои могут чередоваться со слоями с существенно меньшими проницаемостями. Такая конструкция придает ОИС-структуре дополнительную жесткость (разумеется, за счет некоторого увеличения диэлектрических потерь), а также способствует осуществлению одноволнового режима работы в ЛП, поперечные размеры которых существенно превосходят длину волны. Последнее обстоятельство особенно существенно для оптического диапазона.

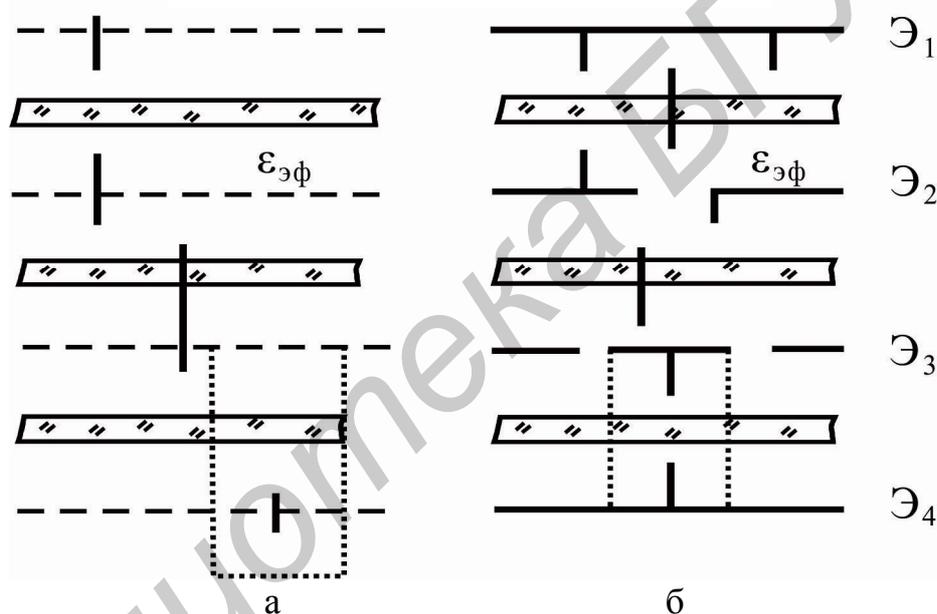


Рис. 3.41. Конструктивное воплощение двух основных концепций построения СВЧ- и КВЧ-модулей на ОИС:

а – межэтажные экраны отсутствуют; б – межэтажные экраны присутствуют

ОИС структуры КВЧ могут быть построены на основе *зеркального* ДВ (с конечными поперечными размерами), однако с общих конструктивно-технологических позиций предпочтительными оказываются схемы, которые формируются на некотором едином (металлическом, диэлектрическом или «импедансном») основании (рис. 3.42, г).

Другое дело, что в такую конструкцию могут быть (в соответствии с принципом конструкционного соответствия) включены иные «надстройки» типа конечных магнитодиэлектрических или импедансных накладок ведущих металлических сплошных или «решетчатых» образований и т.п. Следует отметить, что периодические (импедансные) и анизотропные структуры приобрета-

ют все большее значение в ОИС КВЧ. С их помощью выполняются *волноводные* структуры, *излучающие элементы* (с необходимой объемной схемой обеспечения), *межэтажные переходы* с функциями полосовых и (или) поляризационных фильтров и т.п. Примеры периодических структур СВЧ и КВЧ приведены на рис. 3.43.

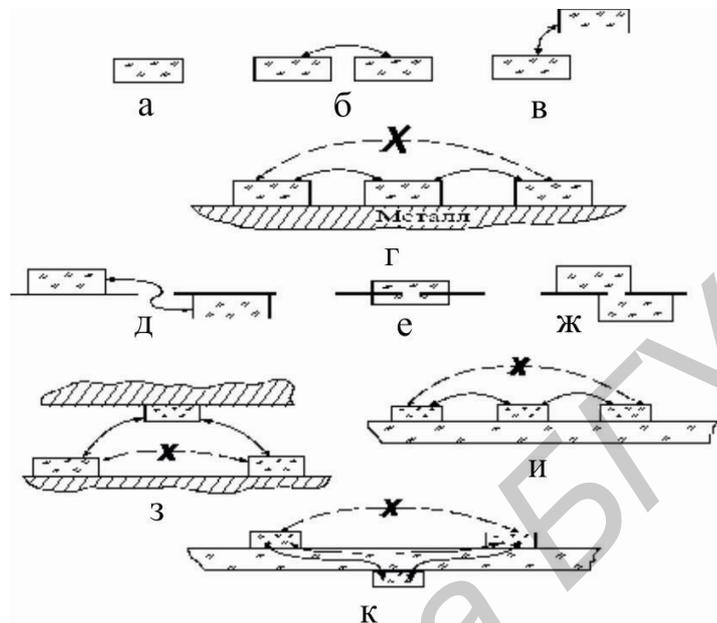


Рис. 3.42. К концепции перехода к понятию единого слоя в этаже ОИС:

- а – единственный диэлектрический волновод (ДВ);
- б, в – связанные диэлектрические волноводы; г – ДВ на едином металлическом основании; д, е, ж – ДВ, связанные через отверстие (щель) в экране;
- з – ДВ, расположенные на противоположных экранах этажа ОИС;
- и – ДВ на одной стороне общей для этажа пластине магнитодиэлектрика;
- к – ДВ на разных сторонах слоя

Простейшей, очевидно, является периодическая решетка *конечной ширины* на магнитодиэлектрическом слое (рис. 3.43, а). Решетка может быть двойной, т.е. располагаться на обеих сторонах слоя. Возможны комбинированные структуры с использованием периодических структур типа обобщенной *компланарной линии* с применением *киральных* и других структур.

На рисунке 3.43, б изображена в некотором смысле дополнительная к рис. 3.43, а структура: система периодических щелей конечной длины. Возможна комбинация структур (рис. 3.29, а и б), которая выполняет, например, роль ЛП (рис. 3.43, д) на другой этаж ОИС. Используются периодические структуры типа *обобщенной компланарной ЛП* (рис. 3.43, в). К этому же классу структур относятся находящие все большее применение в практике КВЧ-диапазона «проволочные» периодические структуры (рис. 3.43, г). Они используются в качестве экранов, направляющих ребер и для других целей.

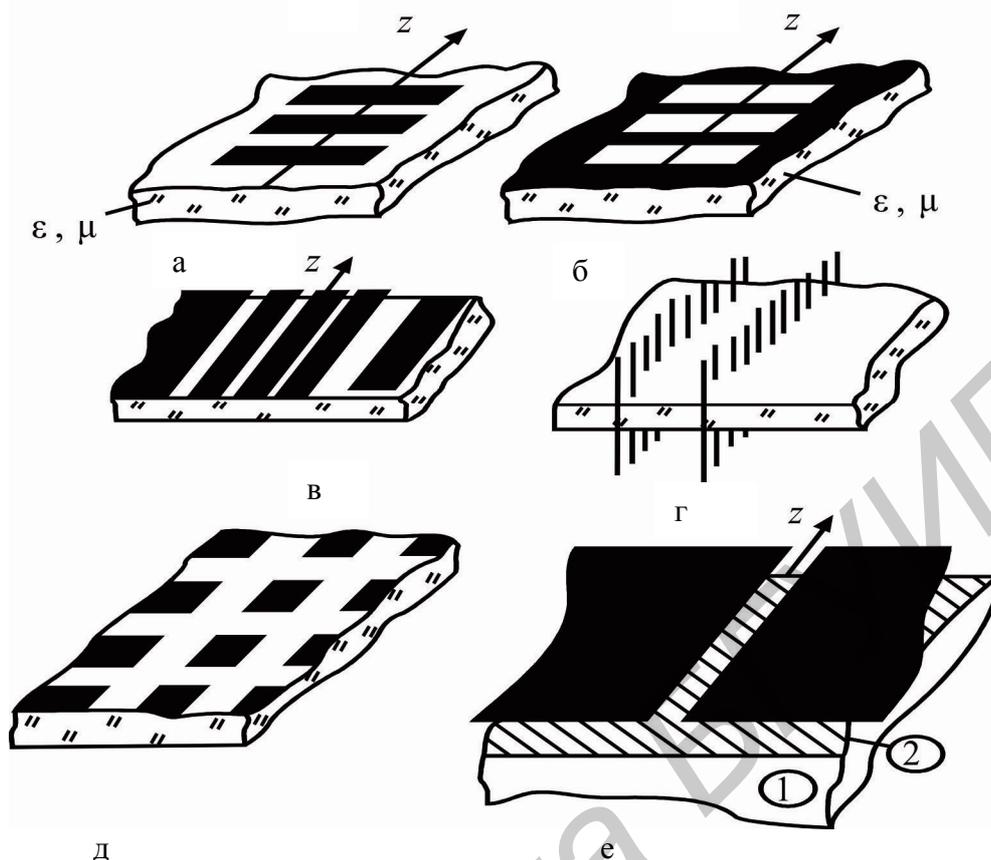


Рис. 3.43. Периодические и анизотропные направляющие структуры СВЧ и КВЧ: а – конечная (в поперечном направлении) решетка полосковых проводников на диэлектрической подложке; б – конечная решетка щелей в экране на диэлектрической подложке; в – многосвязанная компланарная линия; г – направляющая решетчатая структура (в частном случае длина штыря может быть равна толщине слоя); д – двумерная периодическая решетка из прямоугольных элементов; е – щелевая линия с «импедансом» (щель в плоскости, расположенной над импендансной, например, гофрированной поверхностью) (1 – металл; 2 – импедансная поверхность)

Особое внимание к таким структурам КВЧ проявляется в связи с развитием технологии вертикально-инжекционной логики, трекового метода имплантации проводников и т.п. Наряду с «одномерными» периодическими структурами применяются *двумерно-периодические* структуры (рис. 3.43, д – перфорированный экран), а также комбинированные структуры типа «щель над импендансной поверхностью» (рис. 3.43, е). В последнее время был предложен и исследован новый класс *импедансных симметричных щелевых линий* (ИСЩЛ). Они получили разнообразное применение и перспективны для систем, к которым предъявляются повышенные эксплуатационные требования, например, по температурной устойчивости, повышенной мощности и т.п. Прежде всего это элементы сверхскоростной обработки информации (ССОИ) для авиакосмической техники, условия эксплуатации которой являются весьма тяжелыми.

Одним из главных преимуществ металлодиэлектрических ЛП и резонанс-

ных структур на их основе является относительная простота согласования с твердотельными бескорпусными и распределенными *активными элементами* (АЭ).

Таким образом, ОИС представляет собою многослойную структуру, содержащую различные комбинации металлических, полупроводниковых, магнетодиэлектрических и других слоев. В каждом «элементарном» объеме общей схемы возможны самые разнообразные структуры ЭМП. Такая конструкция ОИС позволяет осуществить между «элементарными» объемами одно-, двух- или трехмерную связь, что и определяет, по существу, преимущества ОИС.

3.4.2. Несимметричные полосковые линии для ОИС СВЧ и КВЧ

Для формирования элементной базы ОИС необходимо иметь набор НПЛ с проводниками, расположенными в комбинации между различными слоями диэлектриков. Некоторые варианты наиболее удачных конструкций ЛП, имеющие практическое значение в проектировании ИС и ОИС, показаны на рис. 3.44.

НПЛ с внешним слоем диэлектрика (рис. 3.44, а, г), выполняющего функции защиты схемы от климатических и радиационных воздействий. «Подвешенная» НПЛ (рис. 3.44, б) отличается высоким значением собственной добротности (малые потери).

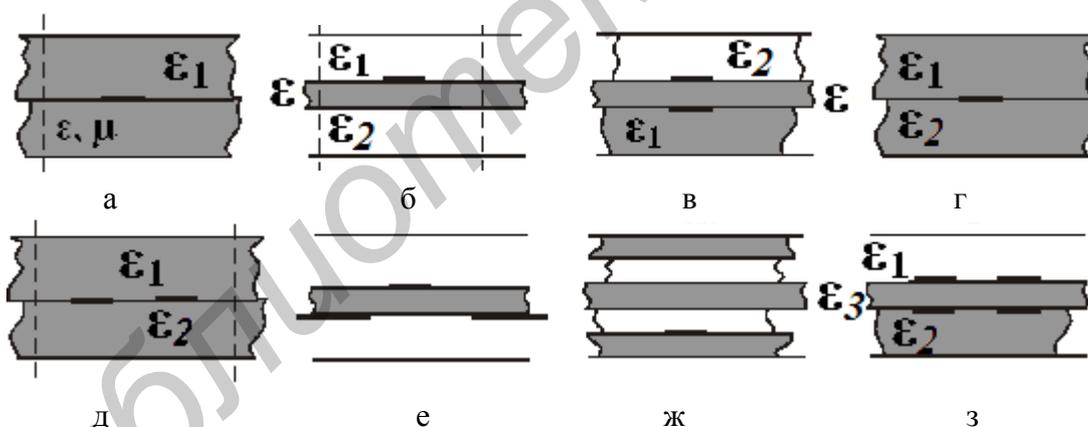


Рис. 3.44. Варианты несимметричных полосковых линий (НПЛ)

Снижения собственной температуры (по сравнению с конструкцией излучателей на основе «стандартной» НПЛ) можно достигнуть при использовании обращенной (инвертированной) НПЛ (см. рис. 3.44, г) при диэлектрической проницаемости нижнего слоя $\epsilon_2 = 1$. Конструкции НПЛ, проводники которой связаны по электромагнитному полю (лицевая связь, рис. 3.44, в, и боковая связь, рис. 3.44, д), дают проектировщику ОИС большие возможности их использования. В их ряду различные измененные (модифицированные) варианты НПЛ (рис. 3.44, е, ж, з), также позволяющие строить БЭ и СВЧ-КВЧ-модули РЭА.

Практически во всех конструкциях ЛП, представленных на рис. 3.44, число токонесущих полосок (рис. 3.44, а, б, г, ж) или групп полосок (рис. 3.44, в, з) может быть достаточно большим (четным или нечетным).

3.4.3. Варианты симметричных щелевых линий

Многослойная подвешенная СЩЛ. По сравнению с обычной СЩЛ при той же ширине щели данный вариант СЩЛ (рис. 3.45, б) обладает пониженным волновым сопротивлением. Подвешенная СЩЛ на двухслойной диэлектрической подложке, в которой верхний (непосредственно примыкающий к металлу) диэлектрический слой имеет меньшую диэлектрическую проницаемость ($\epsilon_1 < \epsilon_2$), чем более удаленный слой, может использоваться в миллиметровом диапазоне. Подвешенная СЩЛ имеет преимущества – малую длину волны и большую степень сосредоточения электромагнитных полей внутри диэлектрика, что приводит к уменьшению потерь.

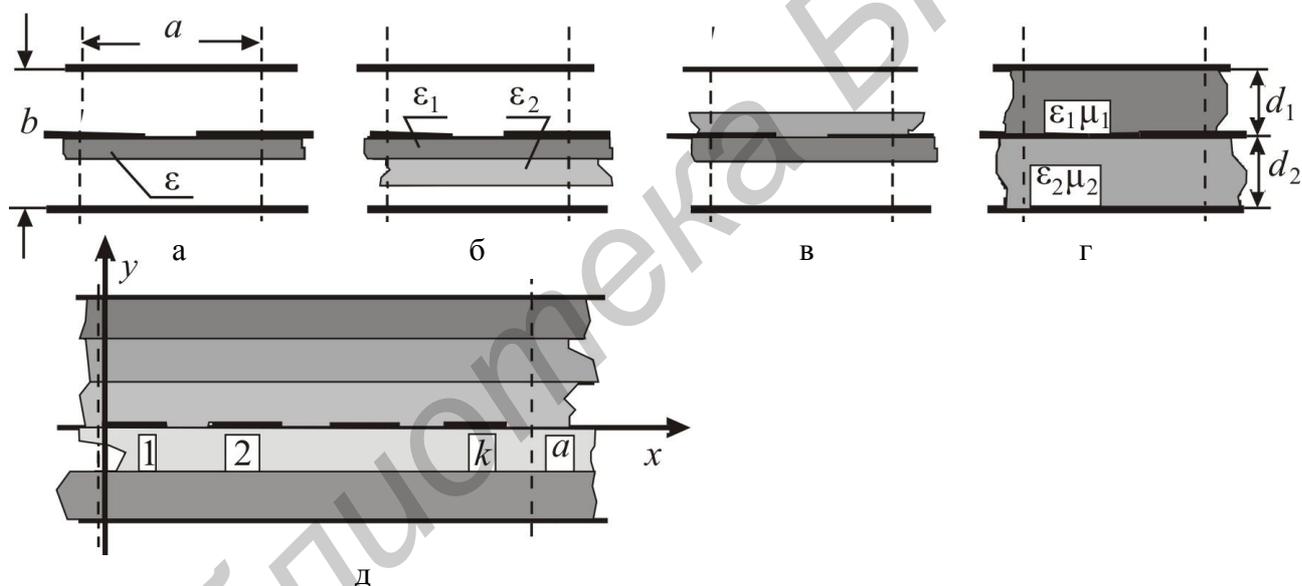


Рис. 3.45. Некоторые примеры распространенных вариантов СЩЛ: а – подвешенная СЩЛ; б – подвешенный вариант СЩЛ на многослойной подложке; в – СЩЛ типа «сэндвич»; г – ЩЛ с неодинаковыми слоями магнитодиэлектрика – волноводно-щелевая ЛП; д – ЛП с произвольным числом токонесущих проводников

СЩЛ типа «сэндвич». Линия представляет собой обычную СЩЛ, покрытую с двух сторон диэлектриком; схема ее приведена на рис. 3.45, в.

Для ОИС СВЧ и КВЧ более важными являются, как уже неоднократно отмечалось, экранированные структуры.

Экранированная СЩЛ. Этот вариант СЩЛ (рис. 3.45, г) представляет особый интерес, так как он естественным образом вписывается в структуры на ОИС. Это объясняется возможностью ее использования в крайних слоях ОИС

для параллельного включения в нее, например, полупроводниковых приборов, что упрощает настройку модуля и дает возможность практического решения задач теплоотвода.

На рис. 3.46 показаны структуры полей нескольких первых типов волн в экранированной многослойной СЦЛ. Знание картины распределения полей позволяет разработчику ОИС уверенно конструировать устройства, обеспечивать согласованное включение БЭ, а также активных элементов и элементов, управляемых проходящей мощностью (параметрические элементы, ограничители мощности, преобразователи частоты и пр.).

По известному распределению электромагнитного поля в пространстве СЦЛ можно определить волновые сопротивления для каждого типа волны.

На рис. 3.47 и 3.48 приведены расчетные кривые волнового сопротивления и длины волны в экранированной СЦЛ, однородно заполненной диэлектриком и расположенной симметрично в сечении экрана.

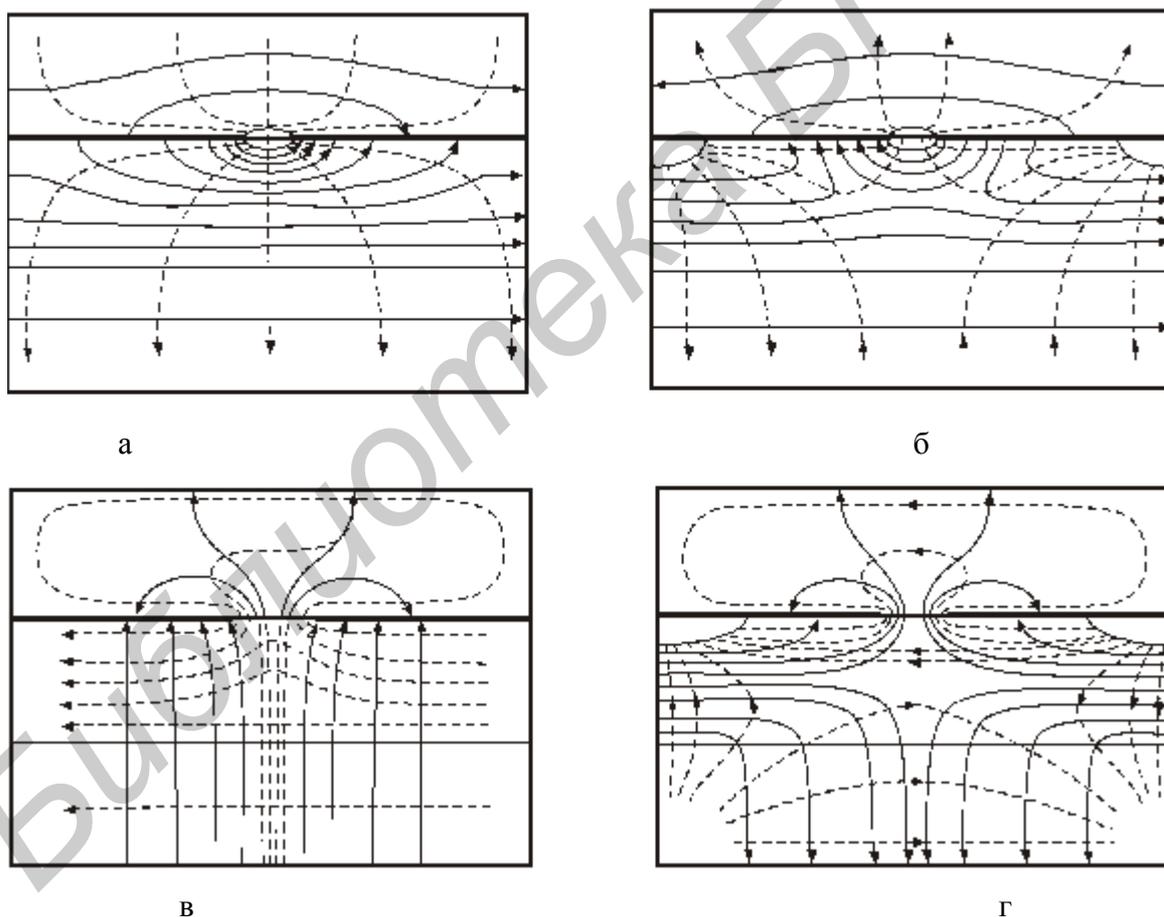


Рис. 3.46. Картины электромагнитных полей в поперечном сечении в экранированной многослойной СЦЛ:

а, б – для волн четного и в, г – нечетного типов волн.

Линии электрического поля – сплошные, магнитного – штриховые

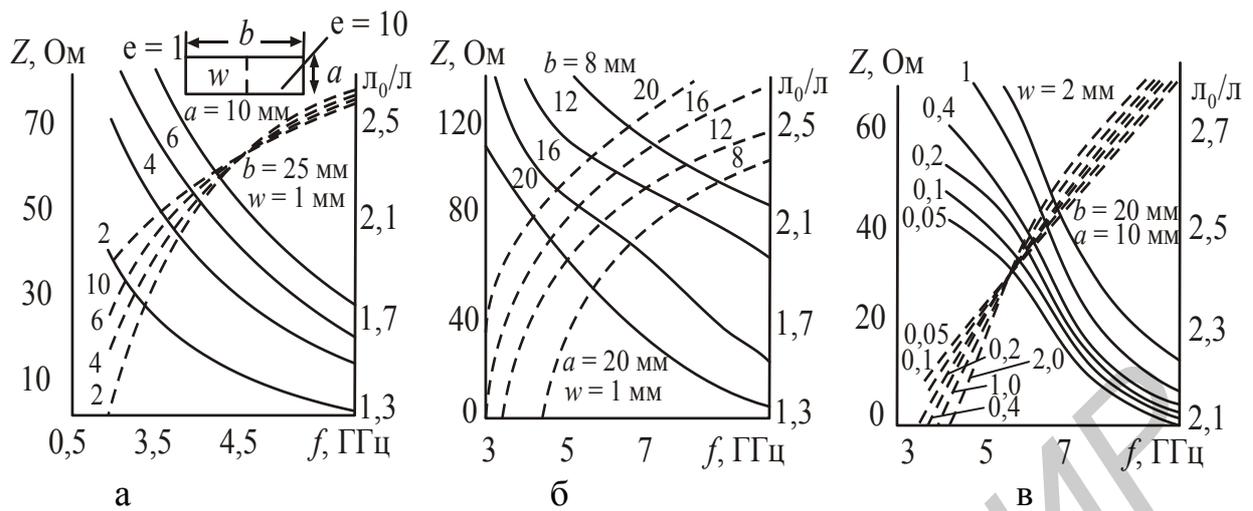


Рис. 3.47. Частотные характеристики волнового сопротивления и длины волны в СЩЛ (см. рис. 4.45, г) с проводниками конечной толщины для переменных ширины (а) и высоты (б) экрана и изменяющейся ширины щели (в)

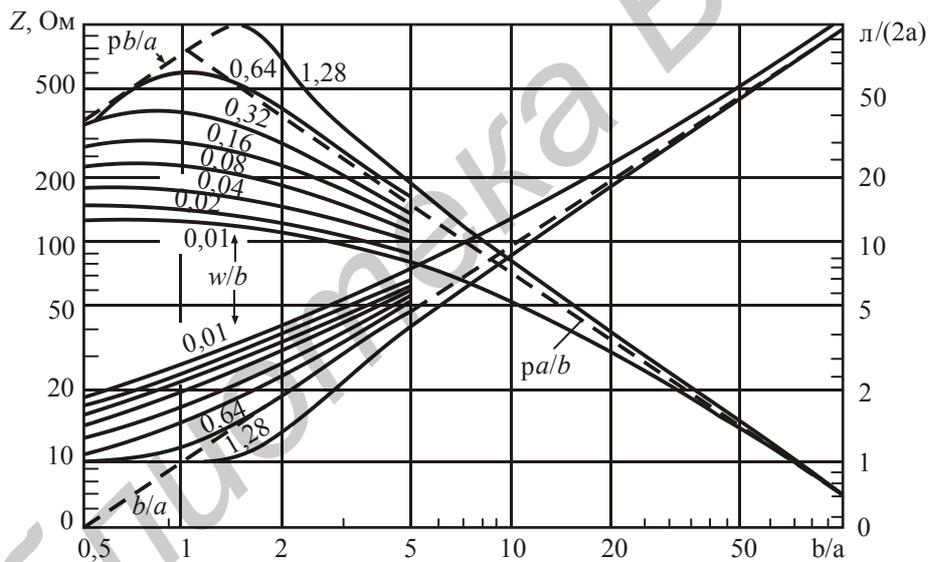


Рис. 3.48. Зависимости волнового сопротивления и длины волны экранированного варианта СЩЛ (рис. 3.45, г), однородно заполненной диэлектриком, от ее геометрических размеров

3.4.4. Несимметричная щелевая линия

НЩЛ представляет собой волноведущую структуру, токнесущие проводники которой (в простейшем случае это полуплоскости) расположены в слоях диэлектрика в разных плоскостях.

НЩЛ образуется металлическими полуплоскостями, нанесенными по разные стороны плоскопараллельных диэлектрических слоев (подложек) (рис. 3.49).

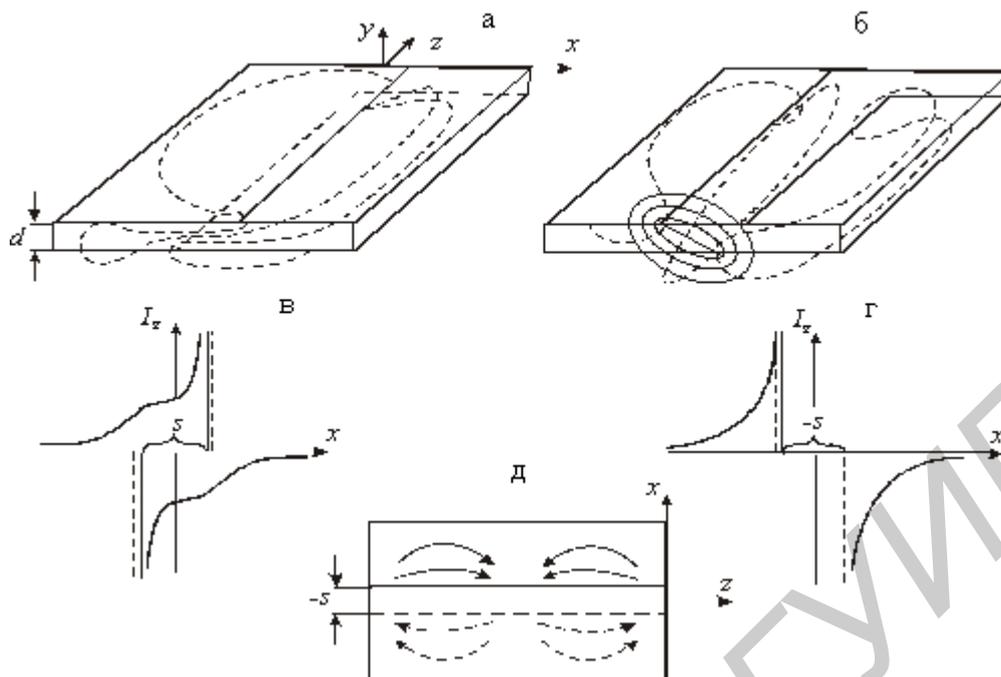


Рис. 3.49. Несимметричная щелевая линия:
 а, б – структура электромагнитного поля; в, г – соответствующие
 поз. а, б схемы распределения продольных токов;
 д – распределение полного тока

В зависимости от взаимного расположения образующих ее полуплоскостей относительно друг друга возможны два основных различных варианта НЩЛ (рис. 3.50): линия с их перекрытием (а) либо без него (б), а также с нулевым перекрытием, когда края полуплоскостей находятся друг против друга.

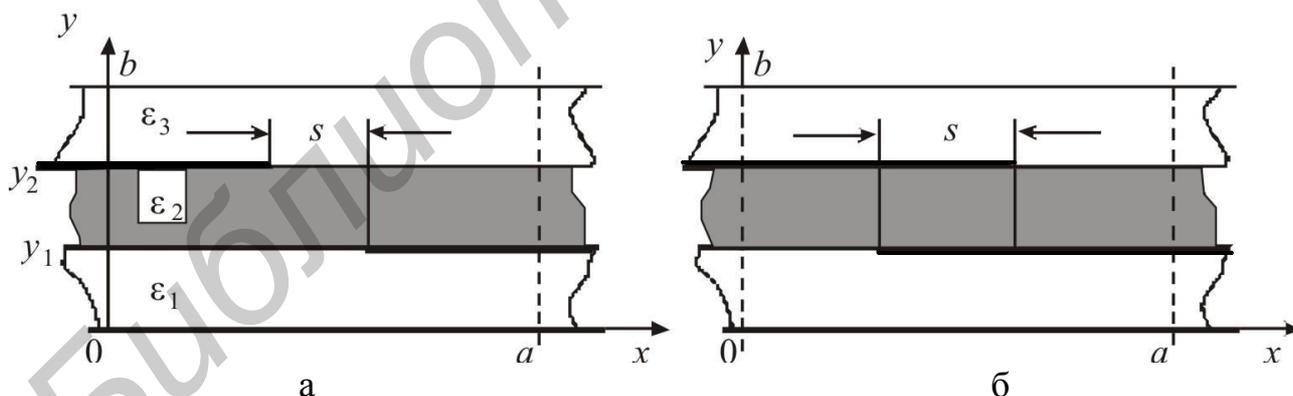


Рис. 3.50. Основные варианты НЩЛ:
 а – с недохлестом экранов; б – с перехлестом

Существенно, что в НЩЛ отсутствует конструкторско-технологическая особенность, связанная с осуществлением узких проводников и щелей, сложностью, весьма характерной для БЭ на основе НЩЛ в плоскостных ИС. Это позволяет выполнять НЩЛ с практически любыми волновыми сопротивлениями, проводить согласование с другими типами ЛП и пр. Ограничения накладыва-

ются наличием излучения энергии (открытая НЩЛ) со стороны больших волновых сопротивлений (большое расстояние между полуплоскостями), а со стороны малых – возможностью возникновения волн волноводного типа и поверхностных волн. Кроме того, НЩЛ обладает большой широкополосностью и простотой конструктивного осуществления БЭ на ее основе в комбинации с НПЛ и СЩЛ, что во многом упрощает включение в нее (последовательно или параллельно) полупроводниковых приборов.

На рис. 3.51 представлены зависимости замедления основной волны от s . При разнесении ребер металла ($s < 0$) замедление λ_0 / λ стремится к замедлению основной волны $H_{01}^{(y)}$ трехслойного волновода (штриховая горизонтальная линия). С другой стороны, увеличение степени перекрытия ($s > 0$) приводит к тому, что волна в НЩЛ приобретает все больше свойств волны $H_{01}^{(z)}$, распространяющейся в прямоугольном волноводе, высота которого равна толщине диэлектрической подложки. В представленной модели существуют и распространяющиеся высшие типы волн (кривые 2 – 6), параметры и структура которых стремятся в пределе ($s / \lambda_0 \rightarrow 1$) к соответствующим параметрам волн $H_{0m}^{(z)}$ ($m = 2, 3, \dots$) прямоугольного волновода с размерами поперечного сечения $a \times y_2$. Это означает, что, например, вторая волна в области перекрытия имеет на металле две вариации электрического тока, третья – три и т.д.

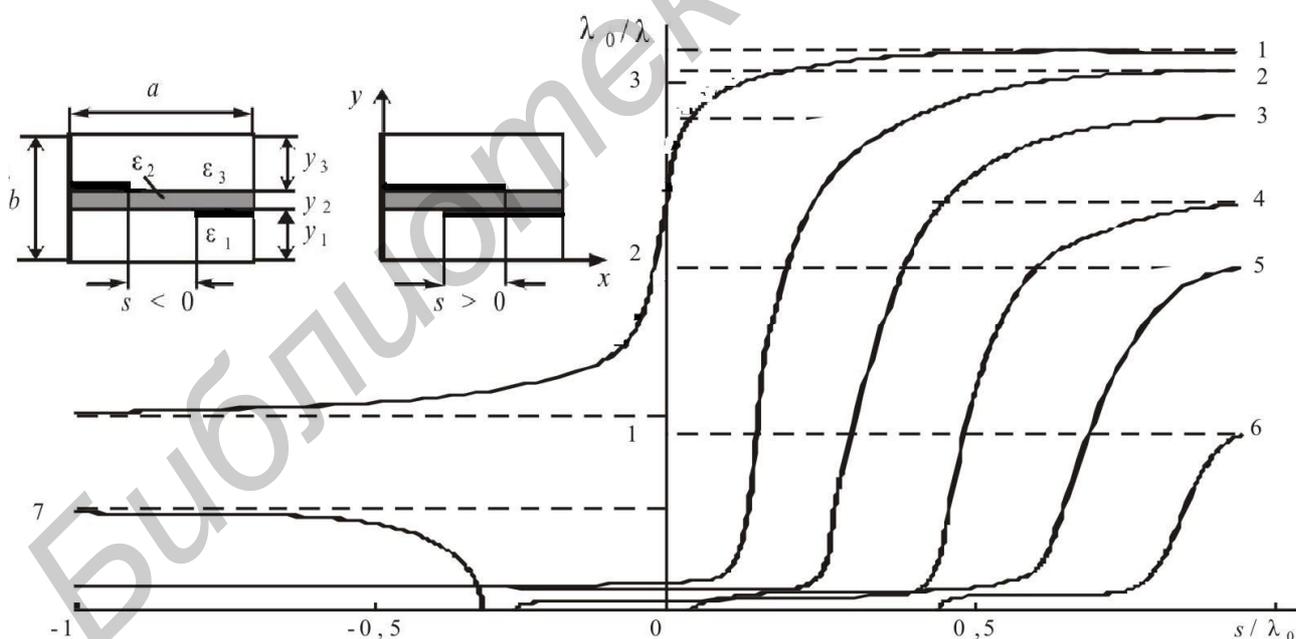


Рис. 3.51. Зависимости замедления основной и высших типов волн от параметра s , характеризующего взаимное положение металлических полуплоскостей, образующих структуру НЩЛ

Таким образом, классификацию волн в НЩЛ можно проводить аналогично классификации волн в НПЛ. Разнесение ребер металла сопровождается пе-

реходом в режим отсечки большинства высших волн полоскового типа, а замедление второй волны близко к замедлению распространяющейся волны $E_{20}^{(y)}$ трехслойного волновода (четное возбуждение). Дальнейшее увеличение ($s < 0$) сопровождается выходом из режима отсечки волны, природа которой аналогична природе высшей волны СЦЛ (кривая 7 на рис. 3.51).

Модификации НЦЛ. Структуру для ОИС СВЧ можно представить в виде набора НЦЛ. Рассмотрим некоторые из них. На рис. 3.52 показаны две НЦЛ, зеркально расположенные относительно друг друга в слоях диэлектрика. Наличие в ней симметрии позволяет свести задачу исследования ее к расчету собственных чисел четных и нечетных волн относительно плоскости симметрии, куда поочередно вводятся условия магнитной или электрической стенки.

Зависимости замедления двух волн от параметра s , отражающего изменения расстояния между металлическими ребрами, для нескольких значений толщины слоев диэлектрика приведены на рис. 3.52. Изменение их размеров по-разному сказывается на поведении замедления четных и нечетных типов волн. В случае четных волн для семейства кривых λ_0 / λ имеет место узел в точке перегиба кривых $s = 0$, являющейся точкой перехода физических свойств волны щелевого типа $H^{(y)}$ к волне полосковой $E^{(y)}$ при концентрации энергии в крайних слоях диэлектрика.

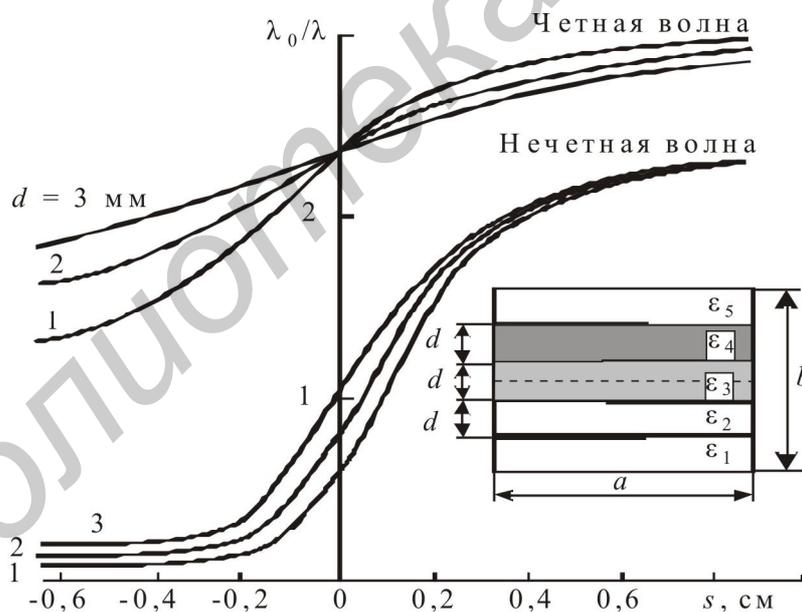


Рис. 3.52. Зависимость замедления (дисперсии) четных и нечетных волн от перехлеста слоев металла в несколько усложненной НЦЛ ($\lambda_0 = 9,6$ см; $a / \lambda_0 = 0,5$; $b / \lambda_0 = 2$; $\epsilon_1 = \epsilon_5 = 1$; $\epsilon_3 = 2,32$; $\epsilon_2 = \epsilon_4 = 10$)

В отличие от четных волн семейство кривых для нечетных волн не обладает узлом; это указывает на то, что структура поля $E^{(y)}$ в целом не изменяется в зависимости от параметра s . Энергия нечетной волны в основном сосредото-

чена в среднем слое, вследствие чего наблюдается слабая зависимость замедления от толщины диэлектрика при $s \rightarrow a$.

Можно выделить другую структуру ОИС – это две связанные между собой НЩЛ с плоскостью симметрии, перпендикулярной поверхности слоя диэлектрика (рис. 3.53). На этом же рисунке представлены расчетные дисперсионные кривые связанных НЩЛ.

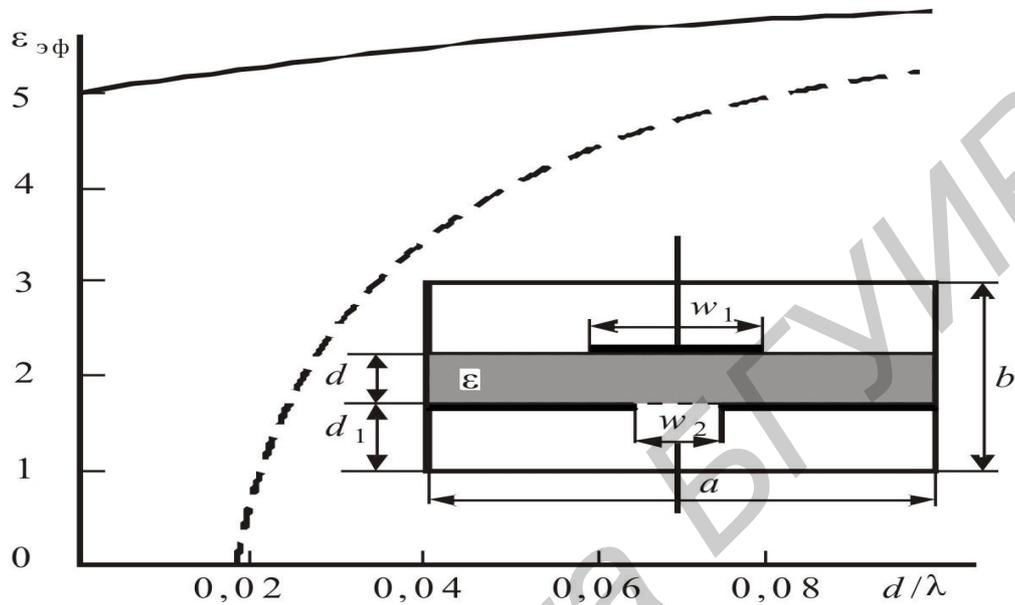


Рис. 3.53. Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости от длины волны для четной (сплошная кривая) и нечетной (штриховая) волн в связанных НЩЛ ($\epsilon = 9,6$; $b/d = 8$; $d_1/d = 2$; $w_1/d = 2$; $w_2/d = 3$; $a/d = 10$)

Видно, что в данной структуре существуют два типа волн, имеющих характер НПЛ (четная волна) и СЩЛ (нечетная волна). При узких зазорах между НЩЛ ($w_2/w_1 \ll 1$) можно независимо использовать в расчетах замедления четных и нечетных волн дисперсионные уравнения для экранированных НПЛ и СЩЛ.

3.4.5. Варианты экранированных компланарных линий

Использование КЛ (компланарных линий) различных модификаций существенно увеличивает функциональные возможности включения полупроводниковых приборов и устройств согласования в ОИС СВЧ. Экранированные ЛП наиболее удобно вписываются в ОИС ВЧ. Некоторые варианты экранированных КЛ показаны на рис. 3.54.

Экранированные КЛ. Более глубокое понимание физики явлений в КЛ, собственно, как и любой другой ЛП, приходит при получении и (или) рассмотрении структуры электромагнитного поля как основной волны, так и волн высших типов. Естественно, при учете симметрии поперечного сечения КЛ и задании соответствующих граничных условий типа «электрической» или «магнитной» стенок в плоскостях $x = 0$, $x = a = (a_1 + a_2)/2$.

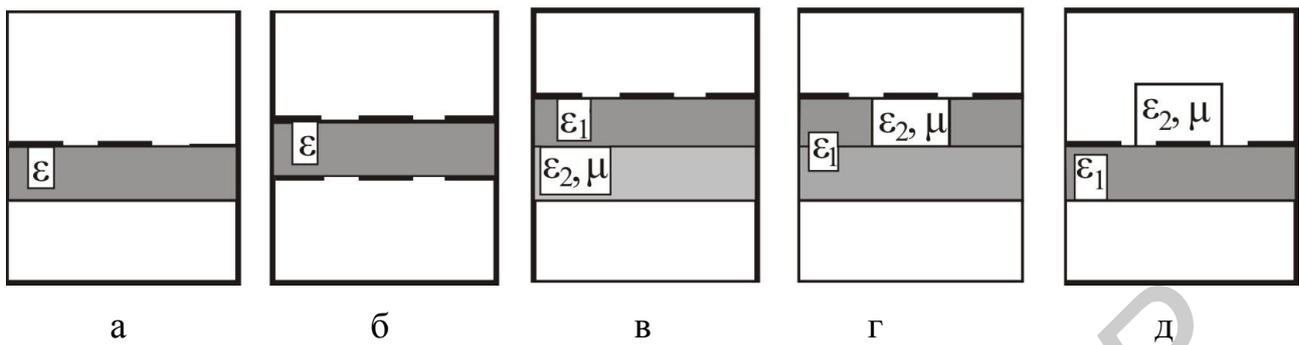


Рис. 3.54. Варианты экранированных КЛ передачи

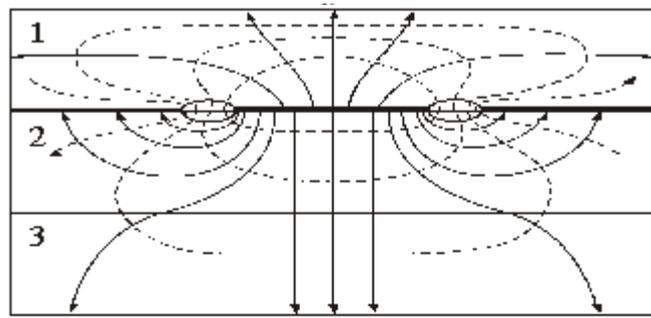
Качественное поведение полей магнитных волн первых трех типов приведено на рис. 3.55. Для удобства рассмотрения области 1 и 3 растянуты по вертикальной координате: область 1 – в три раза, а область 3 – в четыре раза. Точное знание полей в КЛ представляет очень важную в практическом плане задачу.

Среди линий практический интерес представляют КЛ с асимметрично расположенными относительно экрана проводниками. Используя свойства круговой поляризации магнитной волны в КЛ, можно изготавливать невзаимные отрезки регулярных линий путем частичного заполнения слоя диэлектрика ферромагнетиком (рис. 3.54, в, г, д). Необходимо отметить компланарные структуры с токнесущими проводниками, расположенными симметрично по разные стороны подложки (рис. 3.54, б), на основе которых можно проектировать мостовые устройства.

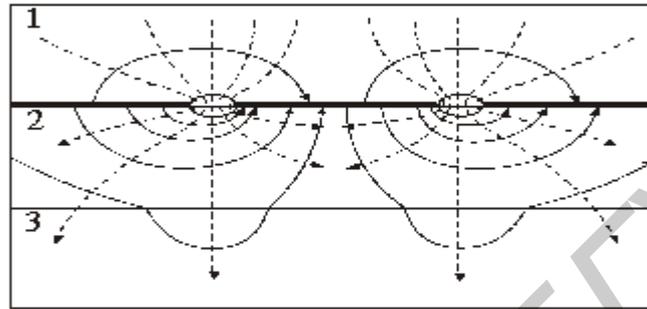
Дисперсионные характеристики КЛ, выполненной на анизотропной подложке из сапфира, для четных и нечетных волн представлены на рис. 3.56.

Кроме низшей волны в КЛ возникает поверхностная волна E -типа, не имеющая нижней частоты отсечки. Дисперсионная характеристика этой волны также приведена на рис. 3.56 (кривая 3)

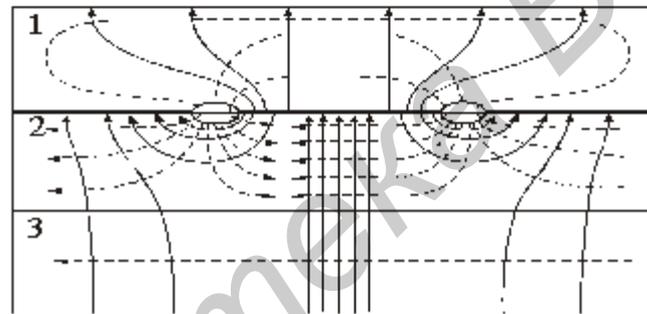
Поверхностную волну, которая является медленной, необходимо учитывать при конструировании СВЧ- и КВЧ-устройств либо находить пути для ее эффективного подавления: например, уменьшать толщину подложки, вводить экранирующие стенки и т.д. И если введение таких дополнительных элементов нарушает саму идею плоскостности «традиционных» ИС СВЧ и КВЧ, то для ОИС указанные включения являются естественными элементами конструкции и способствуют повышению качественных показателей ОИС.



а



б



в

Рис. 3.55. Распределение полей первых трех типов волн в поперечном сечении экранированной КЛ:
а – Т-волна; б, в – Н-волны

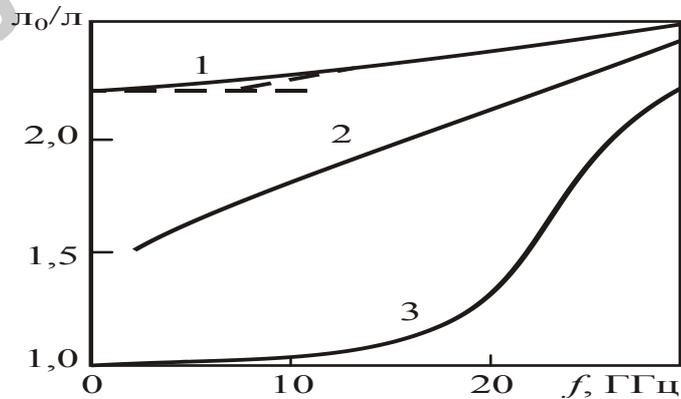


Рис. 3.56. Зависимость нормированной длины четной (1), нечетной (2) волн и поверхностной волны E-типа (3) при $\epsilon_{\perp} = 9,4$; $\epsilon_{\parallel} = 11,6$; $b/a = 5$; $d = 1$ мм

3.4.6. Волноводно-щелевые линии

Среди огромного числа типов ЛП, предложенных и исследованных за последнее время, по-видимому, наибольшее распространение получили волноводно-щелевые линии (ВЩЛ), на основе которых разработано большое количество активных и пассивных функциональных элементов ОИС СВЧ- и КВЧ-диапазонов. В ОИС этот класс ЛП играет множественные роли и потому исследование и математическое моделирование ВЩЛ представляет собой и интересную, и одновременно непростую задачу. Поперечное сечение ВЩЛ показано на рис. 3.57, из которого видно, что ВЩЛ представляет собою диэлектрическую подложку с металлическим покрытием, образующим определенную конфигурацию проводника, размещенную внутри прямоугольного волновода (с вертикальными электрическими или магнитными стенками), параллельно его узким стенкам (в E -плоскости).

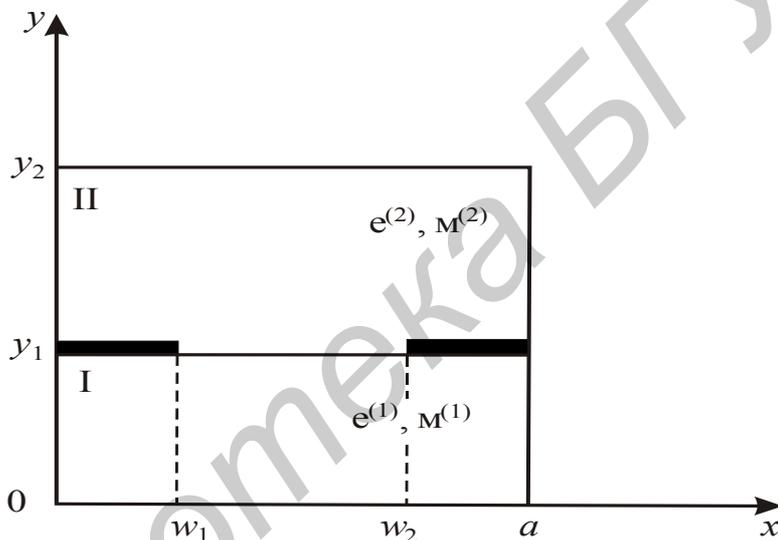


Рис. 3.57. Поперечное сечение простейшего варианта ВЩЛ (типа «сэндвич»)

Щелевые структуры в целом и ВЩЛ, в частности, в ИС и ОИС используются особенно в тех случаях, когда для осуществления БЭ, например, обладающего *невзаимными* свойствами, в качестве подложки используется магнетодиэлектрик. Важным при этом является случай подмагничивания вдоль оси x . Электромагнитные поля при таком варианте подмагничивания известны, однако эти выражения, к сожалению, не допускают предельного перехода к изотропным слоям.

Для нужд ОИС первостепенный интерес представляют две основных разновидности: симметричная двойная щелевая линия (СДЩЛ) со щелями разной ширины (рис. 3.58) и несимметричная двойная щелевая линия (НДЩЛ) со щелями равной ширины (рис. 3.59).

На рис. 3.58, а представлена зависимость коэффициента замедления основной волны СДЩЛ со щелями разной ширины от ширины второй щели (w_2)

(ширина первой щели (w_1) постоянна). Соответствующие геометрические параметры линии приведены в подрисуночной надписи. Изменяемый параметр для данного семейства – w_2 (ширина второй щели). Крайняя правая точка кривой соответствует случаю, т.е. классической волноводно-щелевой линии.

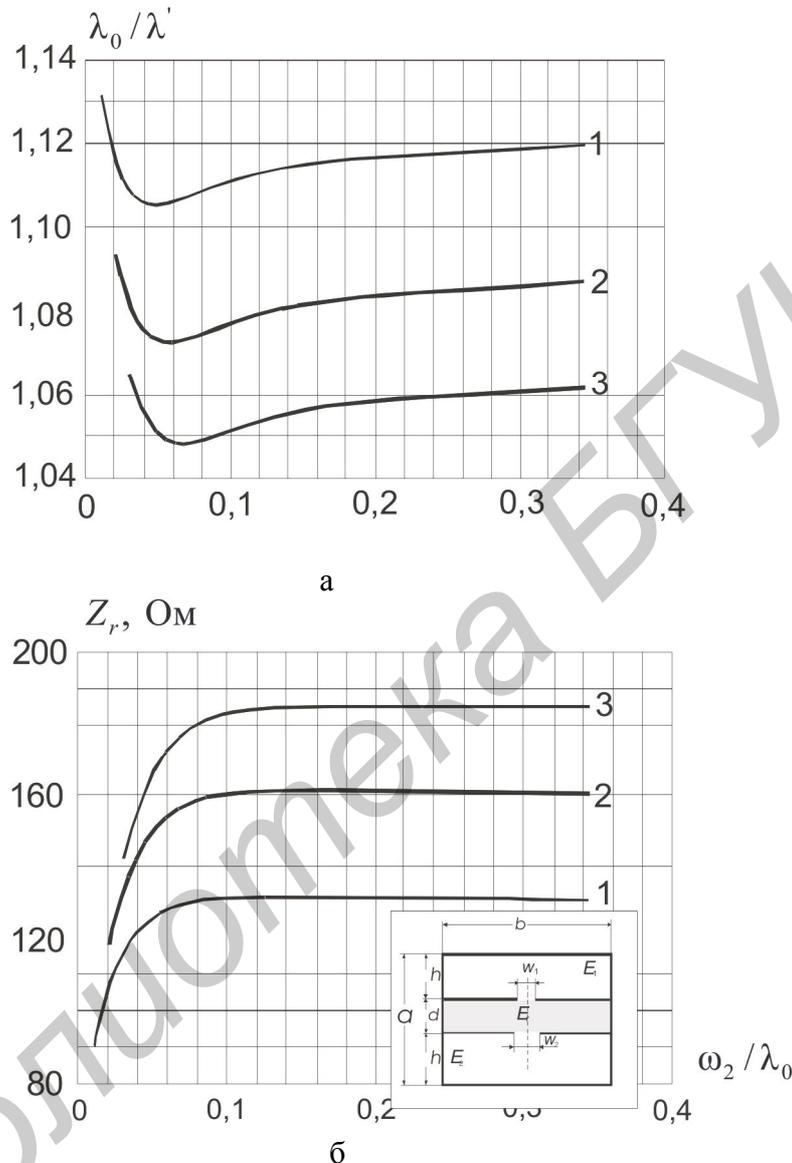


Рис. 3.58. Зависимость замедления основной волны (а) и волнового сопротивления (б) СДЦЛ со щелями различной ширины от ширины второй щели w_2 : $\epsilon_r = 2,22$ мм; $d = 0,254$ мм; $h_1 = h_2 = 3,429$ мм; $b = 3,56$ мм; $f = 30$ ГГц: 1 – $w_1 / \lambda_0 = 0,01$; 2 – $w_1 / \lambda_0 = 0,02$; 3 – $w_1 / \lambda_0 = 0,03$

Таким образом, можно утверждать, что поле \vec{E} в основном сосредоточено вблизи апертуры первой (более узкой) щели, что соответствует физике классической волноводно-щелевой ЛП.

По мере уменьшения ширины второй щели (w_2) качественно картина апертурных полей не изменяется, однако имеет место небольшой рост состав-

ляющей по отношению к E_{y1} . После того как значение w_2 проходит пологий E_{y2} участок кривой (примерно до $w_2 / w_1 \approx 6...8$), фазовая скорость волны в ЛП начинает увеличиваться, а поведение составляющей E_{y2} качественно изменяется. Если до этого сингулярность E_y поля вблизи краев второй щели практически отсутствовала (из-за ничтожно малой напряженности поля в этом месте), то по мере уменьшения w_2 она становится все более существенной. Когда же достигается геометрия с $w_1 = w_2$, имеют место соотношения $E_{y1} = E_{y2}$; $E_{z1} = E_{z2}$; $E_{yi} = E_{zi}$.

Основной волной, распространяющейся в ЛП, является волна, у которой поля в щелях синфазны (в случае $w_1 = w_2$ ей соответствует четная волна классической ДЩЛ). В случае когда ширины щелей сильно различаются, основная энергия, переносимая волной, сосредоточена вблизи более узкой щели, и широкая щель практически не участвует в процессе поддержания волны. При соотношении размеров щелей (w_2 / w_1) меньше 6...8 (на рис. 3.58 это участок между точкой, соответствующей ДЩВ, и минимумом коэффициента замедления волны) в поддержании волны активное участие принимают обе щели.

В случае малого по сравнению с длиной волны расстояния между боковыми стенками основной волной ЛП является волна с синфазным возбуждением щелей (квазичетная мода). У второй волны (в этой области геометрических параметров) щели возбуждены противофазно (квазинечетная мода). На рис. 3.59, а показаны эпюры поперечных составляющих электрического поля ЛП на данном участке зависимости.

Видно, что своего максимального значения касательная составляющая поля \vec{E} к диэлектрику достигает вблизи щели с более узкой апертурой, тогда как у второй (квазинечетной) волны имеет место обратная картина. Штриховой линией показано замедление волн H_{n0} прямоугольного волновода $b \times d$, заполненного диэлектриком ϵ_r . По мере увеличения параметра b кривые квазичетной и квазинечетной волн сближаются и в тот момент, когда b изменится таким образом, что постоянные распространения будут близки друг к другу, а также близки к замедлению волны H_{10} прямоугольного волновода $b \times d$ диэлектрическим заполнением ϵ_r , конфигурации полей обеих мод также максимально приближаются друг к другу, т.е. удовлетворяется условие *фазового синхронизма*. В той области имеет место сильное взаимодействие типов волн, выражается оно в эффекте «разделения мод», а сама область может быть названа *областью связи*.

Необходимо отметить, что моды СДЩВ связаны только с симметричными вдоль оси y типами волн прямоугольного волновода, т.е. с H_{n0} -волной ($n = 1, 3, \dots$).

В тех случаях, когда ЛП используется только для передачи электромагнитной энергии, связь волны, переносящей электромагнитную энергию, с модами волновода $b \times d$ нежелательна, следовательно, численное значение гео-

метрического параметра b должно находиться далеко от параметров, соответствующих области сильной связи. С другой стороны, выбрав значение ширины b вблизи «области связи», можно создавать новые устройства перехода между ЛП типа НДЦЛ и прямоугольными волноводами с диэлектрическим заполнением. Эта проблема для ОИС является первостепенной.

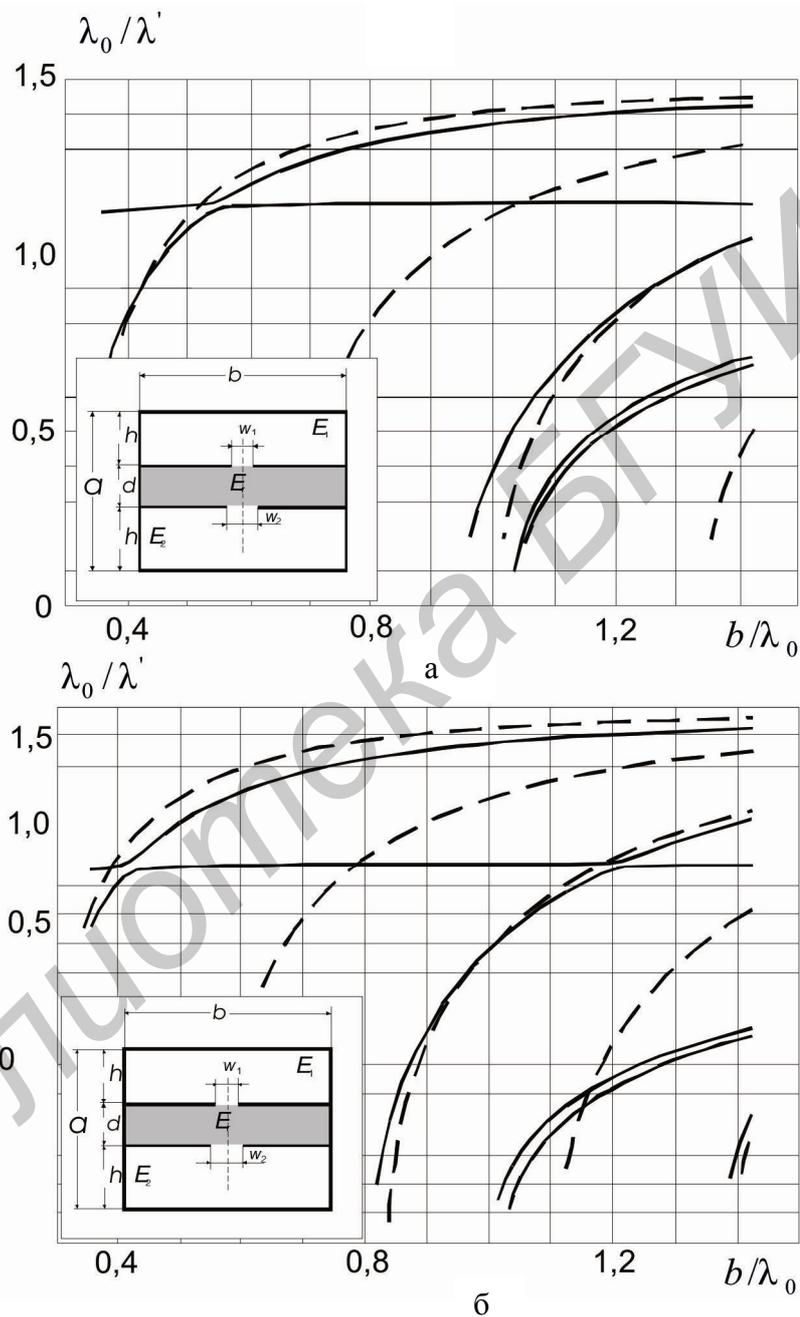


Рис. 3.59. Зависимость замедлений волн СДЦЛ со щелями разной ширины от расстояния между боковыми стенками внешнего волновода:

$$f = 30 \text{ ГГц}, w_1 = 0,1 \text{ мм}, w_2 = 0,2 \text{ мм}, \\ d = 0,254 \text{ мм}, h_1 = h_2 = 3,429 \text{ мм}; \text{ а} - \epsilon_r = 2,22; \text{ б} - \epsilon_r = 3,22$$

После того как параметр b прошел «область связи», фактически состоялся обмен типами рабочих волн: основным типом становится квазинечетная мода, а первым высшим типом – почти «квазичетная». Для составляющих квазинечетной волны в этом случае имеет место соотношение $E_y < E_x$, а составляющие квазичетной волны соотносятся так: $E_y > E_x$.

Вблизи значения b , соответствующего появлению волны H_{30} в прямоугольном волноводе, заполненном диэлектриком с ϵ_r , в структуре появляется третья волна. Распределение полей этой волны в поперечном сечении ЛП схоже с картиной силовых линий H_{30} -моды прямоугольного волновода, заполненного диэлектриком с ϵ_r , а энергия, переносимая волной, сосредоточена в основном в области диэлектрика. Характер поведения картин полей этой моды не изменяется до тех пор, пока размер b не приблизится к области связи типов волн. В этой точке и ее окрестности имеет место сильная связь между третьей волной НДЦЛ и квазичетной волной. После перехода параметра b через область связи произойдет обмен типами волн, как и в случае взаимодействия квазичетной волны с квазинечетной.

Поведение двух оставшихся волн аналогично зависимостям замедления волны H_{20} прямоугольного волновода $b \times h_1$, образованного металлическим покрытием на диэлектрике, которое расположено на границе между областями 1 – 2 и стенками внешнего волновода.

Несимметричная ДЦЛ со щелями одинаковой ширины. Основной волной ЛП является квазичетная волна, силовые линии поперечного электрического поля этой волны схематически показаны на рис. 3.60, а, б, в. При значительном перекрытии слоев металла, образующего щели (больше чем на $w/2$), свойства этой волны схожи со свойствами основной волны НЦЛ, а также с основной волной несимметричной полосковой линии с шириной полоски, равной перекрытию металла, и подложкой, толщина которой равна толщине диэлектрика (картина силовых линий электрического поля в поперечном сечении ЛП представлена на рис. 3.60, в).

Более того, в случае перекрытия металла замедление основной волны слабо зависит от ширины щели ($w_1 = w_2 = w$ для узкой щели) и практически не зависит от нее для более широкой w (см. рис. 3.60; штриховая линия – нормированная длина волны НПЛ).

Первая волна высшего типа НДЦЛ при малом сдвиге щелей относительно друг друга соответствует волне прямоугольного волновода, образованного металлическим покрытием диэлектрика на границе областей 1–2 и 2–3, заполненного диэлектриком с ϵ_r . Картина силовых линий электрического поля этой волны в поперечном сечении ЛП весьма схожа с H_{10} -волной прямоугольного волновода и представлена на рис. 3.60, г, а сама волна имеет принципиально объемный характер (т.е. максимальная напряженность поля, создаваемая волной, перпендикулярна плоскости диэлектрической подложки). С увеличением сдвига щелей относительно друг друга поля первой волны высшего типа имеют

все больше отличий от H_{10} -моды прямоугольного волновода (рис. 3.60, д). Увеличение этого различия сопровождается усилением отличия апертурных полей от симметричных, относительно центров щелей, распределений усилением асимметрии).

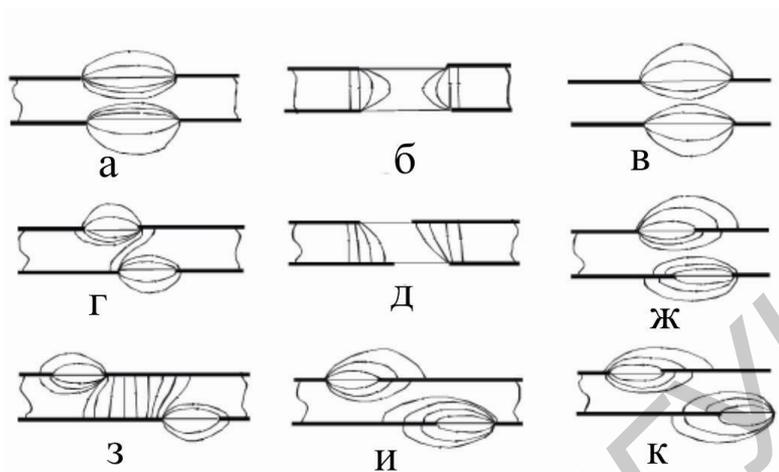


Рис. 3.60. Силовые линии электрического поля собственных волн НДЩЛ в поперечном сечении

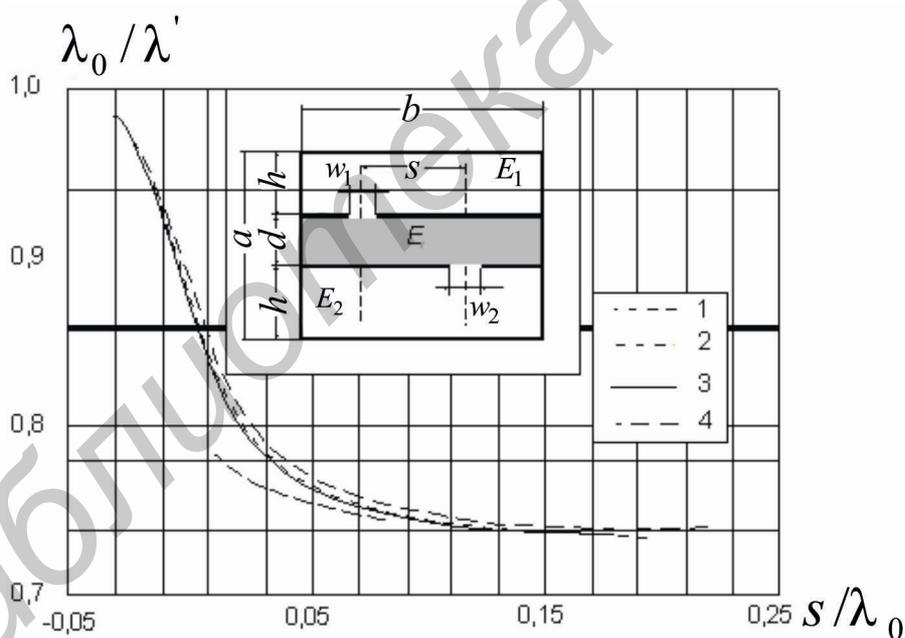


Рис. 3.61. Зависимость нормированной длины волны в НДЩЛ со щелями равной ширины от перекрытия (s) металла, образующего апертурные щели: $\epsilon_r = 2,0$; $d = 0,254$ мм; $h_1 = h_2 = 3,429$ мм; $w_1 = w_2 = 0,2$ мм; $b = 0,5\lambda_0$; $f = 30$ ГГц; 1 – $w_1/\lambda_0 = 0,02$; 2 – $w_1/\lambda_0 = 0,04$; 3 – $w_1/\lambda_0 = 0,06$; 4 – микрополосковая ЛП с шириной полоски, равной перекрытию металла, с толщиной подложки d

При этом если для основной волны НДЩЛ характерно усиление несимметрии в сторону увеличения особенности вблизи ребра, образующего щель и

расположенного ближе к соседней щели («притяжение» апертурных полей), то высшим типам свойственно усиление несимметрии в сторону увеличения особенности вблизи дальнего от соседней щели ребра («отталкивание» апертурных полей). При достижении некоторого значения перекрытия металла картина апертурных полей второй волны меняется качественно. Связано это изменение с тем, что силовые линии электрического поля в поперечном сечении ЛП перестают замыкаться на ближайшие НДЩЛ, расположенные на другой стороне диэлектрика. При увеличении расстояния между щелями эта волна приобретает «плоскостный» характер (т.е. максимальная напряженность поля, создаваемая волной, теперь находится в плоскостях щелей; рис. 3.60, и).

В точке перехода первой высшей волны от объемной конфигурации к плоскостной параллельно происходит пересечение кривой замедления этой волны с кривой замедления квазинечетной волны НДЩЛ. После чего квазинечетная волна становится первой высшей волной НДЩЛ (рис. 3.60, е).

Почти нечетная волна. Третьему корню дисперсионного уравнения в точке с геометрией, соответствующей случаю классического ДВ, соответствует волна, для которой поля щелей НДЩЛ противоположны (квазинечетная мода; рис. 3.60, ж). По мере сдвига щелей относительно друг друга (так же, как и в случае отмеченных выше первых типов волн) имеет место усиление несимметрии апертурных распределений полей. Для квазинечетной волны усиление несимметрии имеет природу «отталкивания» апертурных полей (аналогично волне первого высшего типа). Силовые линии электрического поля волны в поперечном сечении ЛП представлены на рис. 3.60, ж, з, и. Силовые линии электрического поля второй волны высшего типа в случае геометрии классического ДЩВ изображены на рис. 3.60, ж; поперечное электрическое поле той же волны для геометрии щелей, сдвинутых относительно друг друга так, что металлические слои, образующие апертуру, не перекрываются, приведены на рис. 3.60, з; распределение поля волны в поперечном сечении ЛП после перехода параметра b внешнего волновода через точку пересечения кривых замедлений высших типов представлено на рис. 3.60, и (фактически это распределение относится к волне с бывшим объемным полем).

Аналогично случаю СДЩЛ основная волна НДЩЛ, квазинечетная мода и объемная волна по мере сближения значений постоянных распространения попадают в область сильной связи волн («область связи»), в которой происходит преобразование типов рабочих волн. После того как параметр внешнего волновода стал больше величины, соответствующей «области связи», основной волной НДЩЛ становится объемная волна (соответствующая H_{10} -моду ПВ), первой волной высшего типа становится квазинечетная мода, а третьим рабочим типом является квазичетная волна.

3.4.7. Рёберно-диэлектрические линии передачи

В диапазонах субмиллиметровых и оптических волн наибольшее распространение получили ДВ (световоды) ограниченной ширины. Поэтому элемент-

ная база ИС КВЧ базируется на их основе. В промежуточном диапазоне между короткими миллиметровыми и субмиллиметровыми волнами используются в основном комбинированные металлодиэлектрические объемные ЛП и резонансные структуры. Осуществление ОИС КВЧ на основе прямоугольного ДВ и родственных ему ЛП сталкивается со значительными конструктивно-технологическими трудностями. Для диапазона КВЧ предложены и исследованы различные варианты ЛП и в том числе цилиндрические щелевые линии (ЦЩЛ) (рис. 3.62, з, и), одной из модификаций которых можно считать реберную несимметричную щелевую линии (РНЩЛ) (рис. 3.62, к). При малой высоте ребер РНЩЛ подобна НЩЛ с перекрытием образующих ее экранов (рис. 3.62, е), а при ширине ребра l , равной толщине b ведущего слоя, она переходит в прямоугольный волновод (рис. 3.62, ж).

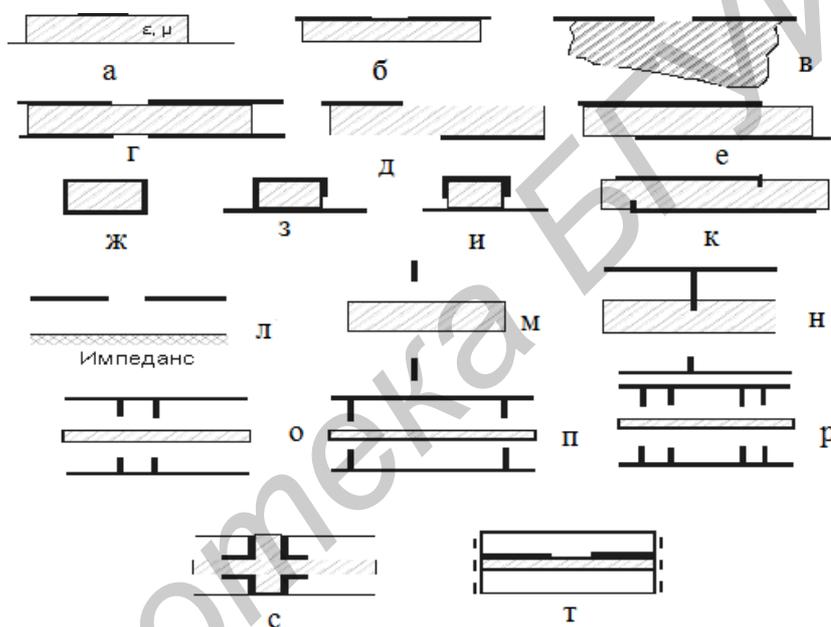


Рис. 3.62. Линии передачи для ОИС диапазонов КВЧ

При узких щелях ($b/l \approx 1$) РНЩЛ более всего подобна ЦЩЛ с двумя щелями (рис. 3.62, и). Известно, что переход от однощелевой ЦЩЛ (рис. 3.62, з) к двухщелевой ведет к существенному изменению ее спектра: у основной волны H_{00} однощелевой ЦЩЛ (рис. 3.62, з) изменяются критическая длина волны $\lambda_{кр}$ и волновое сопротивление Z , а в спектре появляется волна, аналогичная T -волне двухпроводной линии (рис. 3.63, а) (в плоскости симметрии может быть установлена магнитная стенка, показанная на рис. 3.63, а вертикальной линией). Возможно существование и несимметричных волн (рис. 3.63, б), когда в плоскости симметрии установлена электрическая стенка (штриховая линия). В РНЩЛ возможно также распространение T -волны (рис. 3.63, в), когда на металлических полуплоскостях имеются заряды разных знаков.

Перспективными для построения ОИС этого диапазона представляются

ЛП, основу которых составляет единый, общий для каждого «этажа» схемы слой диэлектрика, направляющий и поддерживающий рабочую поверхностную волну, а концентрация энергии этой волны на ограниченном участке слоя осуществляется с помощью диэлектрических накладок на основной слой, металлических ребер (лент), часто периодических решеток и т.д.

РДЛ представляют собою новый тип ЛП (на рис. 3.63, а представлено ее поперечное сечение), а именно – ЛП КВЧ-диапазона, в которых диэлектрический слой является волноведущим, а тонкие металлические ребра способствуют концентрации энергии рабочей волны на ограниченном по ширине участке диэлектрического слоя.

Реберная несимметричная щелевая линия. Основным интерес при использовании РНЦЛ в ОИС КВЧ представляет режим T -волны; при этом обеспечиваются минимальные габаритные размеры РНЦЛ и, естественно, БЭ, выполненных на ее основе. Знание характеристик высших типов волн позволяет определить пределы одноволнового режима и возможности использования БЭ на РНЦЛ в других областях техники СВЧ. В диапазоне КВЧ выигрыш в габаритах (по примеру ЦЦЛ) достигается за счет использования волны H_{00} , поле которой в основном сосредоточено в областях обеих щелей. Явным преимуществом РНЦЛ в конструктивном плане (по сравнению с ЦЦЛ (рис. 3.63, и)) является двусторонность ее геометрии, позволяющая, например, осуществлять на ее основе делители мощности в разные этажи ОИС. РНЦЛ также удобна для создания усилительных, генераторных и смесительных секций с сосредоточенными или распределенными АЭ.

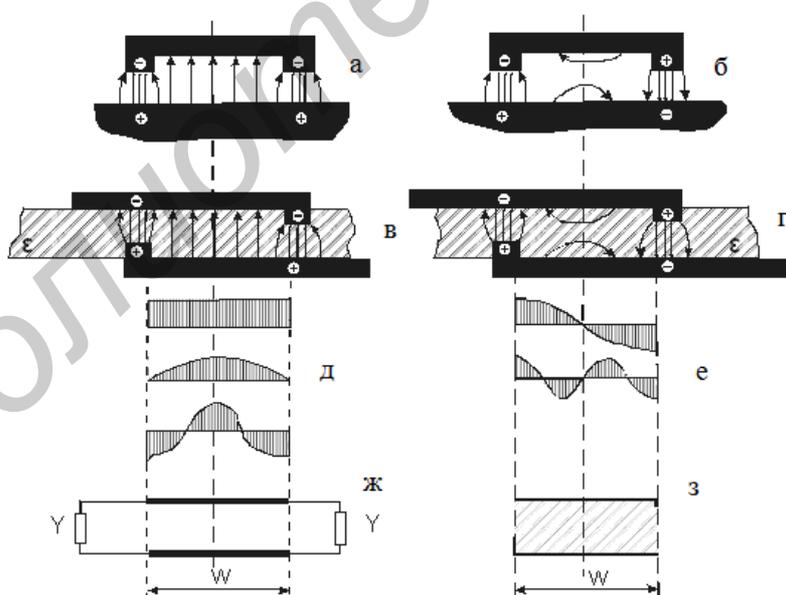


Рис. 3.63. Сравнение распределений полей в ЦЦЛ (а, б) и реберной НЦЛ (в, г); распределение полей в них (соответственно д, е); эквивалентная схема для метода поперечного резонанса (ж); модель РНЦЛ с «магнитными» стенками (з)

Распределение поля и плотности потока мощности по поперечному сечению РНЦЛ. Распределение полей в ЛП имеет большое значение для практики проектирования и особенно для ОИС, которые строятся, как известно, на сочетании разных типов ЛП. Поэтому очень важно согласовать между собою структуры полей соседних БЭ.

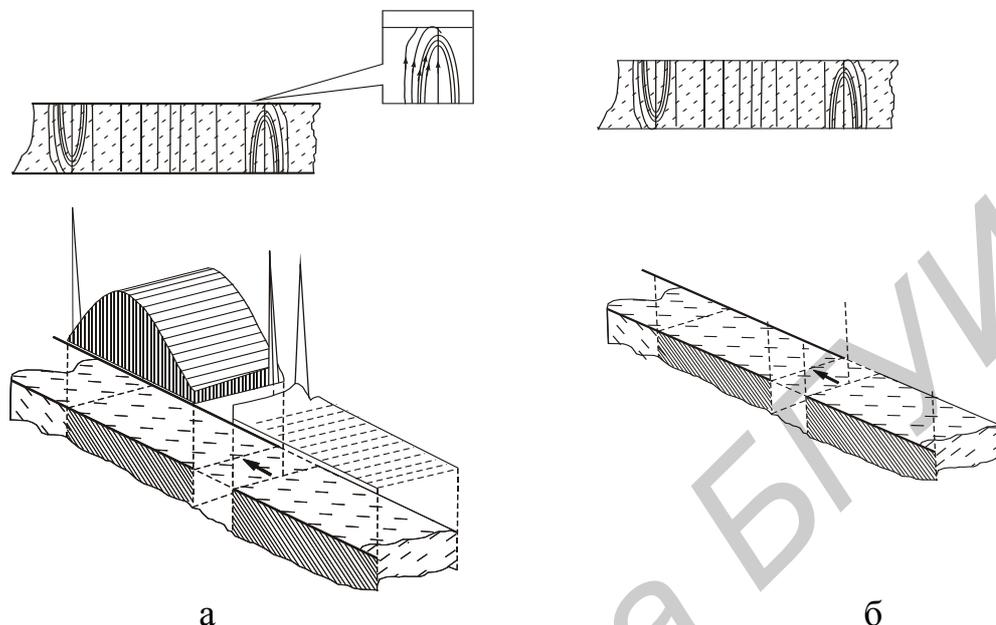


Рис. 3.64. Картины полей и распределение потока мощности по поперечному сечению РНЦЛ для основной волны (а) и первой высшей волны (б)

Результаты численных расчетов полей в поперечном сечении РНЦЛ показаны на рис. 3.64. В верхней части представлено распределение электрического поля для основной (рис. 3.64, а) и первой высшей (рис. 3.64, б) волн РНЦЛ (ср. с рис. 3.63); в нижней – распределение плотности потока мощности. Разрыв в картинках в нижней части (см. рис. 3.64) является искусственным (это показано стрелками). Аналогично может быть построено распределение полей и для других высших типов.

Приведенный здесь краткий анализ волн РНЦЛ показывает, что она обладает рядом интересных физических свойств, которые могут найти непосредственное практическое применение в ОИС СВЧ и особенно КВЧ. Разумеется, что создание полной электродинамической теории РНЦЛ требует дополнительных исследований, но уже полученные результаты позволяют составить достаточно полное представление о свойствах этой линии.

4. ПАССИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ИС СВЧ

4.1. Классификация и общая характеристика базовых линейных элементов ИС СВЧ

Простейшие базовые элементы, используемые в ИС СВЧ, могут быть выполнены с распределенными, сосредоточенными и квазисосредоточенными параметрами, различие между которыми обусловлено их геометрическими размерами. Элементы с сосредоточенными параметрами в отличие от элементов с распределенными параметрами имеют линейные размеры l , значительно меньшие по сравнению с длиной волны в линии передачи Λ . Количественно степень малости определяют неравенством $l \leq \Lambda/10$, а иногда $l \leq \Lambda/16$; при этом по всей длине элемента не наблюдается заметного сдвига по фазе.

Малые размеры элементов с сосредоточенными параметрами позволяют изготовить на их основе за один технологический цикл большее количество схем, чем на элементах с распределенными параметрами. Следовательно, при большом выпуске сосредоточенные элементы дешевле распределенных. Однако при малых объемах производства распределенные элементы дешевле сосредоточенных, поскольку для последних требуются большие затраты на начальную разработку и технологическое оборудование.

С точки зрения максимальной широкополосности схемы на элементах с сосредоточенными параметрами предпочтительнее, чем на элементах с распределенными параметрами. До недавнего времени частотная граница применения схем с сосредоточенными и распределенными параметрами лежала в нижней части СВЧ-диапазона (500...1000 МГц), так как не были еще освоены технологические методы изготовления дискретных элементов достаточно малых размеров. В результате совершенствования технологии, обеспечивающей необходимую точность, принципиально возможная граница применения сосредоточенных элементов постепенно сдвигалась и сейчас составляет около 12 ГГц. В более высокочастотном диапазоне размеры схем на сосредоточенных и распределенных элементах соизмеримы. Из-за наличия паразитных связей у элементов с сосредоточенными параметрами их использование в диапазоне более 12 ГГц нецелесообразно. Однако не исключена возможность применения на высоких частотах комбинации элементов с распределенными и сосредоточенными параметрами.

Существенным недостатком сосредоточенных элементов, ограничивающим их использование на СВЧ, являются высокие потери и соответственно низкая добротность схем, состоящих из этих элементов. Сравнительные характеристики СВЧ-схем в различном исполнении, оцениваемые по пятибальной шкале («1» – лучшая характеристика), приведены в табл. 4.1.

К простейшим линейным элементам ИС СВЧ предъявляются следующие основные требования: простота конструкции и технологии; обеспечение необходимой точности и стабильности номинала; минимальные габариты; удовлетворительные электрические характеристики.

Таблица 4.1

| Характеристики схем | ИС СВЧ с сосредоточенными параметрами | ИС СВЧ с распределенными параметрами | | | |
|---------------------|---------------------------------------|--------------------------------------|------------------------------------|----------------------|-------------------------------------|
| | | на микрополосковых линиях | на щелевых или компланарных линиях | на полосковых линиях | на коаксиальных линиях и волноводах |
| Габариты и масса | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 |
| Стоимость | 1 | 2 | 2 | 2 – 3 | 4 |
| Воспроизводимость | 2 | 1 | 1 | 2 – 3 | 4 |
| Надежность | 1 | 1 | 1 | 2 | 3 |
| Потери | 4 | 2 – 3 | 3 | 2 | 1 |

На рис 4.1 представлены простейшие линейные элементы ИС СВЧ, которые могут рассматриваться как реактивные неоднородности, формируемые в полосковых и микрополосковых линиях в силу конструктивной необходимости или намеренно для реализации требуемых параметров устройств.

Неоднородности в полосковых и микрополосковых линиях возникают при резком изменении размеров полоскового проводника, что приводит к искажениям в распределении электрического и магнитного полей. Искажения в распределении электрического поля могут быть описаны включением эквивалентной емкости, а искажения в распределении магнитного поля – эквивалентной индуктивности.

Устройства, описываемые в данном разделе, можно рассматривать как некоторые базовые элементы, широко применяемые в радиоэлектронной аппаратуре диапазона СВЧ. Точный расчет таких элементов часто весьма труден, особенно на высоких частотах, когда нельзя пренебречь влиянием неоднородностей и излучением. В данном разделе рассматриваются приближенные алгоритмы расчета. Однако, опираясь на них, можно получить достаточно хорошее первое приближение для проектируемой цепи с необходимыми параметрами.

4.2. Элементы с распределенными параметрами

4.2.1. Разомкнутый конец МПЛ

На разомкнутом конце полосковой линии (рис 4.1) шириной w ЭМП не прерывается скачком, а продолжает медленно спадать из-за существования периферийных полей. Этот эффект может быть представлен эквивалентной схемой в виде шунтирующей ёмкости C_p или с помощью эквивалентного отрезка линии передачи длиной Δl . Связь между двумя эквивалентными параметрами C_p и Δl определяется формулой

$$\Delta l = \frac{cZ_c C_p}{\sqrt{\epsilon_{re}}}, \quad (4.1)$$

где c – скорость света в вакууме; Z_c – характеристический импеданс МПЛ с шириной проводника w и толщиной подложки h ; ϵ_{r_e} – относительная эффективная диэлектрическая проницаемость подложки МПЛ.

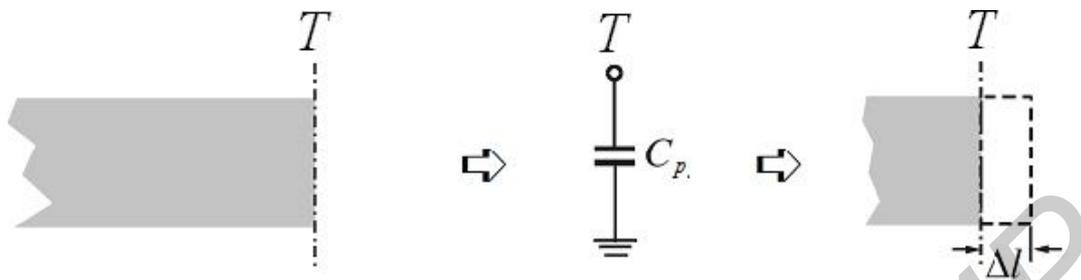


Рис. 4.1. Разомкнутый отрезок МПЛ и его эквивалентная схема

Нормированное по толщине подложки h значение Δl определяется выражением

$$\frac{\Delta l}{h} = \frac{\xi_1 \xi_3 \xi_5}{\xi_4}, \quad (4.2)$$

где

$$\xi_1 = 0,434907 \frac{\epsilon_{r_e}^{0,81} + 0,26(W/h)^{0,8544} + 0,236}{\epsilon_{r_e}^{0,81} - 0,189(W/h)^{0,8544} + 0,87};$$

$$\xi_2 = 1 + \frac{(W/h)^{0,371}}{2,35\epsilon_r + 1};$$

$$\xi_3 = 1 + \frac{0,5274 \operatorname{tg}^{-1} \left[0,084(W/h)^{1,9413} / \xi_2 \right]}{\epsilon_{r_e}^{0,9236}};$$

$$\xi_4 = 1 + 0,037 \operatorname{tg}^{-1} \left[0,067(W/h)^{1,456} \right] \cdot \left\{ 6 - 5 \exp \left[0,036(1 - \epsilon_r) \right] \right\};$$

$$\xi_5 = 1 - 0,218 \exp(-7,5W/h).$$

Погрешность вычислений по формуле (4.2) составляет менее 0,2 % для значений $0,01 \leq W/h \leq 100$ и $\epsilon_r \leq 128$.

4.2.2. Симметричный скачок по ширине МПЛ

Этот тип неоднородности образуется при соединении двух линий различной ширины и, следовательно, различных волновых сопротивлений. Эквивалентная схема для симметричной ступеньки, приведенной справа от физической модели (рис. 4.2), состоит из последовательных индуктивностей L_1 и L_2 , между которыми включена шунтирующая емкость C . Емкость и индуктивности могут быть определены по следующим формулам:

$$C = 0,00137h \frac{\sqrt{\epsilon_{r e1}}}{Z_{c1}} \left(1 - \frac{W_2}{W_1}\right) \left(\frac{\epsilon_{r e1} + 0,3}{\epsilon_{r e1} - 0,258}\right) \left(\frac{W_1 / h + 0,264}{W_1 / h + 0,8}\right) [\text{нФ}]; \quad (4.3)$$

$$L_1 = \frac{L_{w1}}{L_{w1} + L_{w2}} L, \quad L_2 = \frac{L_{w2}}{L_{w1} + L_{w2}} L, \quad (4.4)$$

где $L_{wi} = Z_{ci} \sqrt{\epsilon_{rei}} / c$, ($i = 1, 2$) – погонные индуктивности МПЛ с ширинами полосок W_1 и W_2 соответственно;

$$L = 0,000987h \left(1 - \frac{Z_{c1}}{Z_{c2}} \sqrt{\frac{\epsilon_{r e1}}{\epsilon_{r e2}}}\right)^2 [\text{нГн}];$$

где Z_{ci} и ϵ_{rei} – характеристическое сопротивление и эффективная диэлектрическая проницаемость для соответствующего отрезка ЛП; c – скорость света; h – толщина подложки в [мкм].

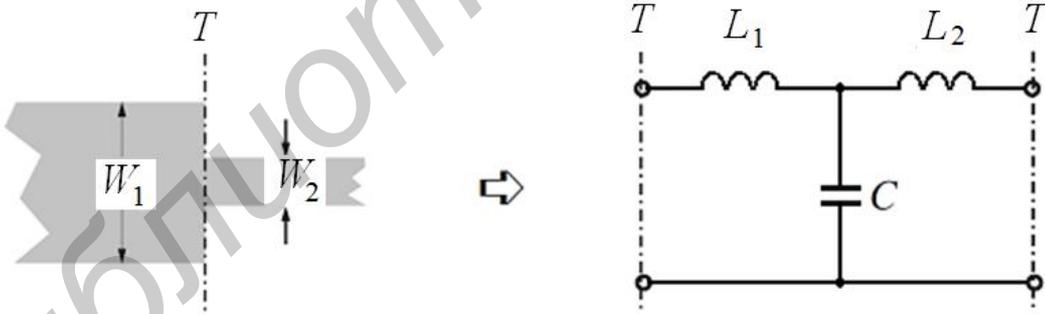


Рис. 4.2. Скачок по ширине МПЛ и его эквивалентная схема

4.2.3. Разрыв микрополоскового проводника

Разрыв в микрополосковых линиях (рис 4.3), как и в устройствах на полосковых линиях, используется для обеспечения разрыва цепи по постоянному току, для получения концевых связей в фильтрах, в качестве элементов связи в резонаторах и др. Эквивалентная схема разрыва или щели в МПЛ, приведенной справа от физической модели (рис 4.3), может быть представлена в виде П-четырёхполюсника.

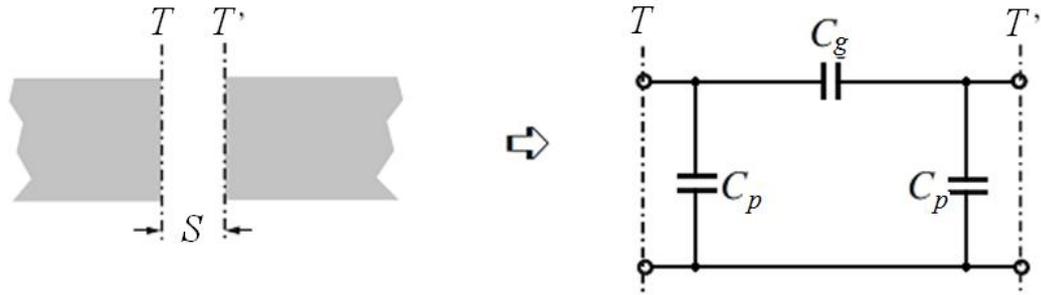


Рис. 4.3. Разрыв в МПЛ и его эквивалентная схема

Шунтирующая C_p и последовательная C_g ёмкости определяются по формулам

$$C_p = 0,5C_e; \quad (4.5)$$

$$C_g = 0,5C_0 - 0,25C_e, \quad (4.6)$$

где

$$\frac{C_0}{W} (\text{пФ/м}) = \left(\frac{\epsilon_r}{9,6} \right)^{0,8} \left(\frac{s}{W} \right)^{m_0} \exp(k_0);$$

$$\frac{C_e}{W} (\text{пФ/м}) = 12 \left(\frac{\epsilon_r}{9,6} \right)^{0,9} \left(\frac{s}{W} \right)^{m_e} \exp(k_e);$$

$$\left\{ \begin{array}{l} m_0 = \frac{W}{h} [0,619 \lg(W/h) - 0,3853] \\ k_0 = 4,26 - 1,453 \lg(W/h) \end{array} \right\} \text{ для } 0,1 \leq s/W \leq 1,0;$$

$$\left\{ \begin{array}{l} m_e = 0,8675 \\ k_e = 2,043 \left(\frac{W}{h} \right)^{0,12} \end{array} \right\} \text{ для } 0,1 \leq s/W \leq 0,3;$$

$$\left\{ \begin{array}{l} m_e = \frac{1,565}{(W/h)^{0,16}} - 1 \\ k_e = 1,97 - \frac{0,03}{W/h} \end{array} \right\} \text{ для } 0,3 \leq s/W \leq 1,0.$$

Погрешность вычислений по формулам (4.5) и (4.6) составляет порядка 7 % для $0,5 \leq W/h \leq 2$ и $2,5 \leq \epsilon_r \leq 15$.

4.2.4. Изгиб микрополоскового проводника под прямым углом

Изгиб под прямым углом обычно используется при конструктивном размещении узла на плате. Эквивалентная схема изгиба под прямым углом с одинаковыми волновыми сопротивлениями линий может быть представлена эквивалентной Т-цепью (рис. 4.4).

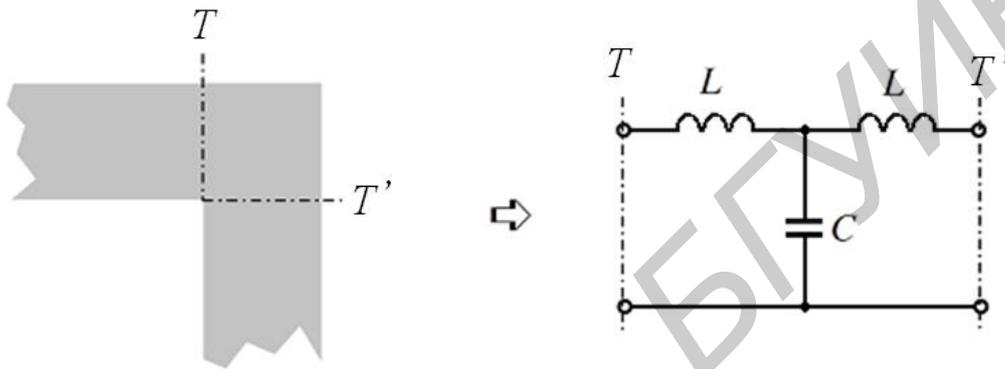


Рис. 4.4. Изгиб микрополоскового проводника под прямым углом и его эквивалентная схема

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

$$\frac{C}{W} (\text{нФ/м}) = \begin{cases} \frac{(14\epsilon_r + 12,5)W/h - (1,83\epsilon_r - 2,25)}{\sqrt{W/h}} + \frac{0,02\epsilon_r}{W/h} & \text{для } W/h < 1, \\ (9,5\epsilon_r + 1,25)W/h + 5,2\epsilon_r + 7,0 & \text{для } W/h \geq 1, \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\frac{L}{h} (\text{нГн/м}) = 100 \left\{ 4 \sqrt{\frac{w}{h} - 4,21} \right\}. \quad (4.8)$$

Погрешность определения ёмкости по формуле (4.7) составляет приблизительно 5 % при изменении диэлектрической проницаемости в диапазоне $2,5 \leq \epsilon_r \leq 15$ и нормированной ширины полоски $0,1 \leq W/h \leq 5$. Расчет индуктивности по формуле (4.8) обеспечивается с точностью до 3 % при $0,5 \leq W/h \leq 2$.

4.3. Элементы с сосредоточенными параметрами

4.3.1. Особенности конструктивного исполнения элементов

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

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

Построение некоторых устройств на элементах с сосредоточенными параметрами способствует улучшению их характеристик. Это относится к использованию резонансных структур с сосредоточенными параметрами. По этой причине эти элементы рекомендуется применять в таких устройствах, как переключаемые варакторными диодами генераторы на диодах Ганна и широкополосные согласующие и трансформирующие цепи и др.

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

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

Однако большинству таких элементов присуще наличие краевых полей, простирающихся в подложку, и поэтому для уменьшения потерь в диэлектрике подложка должна быть выполнена из материала с низким значением тангенса

угла потерь. Если в спиральной индуктивности межвитковая емкость мала, то более предпочтительным для подложки является материал с низкой диэлектрической проницаемостью.

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

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

4.3.2. Сосредоточенные резисторы и индуктивные элементы

Разработка резисторов, индуктивных элементов и конденсаторов на СВЧ направлена на достижение настолько малых размеров элементов, чтобы они размещались в очень коротких отрезках линий передачи с T -волной (физические размеры намного меньше, чем длина волны λ_0 на наибольшей рабочей частоте, т. е. меньше чем $\lambda_0/10$).

Входное сопротивление короткого отрезка линии передачи длиной l , нагруженной на сопротивление нагрузки Z_H , в соответствии с (3.39), полагая $x=l$ и $Z(x) = Z_{\text{вх}}$ при $\gamma l \ll 1$, определяется формулой

$$Z_{\text{вх}} = Z_0 (Z_H + Z_0 \gamma l) / (Z_0 + Z_H \gamma l). \quad (4.9)$$

В случае короткого замыкания на конце отрезка линии передачи, т.е. при $Z_H = 0$, из (4.9) с учетом (3.10) и (3.18) получим

$$Z_{\text{вх}} \approx Z_0 \gamma l = (R_1 + j\omega L_1) l. \quad (4.10)$$

Из (4.10) следует, что короткий по сравнению с длиной волны короткозамкнутый на конце отрезок линии передачи будет вести себя подобно резистору или индуктивному элементу в зависимости от соотношения между значениями R_1 и ωL_1 .

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

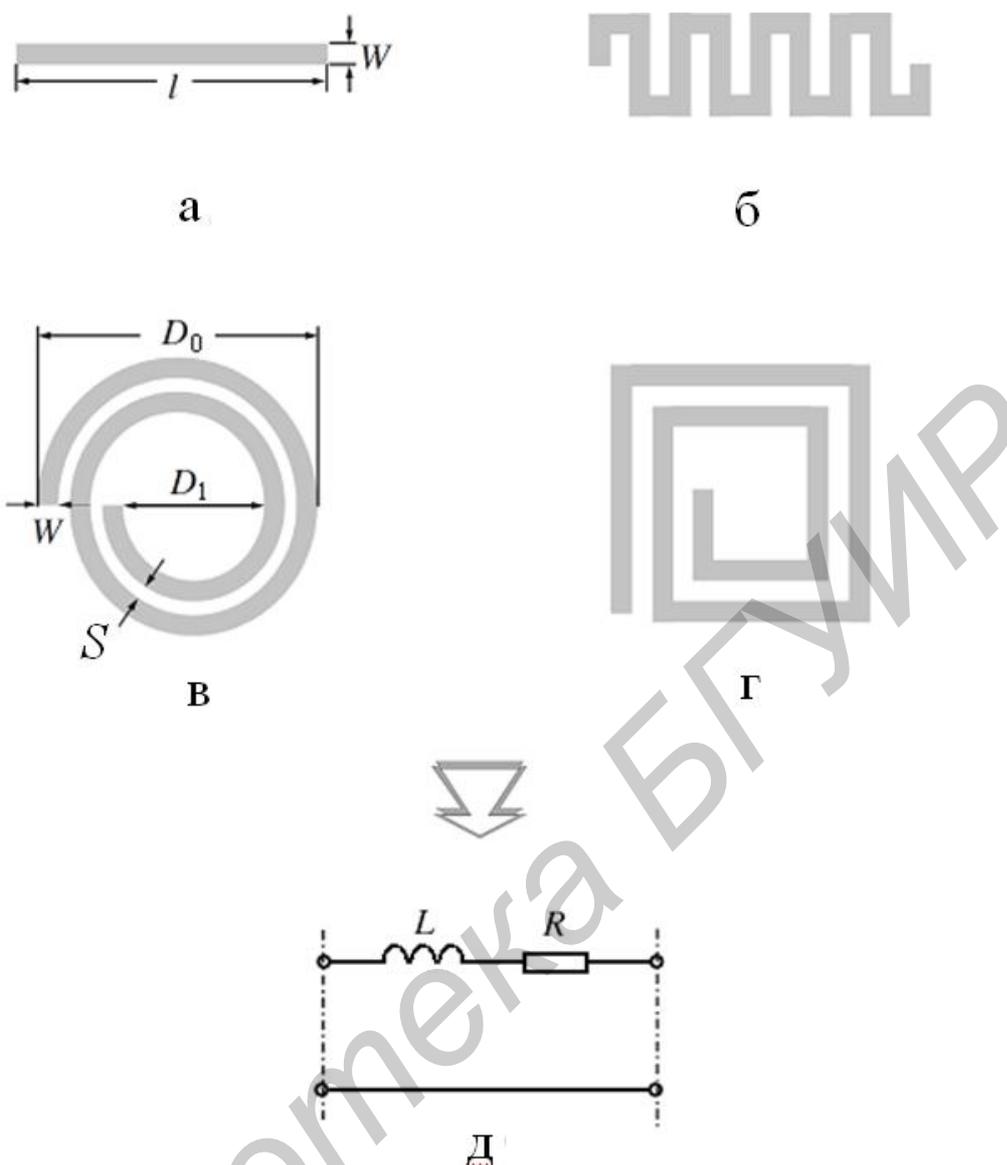


Рис. 4.5. Сосредоточенные индуктивности:

а – ленточный прямолинейный проводник; б – меандровый ленточный проводник; в – круглая ленточная спираль; г – квадратная ленточная спираль; д – идеализированная эквивалентная схема

Сосредоточенная индуктивность может быть реализована в виде либо прямого (рис. 4.5, а), меандрового (рис. 4.5, б) отрезка металлической полоски или проволоки, либо круглой или прямоугольной спирали (рис. 4.5, в, г). Внешний виток спиральной катушки может быть выведен наружу через изолированный переход или воздушный проволочный мостик (кроссовер).

Прямые отрезки тонких полосковых проводников или проволоки используются для получения небольших значений индуктивностей – обычно 2...3 нГн. Спиральные индуктивные элементы характеризуются высоким значением добротности Q и могут иметь высокие значения индуктивности.

Основными расчетными параметрами при конструировании индуктивных

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

4.3.3. Расчёт индуктивностей и резисторов

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

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

$$L(\text{нГн}) = 2 \times 10^{-4} l \left[\ln \left(\frac{l}{W+t} \right) + 1,193 + 0,2235 \frac{W+t}{l} \right] \cdot K_g, \quad (4.11)$$

а активное сопротивление для $5 < \frac{W}{t} < 100$ может быть рассчитано как

$$R = \frac{R_s l}{2(W+t)} \cdot \left[1,4 + 0,217 \ln \left(\frac{W}{5t} \right) \right]. \quad (4.12)$$

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

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

$$L(\text{нГн}) = 0,03937 \frac{a^2 n^2}{8a + 11c} \cdot K_g, \quad (4.13)$$

где $a = \frac{D_0 + D_i}{4}$; $c = \frac{D_0 - D_i}{2}$.

В выражениях (4.11) и (4.13) K_g – корректирующий коэффициент, учитывающий присутствие корпуса или заземленной пластины, а также заполнение током углов ленточного проводника.

В приближении первого порядка и предположении $\frac{W}{h} > 0,05$ выражение для K_g имеет вид

$$K_g = 0,57 - 0,145 \ln \frac{W}{h}, \quad (4.14)$$

где h – толщина подложки.

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

Наличие заземленной пластины также оказывает влияние на значение индуктивности: при приближении заземленной пластины индуктивность уменьшается (4.14).

Активное сопротивление для спиральной катушки рассчитывается по формуле

$$R = 1,5 \frac{\pi \tan R_s}{W}. \quad (4.15)$$

Параметры для одновитковой катушки могут быть найдены по формулам (4.13) и (4.15), полагая $n = 1$.

Анализ формул (4.11) и (4.13) показывает, что индуктивность одновитковой катушки меньше, чем прямой полоски такой же ширины и длины.

Ненагруженная добротность индуктивных элементов Q может быть рассчитана с помощью выражения

$$Q = \frac{\omega L}{R}. \quad (4.16)$$

Для индуктивностей, выполненных из прямолинейных ленточных проводников с номиналом более 1 нГн, значения добротностей $Q \geq 100$ на частоте около 1 ГГц могут быть получены только при использовании широких полосок ($l/W \leq 15$). Следует заметить, что реальная эквивалентная схема спиральной катушки индуктивности содержит не только индуктивность и последовательное

сопротивление потерь (рис. 4.5, д). В нее входят и паразитные элементы, такие как собственная и межвитковая емкость C_0 , параллельные краевые емкости C_1 и C_2 , возникающие из-за влияния заземленной пластины. Для спирали диаметром от 1,0 до 5 мм на подложке из окиси алюминия типичные значения паразитных элементов таковы: $C_0 \approx 15$ пФ, $C_1 = 0,1 \dots 0,2$ пФ, $C_2 = 0,05 \dots 0,1$ пФ, а ненагруженная добротность на частоте 4 ГГц составляет $Q = 80 \dots 100$.

При проектировании катушек индуктивности следует учитывать следующие положения:

1. Лента спирали должна быть по возможности более широкой (большое значение W), и в то же время внешний диаметр D_0 должен сохраниться небольшим. Это означает, что межвитковые расстояния должны быть предельно малыми.

2. Должно быть некоторое пространство в центре спирали катушки, через которое силовые линии будут проходить насквозь, в результате чего возрастает запасенная энергия на единицу длины. Оптимальное значение добротности достигается при $D_0/D_i = 5$.

3. Поверхностное сопротивление R_s возрастает по закону \sqrt{f} .

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

4. Для одного и того же размера D_0 добротность круглой спирали выше, чем прямоугольной (примерно на 10 %), хотя индуктивность существенно меньше (примерно на 20 %).

5. Многовитковые катушки характеризуются высокими значениями добротности (из-за высокой индуктивности на единицу площади), но из-за наличия межвитковой емкости частота их собственного резонанса ниже. С ростом диэлектрической постоянной подложки межвитковая емкость возрастает и частота собственного резонанса уменьшается. Это приводит к возрастанию реактивного сопротивления катушки.

4.3.4. Конденсаторы

На рис. 4.6 представлены две широко распространенные разновидности конденсаторов: на встречно-гребенчатой структуре (ВГС) и конденсатор типа металл-диэлектрик-металл (МДМ). Конденсатор на ВГС находит применение в тех приложениях, где требуется получить значение ёмкости менее 1 пФ. Конденсатор типа МДМ выполняется с использованием слоя диэлектрика, обладающего малыми потерями и расположенного между двумя металлическими пластинами.

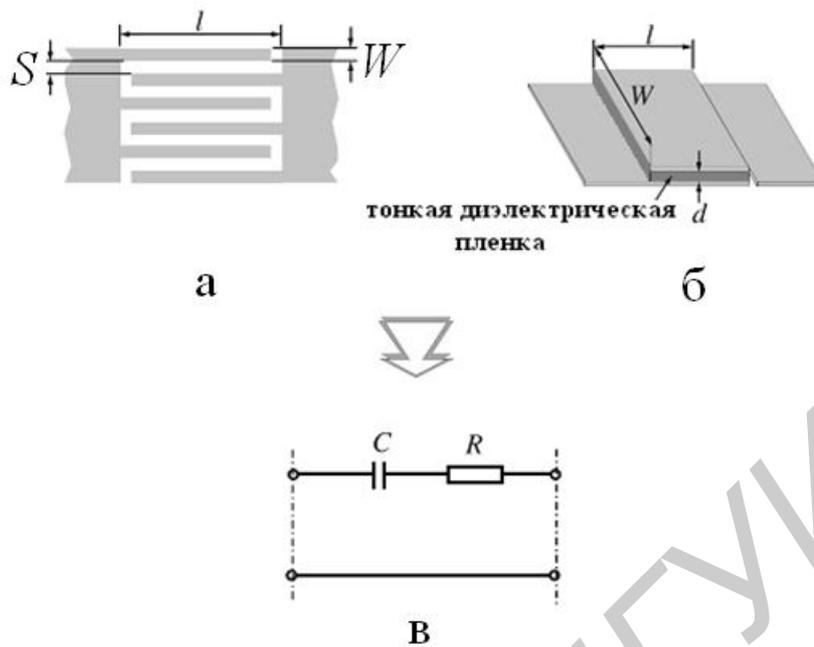


Рис. 4.6. Сосредоточенные ёмкости:

а – конденсатор на встречно-гребенчатой структуре; б – конденсатор типа металл-диэлектрик-металл (МДМ); в – идеализированная эквивалентная схема

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

4.3.5. Расчёт конденсаторов

Для достижения максимального значения плотности емкости положим $W = s$. Тогда, если толщина подложки намного превышает ширину гребня полосы ($h \gg W$), выражение для определения ёмкости конденсатора на ВГС с длиной гребенчатой структуры l [мкм] (рис. 4.6, а) имеет вид

$$C(\text{пФ}) = 3,937 \times 10^{-5} l (\epsilon_r + 1) [0,11(n - 3) + 0,252], \quad (4.17)$$

где n – число гребней полосы; ϵ_r – диэлектрическая постоянная подложки.

Ненагруженная добротность Q конденсатора на ВГС зависит от добротности диэлектрика Q_d и добротности металлической гребенчатой структуры Q_c :

$$\frac{1}{Q} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_d}. \quad (4.18)$$

Добротность диэлектрика главным образом определяется тангенсом угла электрических потерь: $Q_d = 1/\operatorname{tg}\delta$, а добротность металлической гребенчатой структуры Q_c зависит от потерь в проводниках:

$$Q_c = \frac{1}{\omega CR}, \quad (4.19)$$

где $R = \frac{4 R_s l}{3 W n}$ – сопротивление потерь (рис. 4.6, в).

Для МДМ-конденсатора емкость определяется по формуле для плоского конденсатора с параллельными прямоугольными пластинами:

$$C = \frac{\epsilon(W \cdot l)}{d}, \quad (4.20)$$

где $W \cdot l$ – площадь металлической пластины, разделенная диэлектриком толщиной d и относительной диэлектрической проницаемостью ϵ .

Добротность Q_c конденсатора МДМ рассчитывается по формуле (4.19), в которой сопротивление потерь определяется из равенства

$$R = \frac{R_s l}{W}. \quad (4.21)$$

Значение общей добротности Q для МДМ конденсатора рассчитывается по формуле (4.18).

4.4. Элементы с квазисосредоточенными параметрами

4.4.1. Короткие последовательные секции МПЛ с высоким и низким импедансом

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

На рис. 4.7, а показана топология прямолинейной короткой секции МПЛ без потерь с высоким импедансом Z_c , включенной в регулярную микрополосковую линию передачи с постоянным и более низким импедансом Z_0 . На рис. 4.7, б приводится эквивалентная схема такой неоднородности в виде П-четырёхполюсника.

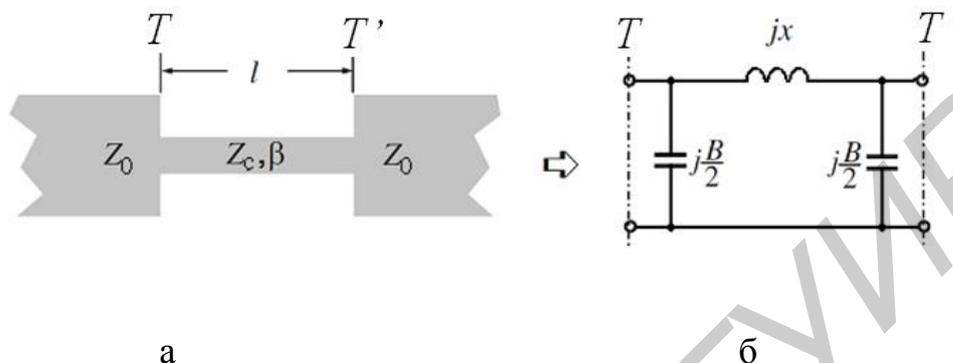


Рис. 4.7. Включение короткой секции МПЛ без потерь с высоким импедансом в регулярную микрополосковую линию.

Эквивалентные параметры схемы выражаются через характеристический импеданс Z_c и постоянную распространения в короткой секции $\beta = 2\pi/\Lambda$:

$$x = Z_c \sin\left(\frac{2\pi l}{\Lambda}\right), \quad \frac{B}{2} = \frac{1}{Z_c} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l}{\Lambda}\right), \quad (4.22)$$

которые могут быть получены из ABCD-параметров двух цепей.

Если $l < \Lambda/8$, то

$$x \approx Z_c \left(\frac{2\pi l}{\Lambda}\right), \quad \frac{B}{2} \approx \frac{1}{Z_c} \left(\frac{\pi l}{\Lambda}\right). \quad (4.23)$$

Несложно показать, что для $Z_c \gg Z_0$ влиянием шунтирующей реактивной проводимости можно пренебречь и короткая секция МПЛ будет эквивалентна последовательной индуктивности с номинальным значением $L = Z_c l / u_\phi$, где $u_\phi = \omega/\beta$ – фазовая скорость распространения ЭМВ в короткой секции.

На рис. 4.8 показаны топология (рис. 4.8, а) и эквивалентная схема в виде Т-цепи (рис. 4.8, б) для другого практически важного случая, когда в регулярную линию передачи последовательно включена короткая секция МПЛ-линии без потерь с низким волновым сопротивлением $Z_c < Z_0$.

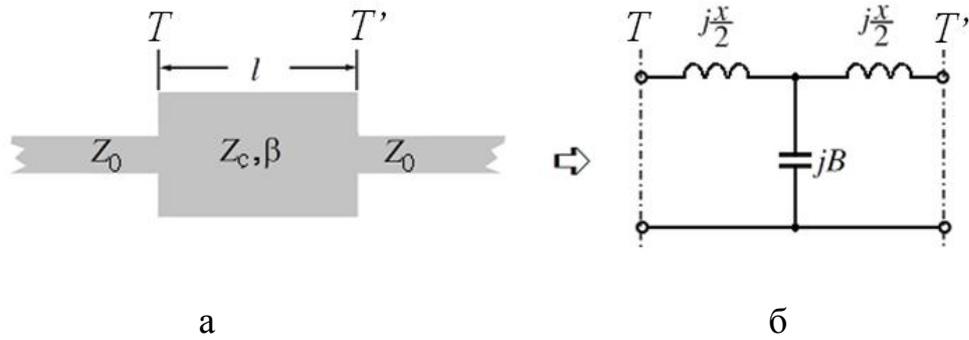


Рис. 4.8. Включение короткой секции МПЛ без потерь с низким импедансом в регулярную микрополосковую линию

Эквивалентные параметры схемы выражаются через характеристический импеданс Z_c и постоянную распространения в короткой секции $\beta = 2\pi/\Lambda$:

$$B = \frac{1}{Z_c} \sin\left(\frac{2\pi l}{\Lambda}\right), \quad \frac{x}{2} = Z_c \operatorname{tg}\left(\frac{\pi l}{\Lambda}\right). \quad (4.24)$$

Для $l < \Lambda/8$ значения параметров эквивалентной схемы определяются как

$$B \approx \frac{1}{Z_c} \left(\frac{2\pi l}{\Lambda}\right), \quad \frac{x}{2} \approx Z_c \left(\frac{\pi l}{\Lambda}\right). \quad (4.25)$$

Если $Z_c \ll Z_0$ то влиянием последовательных реактивностей в эквивалентной схеме можно пренебречь, и короткая секция МПЛ будет эквивалентна параллельной (шунтирующей) ёмкости с номинальным значением $C = l/Z_c \chi_\phi$, где $\chi_\phi = \omega/\beta$ – фазовая скорость распространения ЭМВ в короткой секции.

Для того чтобы определить добротность Q элементов, состоящих из коротких последовательных секций, необходимо включить потери в МПЛ, которые учитываются в комплексной постоянной распространения $\gamma = \alpha + j\beta$. Тогда в эквивалентной схеме (рис. 4.7, б) последовательно с реактивностью включается дополнительное эквивалентное последовательное активное сопротивление, величина которого приблизительно определяется $R \approx Z_c \alpha l$ и $Q_Z = x/R$.

Для случая, представленного на (рис. 4.8, б), потери учитываются параллельным включением эквивалентной шунтирующей проводимости $G \approx \alpha l/Z_c$ и $Q_Y = B/G$. Совокупное значение добротности Q элемента, представляющего собой короткий отрезок МПЛ с потерями, находится по формуле, аналогичной (4.18): $1/Q = 1/Q_Z + 1/Q_Y$. Тогда оценочная величина добротности может быть определена как

$$Q = \frac{\beta}{2\alpha}, \quad (4.26)$$

где β – фазовая постоянная [рад/единицу длины]; α – постоянная затухания [Нп/единицу длины].

4.4.2. Короткие замкнутые и разомкнутые шлейфы

На рис. 4.9 представлены топология и эквивалентные схемы коротких разомкнутого и замкнутого на концах шлейфов, выполненных на основе отрезков МПЛ без потерь.

В соответствии с теорией длинных линий (см. подразд. 3.2) входной адмитанс (полная проводимость) разомкнутого на конце отрезка линии передачи длиной l с характеристическим адмитансом $Y_C = 1/Z_C$ и постоянной распространения $\beta = 2\pi/\Lambda$ определяется так:

$$Y_{in} = jY_C \operatorname{tg}\left(\frac{2\pi}{\Lambda}l\right). \quad (4.27)$$

Если $l < \Lambda/4$, то входной адмитанс имеет емкостный характер. При условии, что шлейф $l < \Lambda/8$ становится короче, т.е. входной адмитанс можно приблизительно определить как

$$Y_{in} \approx jY_C \left(\frac{2\pi}{\Lambda}l\right) = j\omega \left(\frac{Y_C l}{v_\Phi}\right), \quad (4.28)$$

где $v_\Phi = \omega/\beta$ – фазовая скорость распространения ЭМВ в МП, образующей шлейф.

Следовательно, короткий разомкнутый шлейф эквивалентен шунтирующей емкости с номинальным значением $C = Y_C l / v_\Phi$.

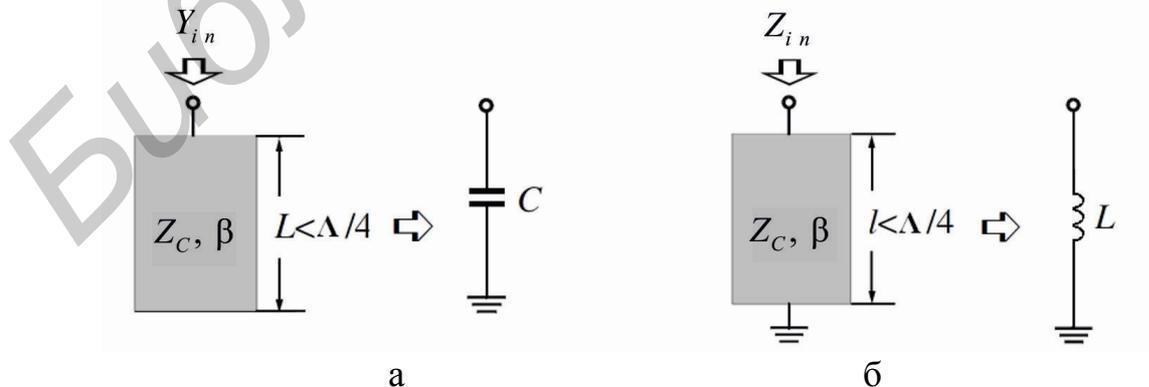


Рис. 4.9. Короткие шлейфы:
а – разомкнутый и б – замкнутый

Для короткозамкнутого на конце шлейфа без потерь входной импеданс определяется формулой

$$Z_{in} = jZ_c \operatorname{tg} \left(\frac{2\pi}{\Lambda} l \right). \quad (4.29)$$

Из (4.29) следует, что при $l < \Lambda/4$ входной импеданс имеет индуктивный характер. Если $l < \Lambda/8$, то входной импеданс приблизительно определяется соотношением

$$Z_{in} \approx jZ_c \left(\frac{2\pi}{\Lambda} l \right) = j\omega \left(\frac{Z_c l}{u_\Phi} \right). \quad (4.30)$$

Таким образом, короткий замкнутый на конце шлейф эквивалентен параллельной (шунтирующей) индуктивности с номинальным значением $L = Z_c l / u_\Phi$.

4.5. Микрополосковые резонаторы

4.5.1. Основные типы МПЛ-резонаторов

Микрополосковый резонатор – это любая структура, которая способна поддерживать по крайней мере один из типов колебаний электромагнитного поля. Форма резонаторов характеризуется значительным разнообразием. Микрополосковые резонаторы могут быть классифицированы по конструктивному признаку: резонаторы на сосредоточенных или квазисосредоточенных элементах и резонаторы с распределенными параметрами, или пэтч-резонаторы. Некоторые типовые конфигурации этих резонаторов показаны на рис. 4.10.

Резонаторы на сосредоточенных или квазисосредоточенных элементах формируются из сосредоточенных или квазисосредоточенных катушек индуктивности и ёмкостей (рис. 4.10, а, б) и резонируют на частоте $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$. Так как размеры образующих резонатор элементов значительно меньше по сравнению с резонансной длиной волны, то такие резонаторы получили наименование сосредоточенных или квазисосредоточенных.

Разновидности распределенных линейных резонаторов показаны на рис. 4.10, в и 4.10, г, которые могут быть определены как четвертьволновые резонаторы, поскольку имеют размеры $l = \Lambda_0/4$, где Λ_0 – длина в структуре, на базе которой выполнен резонатор на основной резонансной частоте f_0 . Резонаторы способны также резонировать на более высоких частотах: $f_n \approx (2n - 1)f_0$, где $n = 2, 3, \dots$.

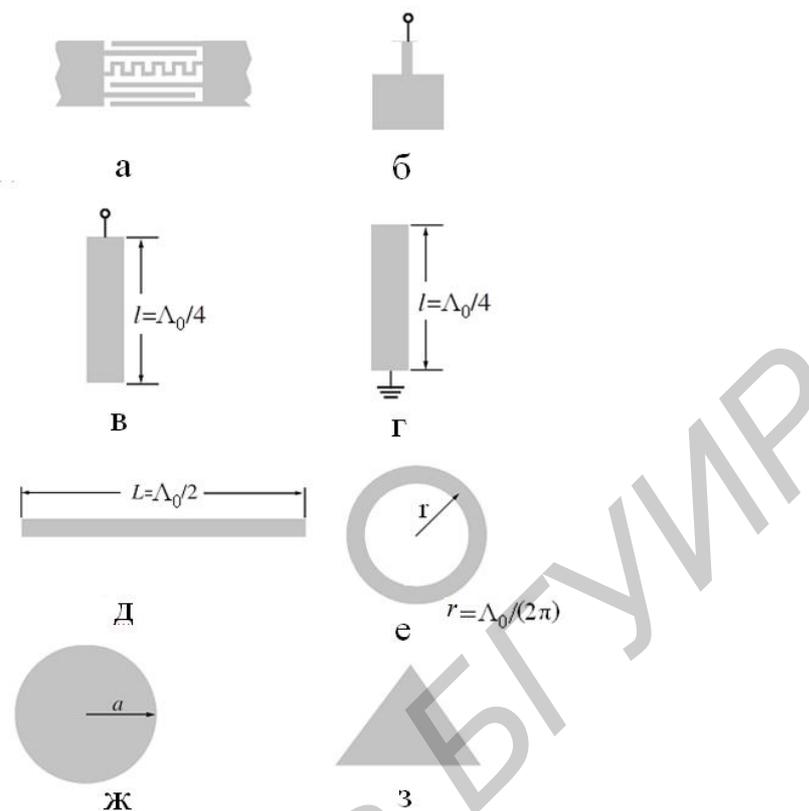


Рис. 4.10. Типовые конфигурации резонаторов:
 а – резонатор на сосредоточенных элементах; б – резонатор на квазисосредоточенных элементах; в, и г – четвертьволновые линейный резонаторы; д – полуволновой резонатор; е – кольцевой резонатор; ж – круглый пэтч-резонатор; з – треугольный пэтч-резонатор

Другая разновидность распространённых линейных типов резонаторов – полуволновой резонатор (рис. 4.10, д). Размер такого резонатора равен $L = \Lambda_0/2$, где Λ_0 – длина в структуре, на базе которой выполнен резонатор на основной резонансной частоте f_0 . Данный тип резонатора способен резонировать также на кратных частотах $f_n = nf_0$ ($n = 2, 3, \dots$). Полуволновые резонаторы широко используются в конструкциях частотных фильтров.

Кольцевой резонатор показан на рис. 4.10, е – еще одна разновидность линейного распределенного резонатора, где r – это средний радиус окружности кольца. Кольцо будет резонировать на основной частоте f_0 , если длина средней окружности $2\pi r \approx \Lambda_0$. Высшие резонансные моды возбуждаются на кратных частотах основного резонанса $f_n = nf_0$ ($n = 2, 3, \dots$). Из-за симметричной формы резонанс может наблюдаться на любой из двух ортогональных координат. Поэтому этот тип резонатора имеет характерную особенность: он поддерживает два типа колебаний (моды), которые имеют одинаковые резонансные частоты, но ортогональные распределения полей. Эта особенность может быть исполь-

зована в конструкциях двухмодовых фильтров. Форма кольцевого резонатора может быть преобразована в прямоугольную, меандровую и др.

Основное преимущество микрополосковых пэтч-резонаторов заключается в сравнительно низких потерях в проводниках по сравнению с узкими линейными МЛП-резонаторами. Однако при этом наблюдаются значительные потери на излучение. Благодаря высокой излучающей способности пэтч-резонаторы используются в качестве интегральных приемопередающих антенн, а при обеспечении необходимой экранировки могут использоваться в качестве резонансных звеньев в конструкциях частотных фильтров.

В зависимости от назначения пэтч-резонаторы могут иметь различную форму: круглую (рис. 4.10, ж), треугольную (рис. 4.10, з) и др.

Анализ работы пэтч-резонаторов основывается на представлении их в соответствии с *методом Олинера* в виде волноводных полостей, образованных идеальными электрическими (верхними) и магнитными (боковыми) стенками (рис. 4.11). Для микрополосковых пэтч-резонаторов произвольной формы ЭМП внутри полости может быть представлено в виде TM_{mn0}^z мод, где координата Z – нормаль к электрическим стенкам резонатора.

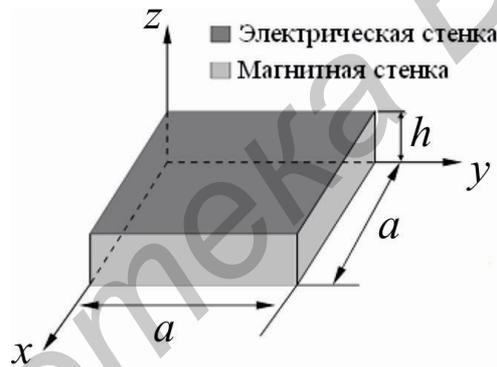


Рис. 4.11. Модель микрополоскового пэтч-резонатора

Для резонатора квадратной формы компоненты поля имеют вид:

$$\begin{aligned}
 E_z &= \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{mn} \cos\left(\frac{m\pi}{a}x\right) \cos\left(\frac{n\pi}{a}y\right); \\
 H_y &= \left(\frac{j\omega\epsilon_{\text{эф}}}{k_c^2}\right) \left(\frac{dE_z}{dy}\right), \quad H_x = -\left(\frac{j\omega\epsilon_{\text{эф}}}{k_c^2}\right) \left(\frac{dE_z}{dx}\right); \\
 k_c^2 &= \left(\frac{m\pi}{a}x\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}y\right)^2,
 \end{aligned} \tag{4.31}$$

где A_{mn} – амплитуда соответствующей моды, ω круговая частота, $\epsilon_{\text{эф}}$ – эффективная относительная диэлектрическая проницаемость подложки, a – ширина резонатора, m, n – числа полувольт, укладываемых по координатам x и y

соответственно.

Для квадратного резонатора резонансная частота моды определяется соотношением

$$f_{nm0} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\epsilon_{эф}\mu}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}x\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{a}y\right)^2}. \quad (4.32)$$

Из формулы (4.32) следует, что в резонаторе может существовать бесконечное число резонансных частот, соответствующих различным распределениям поля или типам колебаний (мод). Из всего разнообразия типов колебаний следует выделить две основные моды: TM_{100}^z и TM_{010}^z , которые являются вырожденными, поскольку

$$f_{100} = f_{010} = \frac{1}{2a\sqrt{\epsilon_{эф}\mu}}. \quad (4.33)$$

В круглом микрополосковом пэтч-резонаторе (см. рис. 4.10, ж) поле для любого из возможных типов колебаний может быть описано его компонентами в цилиндрической системе координат (φ, r, z) :

$$\begin{aligned} E_z &= A_{nm} J_n(\mu_{nm} r / a) \cos(n\varphi); \\ H_z &= \frac{j}{\omega\mu} \left(\frac{1}{r} \frac{\partial E_z}{\partial \varphi} \right) = -\frac{j}{\omega\mu} \frac{n}{r} A_{nm} J_n(\mu_{nm} r / a) \sin(n\varphi); \\ H_\varphi &= \frac{-j}{\omega\mu} \left(\frac{\partial E_z}{\partial r} \right) = -\frac{j}{\omega\mu} \frac{\mu_{nm}}{a} A_{nm} J'_n(\mu_{nm} r / a) \cos(n\varphi); \\ E_\rho &= E_z = H_z = 0 \end{aligned} \quad (4.34)$$

где A_{nm} – амплитуда соответствующей моды; $J_n(\mu_{nm} r / a)$ – функция Бесселя порядка n ; $J'_n(\mu_{nm} r / a)$ – производная функция Бесселя порядка n ; μ_{nm} – корни производной функция Бесселя порядка n .

Для $m=1$ корни производной функция Бесселя порядка n имеют следующие значения:

$$\mu_{n1} = \begin{cases} 3,83171 & n = 0 \\ 1,84118 & n = 1 \\ 3,05424 & n = 2 \\ 4,20119 & n = 3 \end{cases}, \quad (4.35)$$

Резонансные частоты для TM_{mn0}^z мод в микрополосковом круглом дисковом резонаторе определяются по формуле

$$f_{nm0} = \frac{\mu_{nm}c}{2\pi a_e \sqrt{\epsilon_r}}, \quad a_e = a \sqrt{1 + \frac{2h}{\pi a} \left[\ln \left(\frac{\pi a}{2h} \right) + 1,7726 \right]}, \quad (4.36)$$

где a_e – эффективный радиус, который принимается в расчётах пограничного поля ($a_e \approx a$ для $h \ll a$). Основным типом колебания является мода, обладающая низшей резонансной частотой. В соответствии с (4.36) и (4.35) при фиксированном значении a_e и ϵ_r это соответствует $\mu_{11} = 1,84118$, т.е. моде TM_{110}^z .

На данном типе колебаний микрополосковый круглый пэтч-резонатор (при условиях, определенных ниже) может функционировать в двухмодовом режиме.

Другой интересный режим работы обеспечивается на моде типа TM_{010}^z , для которой отсутствуют токи вдоль кромки резонатора. Этот режим обычно используется в конструкциях сверхпроводящих фильтров, имеющих повышенные требования к добротности.

Вырожденные моды согласно (4.31) являются взаимно ортогональными, которые могут быть связаны посредством внесения в конфигурацию резонаторов некоторой асимметрии, при которой функционирование резонатора на связанных вырожденных типах колебаний может рассматриваться как связанная электромагнитной связью цепь, эквивалентная схема которой показана на рис. 4.12.

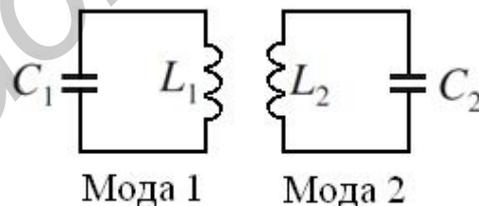


Рис. 4.12. Эквивалентная схема двухмодового резонатора

Микрополосковые двухмодовые резонаторы не обязательно должны быть квадратной формы, но должны обладать двумерной симметрией.

На (рис. 4.13) представлены некоторые типичные формы микрополосковых резонаторов, где характерный размер D для каждой разновидности характеризует его симметричный размер, а Λ_0 – длину волны в структуре, образующей резонатор, на основной резонансной частоте связанного резонатора.

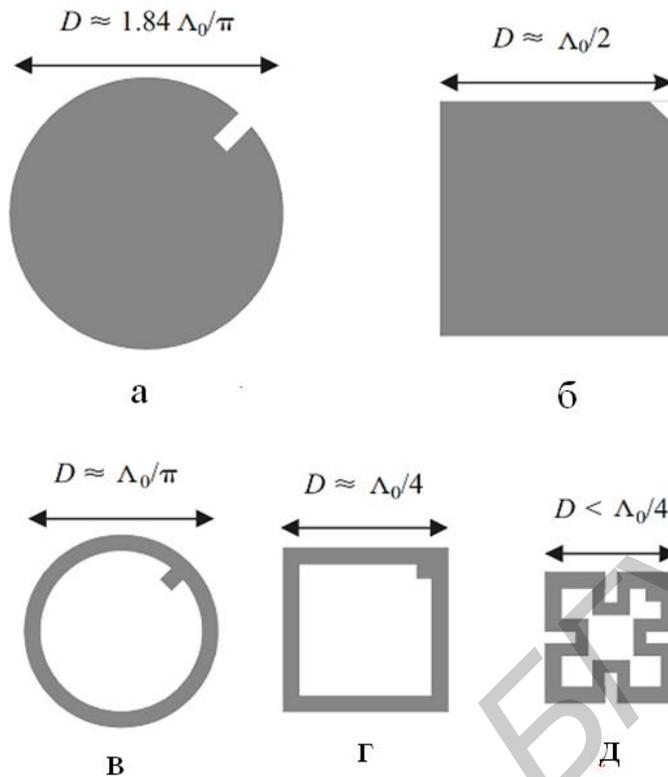


Рис. 4.13. Разновидности двухмодовых резонаторов:
 а – круглый дисковый; б – квадратный дисковый; в – кольцевой круглый;
 г – петлевой квадратный; д – петлевой меандровый

Внесение малых возмущений поля путем деформации эквивалентной магнитной стенки под углом 45° к ортогональным модам, обеспечивает двухмодовый режим работы. Для круглого дискового резонатора это реализуется путем узкого паза, для квадратного – усечением одного из углов квадрата диска, для кольцевых и петлевых форм – включением коротких разомкнутых шлейфов (рис. 4.13). Следует отметить, что асимметрия формы резонатора, например, придание круглому диску небольшой эллиптичности или квадратному – неравенства сторон, также приводит к связи между вырожденными типами колебаний, а следовательно, к двухмодовому режиму работы.

4.5.2. Добротность микрополосковых резонаторов

Ненагруженная или собственная добротность является одним из основных параметров резонансных систем и в общем случае для произвольного резонатора определяется так:

$$Q_0 = \omega \frac{\text{Средняя запасенная в резонаторе энергия}}{\text{Средняя мощность потерь в резонаторе}}. \quad (4.37)$$

Потери в резонаторе обусловлены множественными факторами, однако основные из них связаны с потерями в проводниках, диэлектрике подложки и излучением в окружающее пространство.

Поэтому совокупная собственная добротность резонатора Q_0 определяется частичными добротностями, которые связаны с указанными выше видами потерь:

$$\frac{1}{Q_0} = \frac{1}{Q_{\text{пр}}} + \frac{1}{Q_{\text{д}}} + \frac{1}{Q_{\text{и}}}, \quad (4.38)$$

где $Q_{\text{пр}}$, $Q_{\text{д}}$, $Q_{\text{и}}$ – добротности проводников, диэлектрика подложки и излучения соответственно.

Потери на излучение зависят от конкретных применений резонатора. Например, в антенных приложениях такие потери должны быть максимизированы с целью повышения эффективности излучения или приема сигналов. В случае их использования в частотных фильтрах такие потери необходимо минимизировать. Для этого резонаторы помещаются в экранированные от внешнего пространства электромагнитные экраны и потери на излучение будут в основном определяться потерями в экране. Они должны ссылаться на то, что в фильтрах микрополосковые резонаторы экранируются и потери на излучение заменяются экранными потерями. Расчёт потерь на излучение, а следовательно, и добротности – очень сложная проблема, поскольку требует строгого учета геометрии резонатора, распределения поля в его структуре и связанных с ним граничных условий.

Эти параметры могут быть исследованы современными методами расчёта, основанными на волновом электромагнитном моделировании (ВЭММ). Добротность проводников $Q_{\text{пр}}$ линейных микрополосковых резонаторов может быть определена следующим образом:

$$Q_{\text{пр}} = \frac{\pi}{\alpha_{\text{пр}} \Lambda}, \quad (4.39)$$

где $\alpha_{\text{пр}}$ – постоянная затухания в проводнике [Нп/единицу длины];

Λ – длина волны в структуре на основе которой выполнен резонатор.

В случае равномерного распределения поля между микрополоской и основанием добротность $Q_{\text{пр}}$ можно приближенно определить с помощью соотношения

$$Q_{\text{пр}} \approx \pi \left(\frac{h}{\lambda} \right) \left(\frac{\eta}{R_s} \right), \quad (4.40)$$

где h – толщина подложки; λ и $\eta = 120\pi \approx 377(\text{Ом})$ – длина волны и волновое сопротивление в свободном пространстве соответственно; R_s – поверхностное сопротивление проводника.

Поверхностное сопротивление обычных проводников имеет функциональную зависимость от частоты, пропорциональную $\sim \sqrt{f}$, в то время как у сверхпроводников R_s изменяется пропорционально $\sim f^2$. Учитывая, что $\lambda = c/f$, $Q_{\text{пр}}$ для обычного проводника будет пропорциональна $\sim \sqrt{f}$, а для сверхпроводника – обратно пропорциональна частоте, т.е. $\sim 1/f$.

Применение тонких подложек позволяет увеличить $Q_{\text{пр}}$, но может привести к увеличению излучения и, следовательно, к паразитной электромагнитной связи с окружающим пространством.

Диэлектрические потери могут быть учтены с помощью комплексной диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$ с отрицательной мнимой частью, характеризующей энергетические потери. Отсюда потери в диэлектрике могут быть включены в эффективную проводимость $\omega\epsilon''$. Можно показать, что

$$Q_{\text{д}} \geq \frac{\epsilon'}{\epsilon''} = \frac{1}{\text{tg}\delta}, \quad (4.41)$$

где $\text{tg}\delta$ – тангенс угла электрических потерь в материале подложки.

Альтернативная формула для $Q_{\text{д}}$ имеет вид

$$Q_{\text{д}} = \frac{\pi}{\alpha_{\text{д}}\lambda}, \quad (4.42)$$

где $\alpha_{\text{д}}$ – постоянная затухания в диэлектрике подложки [Нп/единицу длины].

Если микрополосковый резонатор не экранирован, он будет излучать электромагнитную энергию.

Для незранированных резонаторов добротность излучения в общем случае может быть определена как

$$Q_{\text{и}} = \omega \frac{\text{Средняя запасенная в резонаторе энергия}}{\text{Средняя мощность излучения резонатором}}. \quad (4.43)$$

Выше отмечалось, что при использовании резонаторов в частотных фильтрах, резонаторы заключают в проводящие экраны. В этом случае вводится понятие добротности экрана $Q_{\text{э}}$, которая может быть определена как

$$Q_{\text{э}} = \omega \frac{\text{Средняя запасенная в резонаторе энергия}}{\text{Средняя мощность потерь в экране}}. \quad (4.44)$$

Мощность потерь в экране, обусловленная неидеальностью проводящих свойств его стенок, определяется интегральной зависимостью

$$P_{\text{э}} = \frac{R_{s\text{э}}}{2} \int |\vec{n} \times \vec{H}|^2 dS, \quad (4.45)$$

где $R_{s\text{э}}$ – поверхностное сопротивление стенок экрана; \vec{n} – нормаль к стенкам экрана; \vec{H} – вектор напряженности магнитного поля при резонансе.

Для уменьшения потерь в стенках экрана стенки могут покрываться слоем золота, толщина которого должна быть не менее глубины скин-слоя.

Стенки экранов обычно располагаются в ближнем поле резонатора, которое достаточно быстро убывает (пропорционально $\sim 1/r^3$ для квазистатических полей и $\sim 1/r^2$ – для индукционных, r – расстояние от резонатора до стенки экрана) и поэтому на стенках экрана имеет небольшую величину. Поэтому для увеличения добротности экрана его необходимо располагать как можно дальше от резонатора. Кроме этого, необходимо оптимизировать форму резонатора или использовать сосредоточенные резонаторы для ограничения проникновения ЭМП внутрь подложки для повышения $Q_{\text{э}}$, однако при этом будет снижаться $Q_{\text{пр}}$.

4.6. Неоднородности в линиях передачи ОИС

Типичным примером неоднородности в ЛП (линиях передачи) в ОИС являются соединения двух (или более) ЛП, которые могут быть либо одинаковыми, либо разными по своим физическим свойствам и геометрии. Идея ОИС, как отмечалось выше, как раз и состоит в некотором наилучшем (оптимальном) соединении разнородных ЛП, для чего и используется трехмерность самой структуры ОИС. Соединения двух одинаковых ЛП через скачок ширины проводника, разрыв линий и другие виды неоднородностей относятся к типу плоскостных ИС, хотя они и являются составной частью элементной базы ОИС.

Соединения разнотипных ЛП, проводники которых расположены в различных слоях диэлектрика, являются сложными электродинамическими структурами (рис. 4.14), поскольку в плоскости соединения может происходить преобразование (трансформация) волны одного вида в другой. Для более детального их рассмотрения остановимся на объемных шестиполусных T -соединениях, которые выполняют функции деления мощности СВЧ-сигнала с входа на два выхода. Входная НПЛ с квази- T -волной синфазно возбуждает H -волну в ортогонально расположенных на противоположной стороне слоя диэлектрика НЦЛ (рис. 4.14, а) и СЦЛ (рис. 4.14, б), а также T -волну в КЛ (рис. 4.14, в). Происходит перенос СВЧ-сигнала через слой диэлектрика.

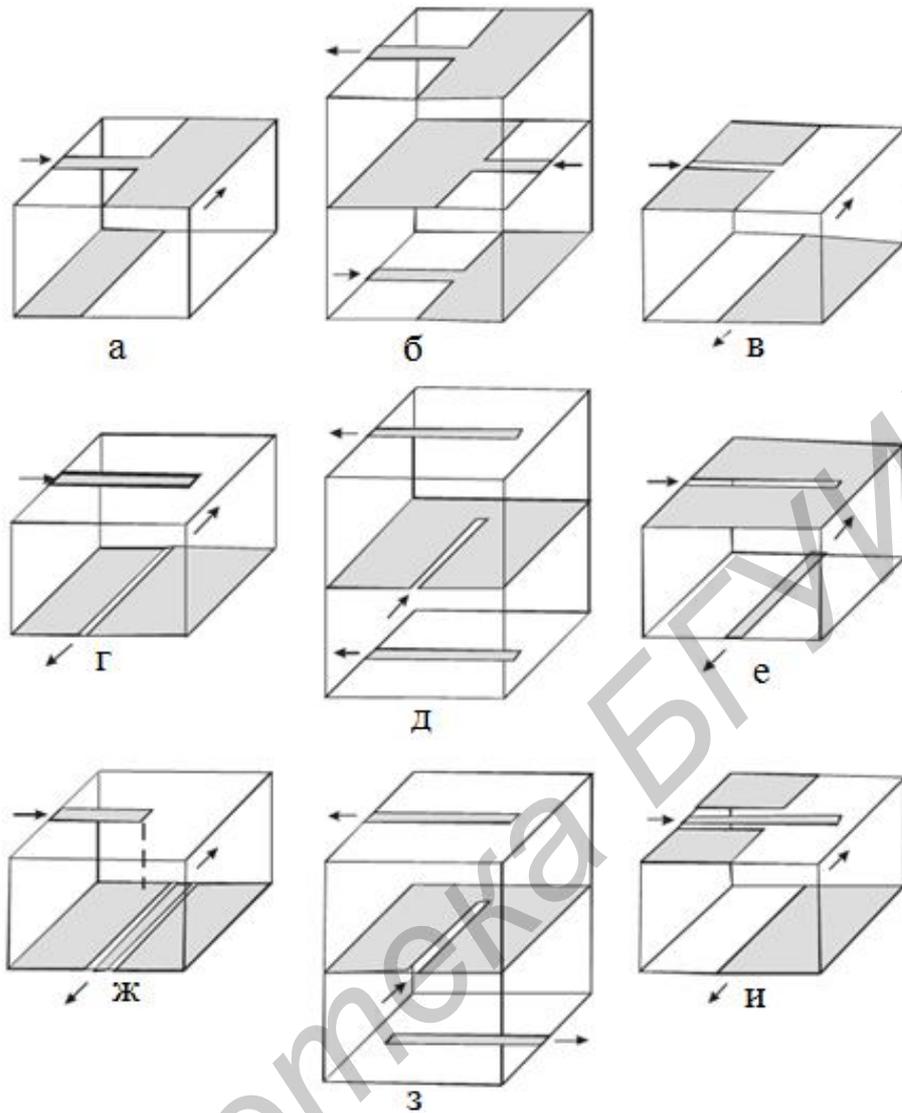


Рис. 4.14. Объемные T -соединения:

а – НПЛ \Leftrightarrow НЩЛ; б – НПЛ \Leftrightarrow СЩЛ; в – НПЛ \Leftrightarrow КЛ; г – НПЛ \Leftrightarrow НПЛ;
 д, е – СЩЛ \Leftrightarrow НПЛ; ж – СЩЛ \Leftrightarrow НЩЛ; з – СЩЛ \Leftrightarrow НПЛ; и – КЛ \Leftrightarrow НЩЛ

При необходимости перенос сигнала осуществляется в различные слои диэлектрика. Например, СПЛ с T -волной синфазно возбуждает НПЛ, соосно разнесенные через слои диэлектрика (рис. 4.14, г). Выходные НПЛ можно возбудить и СЩЛ, расположенной между ними, но здесь имеется следующая особенность. При совпадении направления НПЛ возбуждение осуществляется синфазно (рис. 4.14, и), а при встречном направлении – противофазно (рис. 4.14, е).

Аналогичны виды соединения СЩЛ с НЩЛ (рис. 4.14, ж) и НПЛ (рис. 4.14, з), а также КЛ с НЩЛ (рис. 4.14, и). Для наилучшего согласования за область пересечения входные ЛП заканчиваются четвертьволновыми разомкнутыми либо замкнутыми накоротко отрезками (рис. 4.14, б, д, е, з, и).

Отличительной особенностью объемных T -соединений является перенос СВЧ-сигнала в «вертикальной» плоскости, как правило, без нарушения целостности слоев диэлектрика, что значительно упрощает технологию изготовления ОИС.

Волновые матрицы рассеяния T -соединений с учетом неоднородностей в так называемой относительной (опорной) плоскости определяются методом *электродинамического моделирования* с помощью различных вариантов метода *Олинера* или его *обобщенной процедуры*. После получения правдоподобных моделей различных БЭ можно перейти к формированию функциональных узлов ОИС СВЧ.

Библиотека БГУИР

5. ФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА ИС СВЧ

5.1. Переходы между различными типами линий передачи

5.1.1. Классификация и основные требования

При конструировании ИС СВЧ и СВЧ-модулей для радиотехнических систем обычно возникает необходимость не только в соединении друг с другом отрезков однотипных ЛП (как с одинаковыми, так и с разными параметрами), но и в соединении друг с другом разнотипных ЛП СВЧ. Для этой цели используются специальные устройства, получившие название *переходов*. По типу связи переходы можно разделить на переходы с гальваническим контактом и переходы с электромагнитной связью. Если соединяются участки линий передачи с различными типами волн, то такие переходные устройства называются *трансформаторами типов волн*. *Разъемные переходы* относятся к классу соединительных устройств.

Наиболее общими специфическими требованиями, предъявляемыми ко всем переходам и соединительным устройствам, являются:

- надежный электрический контакт по высокой частоте в месте соединения;
- минимум отражений электромагнитных волн в заданной полосе частот;
- минимальный уровень излучения электромагнитной энергии через места соединения в окружающее пространство;
- герметичность соединения;
- малые габариты;
- устойчивость к климатическим и механическим воздействиям,
- простота изготовления и низкая стоимость.

При проектировании и осуществлении ОИС возникает одна из интересных задач техники СВЧ и КВЧ, сводящаяся к обеспечению связи между различными типами ЛП не только в плоскости слоя (этажа) ОИС, но и в перпендикулярном («вертикальном», межслойном) направлениях. Необходимость осуществления межэтажных переходов привела к новому, характерному, по-видимому, только для ОИС классу переходов для связи однотипных ЛП, расположенных на разных этажах ОИС. ОИС отличаются от плоскостных ИС более развитой системой межслойных переходов, которые не только не «уродуют» собственно схему, но позволяют, кроме того, осуществить с помощью переходов ряд дополнительных функций (фазовращатели, развязки по постоянному току, согласующие цепи, полосовые фильтры и пр.)

К настоящему времени предложено и построено большое число переходов, которые можно классифицировать, например, по обеспечиваемой ими полосе рабочих частот; тогда переходы составят три следующие группы устройств:

- *сверхширокополосные* (полоса до нескольких октав; это обычно переходы с непосредственным гальваническим контактом);

– *широкополосные* (полоса частот до октавы; это чаще всего так называемые шлейфные переходы);

– *узкополосные* (полоса частот – единицы процентов; это обычно класс резонансных переходов, относящийся, как правило, к классу переходов щелевого типа (исключение составляют расширяющиеся ЩЛ, которые могут быть отнесены к сверхширокополосным структурам)).

Возможны и другие классификации переходов, например, по классам соединяемых ЛП и т.д. Поскольку переходы соединяют разные типы ЛП с различной поперечной структурой полей, то переход должен выполнять задачу преобразования волны, обеспечивающего максимально возможный коэффициент передачи в требуемой полосе рабочих частот.

В этом подразделе будут рассмотрены основные классы переходов, используемых как в планарных, так и объемных ИС СВЧ. Здесь же приводятся результаты квазистатического приближения для матрицы рассеяния. Электродинамическая теория большей части переходных устройств еще ждет своего решения.

5.1.2. Широкополосные переходы с гальваническим контактом

К этому классу переходных устройств относится большое число элементов; некоторые из них показаны на рис. 5.1. Проводники соединяемых линий имеют непосредственный гальванический контакт, что наряду с одинаковой структурой полей соединяемых ЛП обеспечивает большую рабочую полосу частот переходных устройств данного класса.

Переход КВ \Leftrightarrow НПЛ (рис. 5.1, а). Этот переход известен со времен возникновения интегральной схемотехники СВЧ. Широкое распространение получил из-за совпадения структуры поля в КВ и НПЛ. Кроме того, отсутствие дисперсии в КВ практически позволяет сочленять ЛП в широкой полосе частот при КСВ, меньшем 1,1. Ограничение максимальной частоты такого перехода определяется опасностью возбуждения высших типов волн в КВ, в то время как слабая дисперсия НПЛ практически не влияет на его характеристики. Наилучшие параметры имеет переход при толщине подложки НПЛ, равной внешнему радиусу КВ, и ширине проводника НПЛ, несколько большей диаметра внутреннего проводника КВ. Надежный электрический контакт с проводником НПЛ обеспечивается удлинением внутреннего проводника КВ.

При осуществлении перехода на СПЛ достаточно сверху на НПЛ внести слой диэлектрика, металлизированного с внешней стороны, а слой металла гальванически соединить с внешним проводником КВ.

Переход КВ \Leftrightarrow КЛ. В этом переходе (рис. 5.1, б) соединение происходит аналогичным образом. Гальванический же контакт внешнего проводника КВ с широкими проводниками КЛ осуществляется с помощью металлических перемычек. При этом они должны быть расположены как можно ближе к краям зазоров КЛ, расстояние между которыми равно диаметру внешнего проводника КВ. Рассмотренные переходы работают в диапазоне частот от нуля до возникновения высших типов волн в соединяемых ЛП (НПЛ, КВ и КЛ).

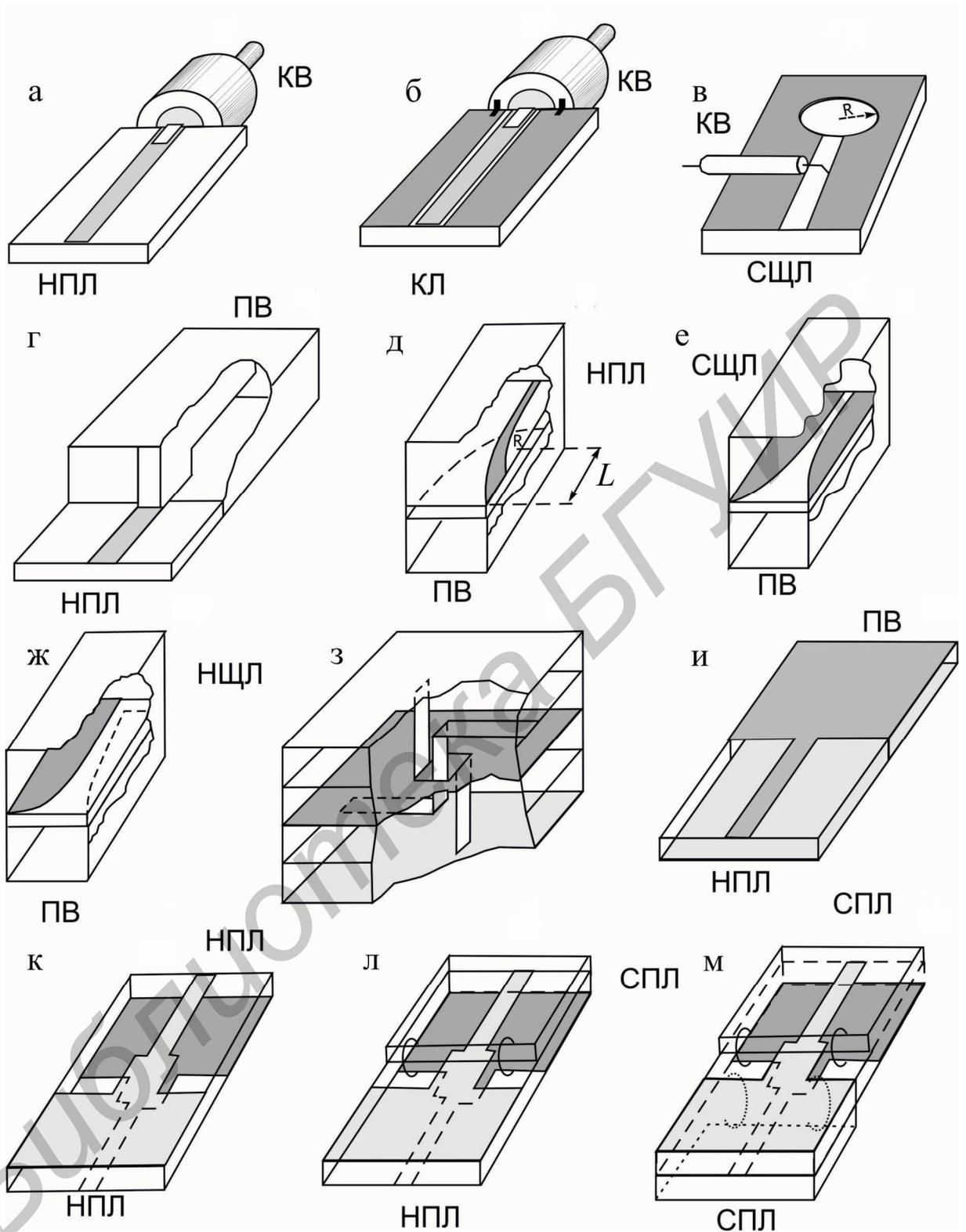


Рис. 5.1. Переходы с непосредственным гальваническим контактом на коаксиальный (а, б, в) и прямоугольный (г, д, ж, и) волноводы; межслойные переходы (з, к, л, м)

Проводимости, возникающие в области гальванического контакта соединяемых проводников, влияют на характеристики перехода. Поэтому удлиненную часть внутреннего проводника КЛ и металлические перемычки выполняют в виде контактных лепестков.

Переход КВ \Leftrightarrow СЩЛ. Для возбуждения СЩЛ успешно используется переход с ортогональным расположением КВ и СЩЛ (рис. 5.1, е). Это вызвано тем, что структура полей в соединяемых ЛП различная (в КВ – T -волна, а в СЩЛ – H -волна). В этом переходе внешний проводник КВ гальванически соединен с краем одной стороны СЩЛ, а внутренний – с другой. За областью соединения СЩЛ связь разомкнута. Профиль удлиненной части внутреннего проводника КВ в области щели повторяет изгиб радиусом r линии электрического поля. В этом случае коэффициент трансформации волны

$$n = (\pi/2) |k_c r H_1^{(1)}(k_c r)|, \quad k_c = ik(\epsilon_{\text{эф}} - 1)^{-1/2}, \quad k = 2\pi/\lambda, \quad (5.1)$$

где $H_1^{(1)}(k_c r)$ – функция Ханкеля первого рода первого порядка.

Наилучшее согласование достигается при выполнении условия

$$n^2 Z_1 = Z_2, \quad (5.2)$$

где Z_1 и Z_2 – волновые сопротивления соединяемых ЛП.

Разомкнутый конец СЩЛ (с целью уменьшения потерь на излучение) выполняется в виде круга радиусом R , вырезанного в слое металла.

Переход НПЛ \Leftrightarrow СЩЛ. Аналогичным способом можно осуществить переход с НПЛ на СЩЛ, часто использующийся в ОИС. Для этого достаточно вместо КВ внести дополнительный слой диэлектрика с НПЛ, проводник которой через отверстие в диэлектрике соединен металлической перемычкой с противоположным краем щели.

Переход ПВ \Leftrightarrow НПЛ. Этот переход «ножевого» типа (рис. 5.1, г) осуществляет трансформацию H -волны в T -волну, и наоборот. Учитывая необходимость сложного преобразования типов волн, в переходе используется каскадное соединение трех типов линий. ПВ соединен с помощью плавного или ступенчатого перехода с П-образным волноводом, имеющим волновое сопротивление, равное сопротивлению НПЛ. Ширина выступа П-образного волновода равна ширине проводника НПЛ, а воздушный зазор – толщине подложки НПЛ. Край выступа гальванически соединен металлической перемычкой с проводником НПЛ.

Рассмотренные переходы целесообразно использовать при отработке моделей планарных и объемных ИС в связи с необходимостью их подключения к стандартным измерительным волноводно-коаксиальным трактам.

В ИС СВЧ самое широкое применение находят частично или полностью экранированные ЛП, для которых удобной моделью служит ПВ. На

рис. 5.1, д, е, ж приведены некоторые примеры соединений ПВ с различными типами ППЛ. Основу этих переходов составляет плавный чебышевский переход от ПВ к НПЛ, СЦЛ или НЦЛ. Наиболее сложна конструкция перехода от ПВ к экранированной НПЛ (рис. 5.1, д). Края проводника и слоя металла образуют профиль радиусом R . Область перехода имеет длину L , приблизительно равную длине волны в НПЛ.

Межслойные переходы. Этот класс переходов между ЛП весьма характерен для ОИС. Одними из первых переходов этого класса возникли межслойные соединения за счет металлических перемычек через отверстия в слоях диэлектрика (рис. 5.1, з). При компоновке многослойных схем на СПЛ используются переходы между СПЛ, в которых проводники и слои металла соседних этажей схемы гальванически соединены ленточными проводниками. Коэффициент стоячей волны при этом получается меньше 1,15 (в сантиметровом диапазоне).

Оригинальным является переход НПЛ \Leftrightarrow ПВ, заполненный диэлектриком (рис. 5.1, и). Во-первых, он открывает широкие возможности применения ПВ в ОИС, а во-вторых, позволяет создавать частотно-избирательные базовые элементы (БЭ) и ФУ. Переход НПЛ \Leftrightarrow ПВ выполняется в слое диэлектрика, имеющего общий металлический экран с одной стороны и с другой – проводник НПЛ, скачком переходящий в металлическую стенку ПВ. Боковые стенки ПВ покрыты металлом. В случае большой разницы волновых сопротивлений между НПЛ и ПВ включается плавный либо ступенчатый переход на НПЛ. Переход является широкополосным с частотой отсечки $f_c = c / (2a\sqrt{\epsilon})$. Отличительным свойством ОИС, как уже отмечалось, является послынное расположение преимущественно НПЛ и СПЛ. Недостатком соединения этих линий без металлических перемычек являются большие габариты, связанные с необходимостью плавного изменения ширины проводников. На рис. 5.1, к показана более простая конструкция перехода между двумя НПЛ, токонесущие проводники которых расположены по разные стороны слоя диэлектрика. В этой конструкции область плавного изменения проводников заменяется отрезком СПЛ с проводниками ограниченной ширины. Минимальная длина отрезка СПЛ выбирается из условия отсутствия возбуждения поперечной H -волны, возникающей между краями слоев металла. В случае большой разницы волновых сопротивлений соединяемых НПЛ отрезок СПЛ с проводниками ограниченной ширины (наряду с функциями элемента связи перехода) является четвертьволновым трансформатором. Опыты с переходами между НПЛ с равными волновыми сопротивлениями показали, что в полосе частот 1...10 ГГц переход имеет КСВ $\leq 1,2$, а прямые потери не превышают 0,2 дБ.

При необходимости соединения НПЛ с СПЛ достаточно на один из проводников НПЛ наложить слой диэлектрика, металлизированного с внешней стороны (рис. 5, л). Для выравнивания потенциалов в образованной СПЛ и для подавления в ней объемных волн, возникающих в поперечном направлении,

слои металла гальванически соединены между собой металлическими перемычками через отверстия в диэлектрических слоях, которые одновременно являются крепежными соединениями ИС СВЧ.

Аналогичным образом формируется переход между послойно расположенными СПЛ (рис. 5.1, м).

5.1.3. Широкополосные шлейфные переходы

В ИС СВЧ широко используются менее широкополосные, чем описанные в подразд. 5.1.2 (полоса рабочих частот до октавы), так называемые шлейфные переходы (табл. 5.1, 5.2).

Таблица 5.1

Широкополосные шлейфные переходы
(1 – НПЛ ↔ СЦЛ; 2 – КЛ ↔ КЛ; 3 – КЛ ↔ КЛ)

| № | Эскиз топологии | Эквивалентная схема | Матрица рассеяния |
|---|-----------------|---------------------|--|
| 1 | | <p>1:N</p> | $S_{11} = -S_{22} = (n^2 - 1)/(n^2 + 1),$ $S_{12} = S_{21} = 1/(n^2 + 1),$ $n = \cos p - \text{ctg} q \cdot \sin p,$ $p = 2\pi(d/\lambda_0)(\epsilon - \epsilon_{\text{эф}}^{\text{м}})^{1/2},$ $q = p + \arctg [(\epsilon - \epsilon_{\text{эф}}^{\text{м}})^{1/2} / (\epsilon_{\text{эф}}^{\text{м}} - 1)^{1/2}]$ |
| 2 | | | $S_{11} = S_{22} = i(1 - C_1^2 - C_2^2)/R,$ $S_{12} = S_{21} = -C_2/R,$ $R = i(1 + C_1^2 + C_2^2) - 2C_1C_2,$ $C_1 = \text{ch} \gamma_{\text{л}} l_{\text{л}} + (Z_1 + Z_{\text{л}}) \text{sh} \gamma_{\text{л}} l_{\text{л}},$ $C_2 = \frac{[(Z_1/Z_{\text{л}} - Z_{\text{л}}) \text{sh} \gamma_{\text{л}} l_{\text{л}} - 2Z_1 \text{ch} \gamma_{\text{л}} l_{\text{л}}]}{\rho},$ $Z_1 = Z_{\text{н}} \text{cth} \gamma_{\text{н}} l_{\text{н}} + 2\pi j L,$ $\gamma_{\text{н}} = \alpha_{\text{н}} + i\beta_{\text{н}}, \gamma_{\text{л}} = \alpha_{\text{л}} + i\beta_{\text{л}}$ |
| 3 | | | $S_{11} = S_{22} = Z/(Z + 1),$ $S_{21} = S_{12} = 1/(Z + 1),$ $Z = Z_{\text{ш}} \text{cth} \gamma_{\text{ш}} l_{\text{ш}} / \rho,$ $\gamma_{\text{ш}} = \alpha_{\text{ш}} + i\beta_{\text{ш}}$ |

Межслойный переход НПЛ \Leftrightarrow СЦЛ был предложен и широко применялся в плоскостных ИС в 1970-х гг. В переходе НПЛ \Leftrightarrow СЦЛ использована связь по магнитному полю. Этот переход представляет собой две взаимно перпендикулярные линии, пересекающиеся в пучностях магнитных полей.

За точкой пересечения СЦЛ заканчивается $(\lambda/4)$ -волновым короткозамкнутым шлейфом, а НПЛ – $(\lambda/4)$ -волновым разомкнутым шлейфом (табл. 5.1, п.1). Потери в переходе не превышают 0,2 дБ.

Таблица 5.2

Широкополосные шлейфные переходы
(4 – СЦЛ \Leftrightarrow СЦЛ; 5 – КЛ \Leftrightarrow НПЛ ; 6 – НПЛ \Leftrightarrow НПЛ ; 7 – КЛ \Leftrightarrow НЦЛ)

| № | Эскиз топологии | Эквивалентная схема | Матрица рассеяния |
|---|-----------------|---------------------|--|
| 4 | | | См. п. 3 $Z = Z_{ш} \operatorname{cth} \gamma_{ш} l_{ш} / \rho,$ |
| 5 | | | $S_{11} = S_{22} = -Z / (Z + 1),$ $S_{12} = S_{21} = 1 / (Z + 1),$ $Z = Z_{ш} \operatorname{cth} \gamma_{ш} l_{ш} / \rho,$ |
| 6 | | | См. п. 6 $Z = Z_{ш} \operatorname{cth} \gamma_{ш} l_{ш} / \rho,$ |
| 7 | | | См. п. 3 $Z = 2Z_{ш} \operatorname{cth} \gamma_{ш} l_{ш} / \rho$ |

Межслойный переход КЛ \Leftrightarrow КЛ (табл. 5.1, П.2) построен с использованием того же принципа. Узкие проводники КЛ переходят в проводники СПЛ одинаковой ширины. В области обрыва слоев металла КЛ

проводники СПЛ заканчиваются $(\lambda/4)$ -волновыми разомкнутыми шлейфами на НПЛ, которые выравнивают потенциалы соединяемых ЛП и одновременно изменяют (инвертируют) фазу сигнала на 180° . Длина отрезка СПЛ выбирается из условия предотвращения возникновения на краях металла изучающей волны H -типа. Особенностью перехода КЛ \Leftrightarrow КЛ является развязка соединяемых ЛП по постоянному току.

В рассмотренном переходе НЩЛ, образованная краями металла, не должна возбуждаться. В принципе НЩЛ можно использовать в качестве согласующего $(\lambda/4)$ -волнового шлейфа.

Параллельное включение $(\lambda/4)$ -волнового накоротко замкнутого шлейфа на СЩЛ использовалось в переходе КЛ \Leftrightarrow СЩЛ (табл. 5.2, п. 7). Необходимо отметить, что во всех рассмотренных переходах отсутствуют навесные переключки (кроме перехода КЛ \Leftrightarrow КЛ; табл. 5.1, п. 3) и не требуется монтажных работ при настройке. Технологичность и простота конструкции шлейфных переходов дает возможность использовать их вплоть до миллиметрового диапазона.

В табл. 5.1, 5.2 приведены элементы матриц рассеяния рассмотренных переходов шлейфного типа. Они получены на основе эквивалентных схем, приведенных там же. В квазистатическом приближении результаты расчета удовлетворительно согласуются с данными опытов.

В заключение приведем сводку обозначений, примененных в табл. 5.1, 5.2: S_{mn} – коэффициенты волновой матрицы рассеяния; d – толщина подложки; ϵ – диэлектрическая проницаемость подложки; $\epsilon_{\text{эф}}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость СЩЛ; $Z_{\text{п}}$, $Z_{\text{щ}}$, $Z_{\text{л}}$ – волновые сопротивления, нормированные на сопротивление соединяемых линий; ρ , $\alpha_{\text{п}}$, $\alpha_{\text{щ}}$, $\alpha_{\text{л}}$, $\beta_{\text{п}}$, $\beta_{\text{щ}}$, $\beta_{\text{л}}$ – постоянные затухания и фазовые постоянные в линиях; $l_{\text{п}}$, $l_{\text{щ}}$, $l_{\text{л}}$ – геометрические длины шлейфов на НПЛ и СЩЛ; L – индуктивность соединяемых отрезков; f – текущая частота.

5.1.4. Узкополосные резонансные переходы щелевого типа

Необходимость обеспечения межслойных (межэтажных) связей в ОИС привела к широкому использованию щелевых переходов, когда две или несколько ЛП связаны через резонансную щель. Щелевые переходы обеспечивают герметичность соединения ИС СВЧ, а также развязку по постоянному току с внешними цепями, что защищает цепи смещения и полупроводниковые приборы от внешних электрических помех.

В табл. 5.3 приведены конкретные примеры переходов. Щелевые переходы представляют собой две ЛП, соединенные $(\lambda/2)$ -волновым щелевым резонатором, прорезанным в общем слое металла и расположенным в пучностях магнитных полей связываемых линий. Связь ЛП осуществляется за счет составляющих магнитных полей, направленных вдоль щелевого резонатора. Проводники СПЛ и НПЛ лежат поперек щели симметрично

относительно ее концов и заканчиваются бесконтактным короткозамыкателем, в качестве которого обычно служит $(\lambda/4)$ -волновый разомкнутый шлейф.

Таблица 5.3

Узкополосные переходы и их характеристики

| № | Переход | Эскиз конструкции | Нагруженная добротность перехода |
|---|---------------------------|-------------------|---|
| 1 | НПЛ \Leftrightarrow ПВ | | $Q_H^{-1} = \alpha \lambda_{\text{ш}} / \pi + Z_{\text{ш}} l_p^2 [1 - (\lambda_0 / 2a)^2]^{1/2} \times$ $\times [\cos^2(\pi l_p / 2a) / (15\pi^3 ab)] \times$ $\times [1 - (l_p / a)^2]^2 + (Z_{\text{ш}} / \pi Z_3) \exp(-2\pi d / l_p)$ |
| 2 | СПЛ \Leftrightarrow ПВ | | $Q_H^{-1} = \alpha \lambda_{\text{ш}} / \pi + Z_{\text{ш}} l_p^2 [1 - (l_p / 2a)^2]^{1/2} \times$ $\times [\cos^2(\pi l_p / 2a) / (15\pi^3)] \times$ $\times ab [1 - (l_p / a)^2]^2 + (4Z_{\text{ш}} / 5\pi Z_4) \exp(-2\pi d / l_p)$ |
| 3 | НПЛ \Leftrightarrow КВ | | $Q_H^{-1} = \alpha \lambda_{\text{ш}} / \pi + Z_{\text{ш}} l_p^2 / [30\pi^4 R^2 \ln(D/d)] +$ $+ (Z_{\text{ш}} / \pi Z_3) \exp(-2\pi d / l_p)$ |
| 4 | СПЛ \Leftrightarrow КВ | | $Q_H^{-1} = \alpha \lambda_{\text{ш}} / \pi + Z_{\text{ш}} l_p^2 / [30\pi^4 R^2 \ln(D/d)] +$ $+ (4Z_{\text{ш}} / 5\pi Z_4) \exp(-2\pi d / l_p)$ |
| 5 | НПЛ \Leftrightarrow СПЛ | | $Q_H^{-1} = \alpha Z_{\text{ш}} / \pi + (1/Z_3 + 4/5Z_4) \times$ $\times (Z_{\text{ш}} / \pi) \exp(-2\pi d / l_p)$ |
| 6 | НПЛ \Leftrightarrow НПЛ | | $Q_H^{-1} = \alpha \lambda_{\text{ш}} / \pi + (2Z_{\text{ш}} / \pi Z_3) \exp(-2\pi d / l_p)$ |

В переходах НПЛ \Leftrightarrow ПВ и СПЛ \Leftrightarrow ДВ (табл. 5.3, пп. 1 и 2) щелевой резонатор расположен на широкой стенке вблизи коротко замкнутого торца волновода либо в торце волновода посередине между его широкими стенками. В переходах НПЛ \Leftrightarrow КВ и СПЛ \Leftrightarrow КВ (табл. 5.3, пп. 3 и 4) резонансная щель свернута в полукольцо и расположена в коротко замкнутом торце КВ симметрично между внутренним и внешним проводниками. Наиболее простые конструкции имеют межслойные переходы НПЛ \Leftrightarrow СПЛ и НПЛ \Leftrightarrow НПЛ (табл. 5.3, пп. 5, 6), в которых проводники соединяемых линий расположены относительно щелевого резонатора зеркально друг другу.

Щелевые переходы являются электрически несимметричными (коэффициенты связи щелевого резонатора с различными линиями не одинаковы), и поэтому коэффициент отражения всегда отличен от нуля. Согласование перехода достигается при комплексном сопряжении входных сопротивлений линии и перехода, а для резонатора без потерь – при комплексном сопряжении приведенных к резонатору входных сопротивлений ЛП. Параметры связи щелевого резонатора, как правило, не равны, как и в переходах НПЛ \Leftrightarrow СПЛ с разными волновыми сопротивлениями. Необходимое для согласования перехода симметрирование связей может быть достигнуто при равенстве параметров связи большему или меньшему значению параметра связи для обеих линий перехода. В первом случае полоса пропускания перехода, определяемая нагруженной добротностью резонатора, является более широкой.

Для повышения устойчивости к механическим воздействиям согласование перехода целесообразно осуществлять не со стороны волновода согласующими винтами, а со стороны НПЛ ($\lambda/4$)-волновыми ступенчатыми трансформаторами.

Щелевые переходы имеют полосовую характеристику пропускания и могут быть использованы для подавления внеполосных сигналов на входе и выходе ИС СВЧ. Однако глубина подавления сигналов и ширина полосы пропускания, обеспечиваемые переходами, невелики, поскольку электрическая схема перехода представляет собой однозвенный фильтр, резонатор которого сильно связан с ЛП.

Более глубокое подавление внеполосных сигналов и более широкая полоса пропускания (при необходимости) достигаются в системах, где щелевой резонатор является одним из звеньев многозвенного полосового фильтра.

Крутизну склонов частотной характеристики и полосу пропускания перехода при этом можно существенно увеличить.

Многозвенные фильтры-переходы рассчитываются по известным методикам, в которых нагруженная добротность щелевого резонатора определяется через параметр связи и собственную добротность:

$$Q_0/Q_H = 1 + A_1 + A_2. \quad (5.3)$$

Выражения для нагруженной добротности различных типов переходов без элементов согласования приведены в табл. 5.3.

Таким образом, включая вблизи щелевого резонатора согласующие устройства, мы получаем конструкцию многозвенного полосового фильтра-перехода. Согласующими устройствами в ПВ могут быть $(\lambda/4)$ -волновые ступенчатые волноводы либо согласующие емкостные винты, в КВ – диафрагмы либо емкостные диэлектрические шайбы, которые одновременно выполняют роль крепежных соединений центрального и внешнего проводников, в СПЛ и НПЛ – $(\lambda/4)$ -волновые либо несинхронные шлейфные трансформаторы.

5.2. Направленные ответвители и мосты

5.2.1. Основные параметры и их связь с матрицей рассеяния

Направленный ответвитель (НО) является восьмиполусным устройством, осуществляющим направленное ответвление энергии. В устройстве различают первичную (основную) и вторичную (вспомогательную) линии. При возбуждении одного из плеч первичной линии часть мощности передается в другое плечо этой линии, а часть – в одно из плеч вторичной линии. При этом во второе плечо вторичной линии мощность не передается, и оно оказывается развязанным относительно возбуждаемого плеча первичной линии. Направление передачи мощности во вторичную линию зависит от направления прохождения сигнала в первичной. Разделение линий на первичную и вторичную условно и используется для упрощения описания процессов, происходящих в НО.

Гибридным соединением (трехдецибельным НО) называют НО, осуществляющий равное деление мощности между связанными плечами. Гибридное соединение, напряжения в выходных плечах которого имеют постоянный фазовый сдвиг в полосе частот, называют *мостовым устройством* (мостом).

В идеальном случае НО представляет собой чисто реактивный (не имеющий потерь) взаимный восьмиполусник, который может быть описан матрицей рассеяния:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

Диагональные элементы матрицы рассеяния S_{11} , S_{22} , S_{33} и S_{44} связывают отраженные и падающие волны одного плеча восьмиполусника и являются собственными коэффициентами отражения при условии подключения к другим плечам согласованных нагрузок.

Остальные элементы матрицы $S_{12}, S_{13}, \dots, S_{42}, S_{43}$ связывают отраженные волны в одном плече с падающими в других плечах и могут рассматриваться как коэффициенты передачи этих плеч.

В зависимости от расположения плеч НО подразделяются на сонаправленные (рис. 5.2, а), противонаправленные (рис. 5.2, б) и комбинированные (рис. 5.2, в).

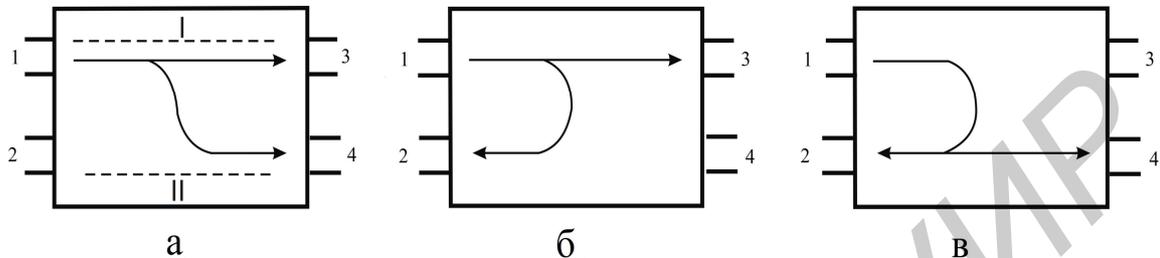


Рис. 5.2. Виды НО:

а – сонаправленный; б – противонаправленный;

в – комбинированный; I – первичная линия, II – вторичная линия;

1 – входное плечо, 3 – выходное плечо, 4 – рабочее плечо, 2 – нерабочее плечо

К основным параметрам НО относятся следующие (см. рис. 5.2, а).

1. **Переходное ослабление** – отношение входной мощности первичной линии к выходной мощности рабочего плеча вторичной линии:

$$C_{14} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_1}{P_4} \right) = 10 \cdot \lg \left[\frac{1}{|S_{14}|^2} \right], \quad (5.5)$$

где P_1 – входная мощность первичной линии; P_4 – выходная мощность вторичной линии.

По переходному ослаблению различают НО:

– с большим ослаблением $C_{14} \geq 20$ дБ;

– с малым ослаблением $C_{14} \leq 10$ дБ;

– трехдещибельные $C_{14} = 3$ дБ.

2. **Направленность** – отношение мощностей на выходе рабочего плеча в нерабочее вторичной линии передачи:

$$C_{42} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_4}{P_2} \right) = 10 \cdot \lg \left[\frac{|S_{14}|^2}{|S_{12}|^2} \right], \quad (5.6)$$

где P_2 – выходная мощность нерабочего плеча вторичной линии, создающаяся за счет неидеальности согласования и технологических погрешностей.

У идеального НО величина C_{42} стремится к бесконечности. У практических конструкций НО C_{42} составляет порядка 30...60 дБ.

3. Развязка – отношение входной мощности первичной линии к выходной мощности нерабочего плеча:

$$C_{12} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_1}{P_2} \right) = 10 \cdot \lg \left[\frac{1}{|S_{12}|^2} \right]. \quad (5.7)$$

4. Рабочее затухание первичной линии передачи

$$C_{13} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_1}{P_3} \right) = 10 \cdot \lg \left[\frac{1}{|S_{13}|^2} \right], \quad (5.8)$$

где P_3 – выходная мощность первичной линии.

5. Неравномерность деления мощности

$$C_{34} = 10 \cdot \lg \left(\frac{P_3}{P_4} \right) = 10 \cdot \lg \left[\frac{|S_{13}|^2}{|S_{14}|^2} \right]. \quad (5.9)$$

6. КСВ в подводящей энергию линии передачи и КСВ в различных плечах при условии подключения к другим плечам НО согласованных нагрузок:

$$КСВ_1 = \frac{1 + |S_{11}|}{1 - |S_{11}|}; \quad КСВ_2 = \frac{1 + |S_{22}|}{1 - |S_{22}|}; \quad КСВ_3 = \frac{1 + |S_{33}|}{1 - |S_{33}|}; \quad КСВ_4 = \frac{1 + |S_{44}|}{1 - |S_{44}|}. \quad (5.10)$$

7. Фазовые соотношения, характеризующие абсолютные значения фаз напряжений в плечах или относительную разность фаз напряжений выходных плеч НО. Наибольшее распространение получили квадратурные НО (разность фаз равна 90°) и синфазно-противофазные НО (разность фаз равна 0° или 180°).

8. Полоса пропускания определяется полосой частот, за пределами которой имеет место ухудшение одного или нескольких рабочих параметров НО на заданную величину.

Классифицировать НО можно по различным признакам: по виду связи между первичной и вторичной линиями, по степени связи, по типу используемых линий передачи и т. п. В зависимости от переходного ослабления НО подразделяются на сильносвязанные ($|C_{14}| < 10$ дБ) и слабосвязанные ($|C_{14}| > 10$ дБ). По виду связи различают НО со шлейфной связью и с распределенной электромагнитной связью.

5.2.2. Матрица рассеяния идеального НО

Получим матрицу рассеяния идеального сонаправленного НО, схема которого приведена на рис. 5.3. Поскольку плечи 1 и 3, а также 2 и 4 изолированы друг от друга, $S_{13} = S_{24} = 0$. Предположим, что плечи 1 и 2 согласованы, или $S_{11} = S_{22} = 0$. Так как НО относится к классу симметричных устройств, то $S_{ij} = S_{ji}$ и матрица имеет вид

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & 0 & S_{14} \\ S_{12} & 0 & S_{23} & 0 \\ 0 & S_{23} & S_{33} & S_{34} \\ S_{14} & 0 & S_{34} & S_{44} \end{bmatrix}. \quad (5.11)$$

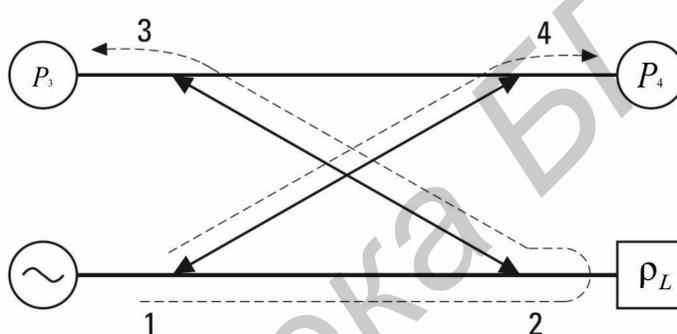


Рис. 5.3. Схема сонаправленного НО

Матрицы рассеяния для цепей без потерь унитарны. Тогда для плеч 1 и 4 можем записать $S_{14}S_{44}^* = 0$, а для плеч 2 и 3 — $S_{23}S_{33}^* = 0$. Поскольку $S_{14} \neq 0$ и $S_{23} \neq 0$, параметры $S_{33} = S_{44} = 0$ и порты 3 и 4 должны быть согласованы. Аналогично для плеч 1 и 3 и плеч 2 и 4 получим следующие соотношения:

$$S_{12}S_{23}^* + S_{14}S_{34}^* = 0, \quad (5.12)$$

$$S_{12}S_{14}^* + S_{23}S_{34}^* = 0. \quad (5.13)$$

Так как, например, $|S_{12}S_{23}^*| = |S_{12}||S_{23}|$, (5.12) и (5.13) можно представить в виде

$$|S_{12}||S_{23}| = |S_{14}||S_{34}|, \quad (5.14)$$

$$|S_{12}||S_{14}| = |S_{23}||S_{34}|. \quad (5.15)$$

Разделим (5.14) на (5.15) и в результате получим $|S_{23}|/|S_{14}| = |S_{14}|/|S_{23}|$, что означает: $|S_{14}| = |S_{23}|$. Следовательно, связь между портами 1 и 4 равна связи между портами 2 и 3. Из (5.14) также следует, что $|S_{12}| = |S_{34}|$. Опорные плоскости портов 1 и 3 могут быть выбраны так, чтобы S_{12} и S_{34} были действительными и положительными числами, равными α , а опорная плоскость канала 4 таким образом, чтобы S_{14} было мнимым числом $j\beta$ (β – действительное и положительное число). Из (5.12) следует, что $S_{23} = j\beta$. В соответствии с законом сохранения энергии $|S_{12}|^2 + |S_{14}|^2 = 1$ или $\alpha^2 + \beta^2 = 1$.

Таким образом, матрица рассеивания идеальных направленных ответвителей может быть написана как

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & \alpha & 0 & j\beta \\ \alpha & 0 & j\beta & 0 \\ 0 & j\beta & 0 & \alpha \\ j\beta & 0 & \alpha & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.16)$$

Переходное ослабление (как отношение мощностей, не в децибелах) $C_{14} = P_1/P_4 = 1/|S_{14}|^2 = 1/\beta^2$, или $\beta = \sqrt{1/C_{14}}$. Откуда следует, что $\alpha = \sqrt{1 - 1/C_{14}}$.

Разновидность НО, имеющего переходное ослабление, равное 3 дБ, называется гибридным НО, или просто гибридом. Направленные ответвители гибридного типа можно разделить на две категории, в зависимости от сдвига фаз волн на его выходах: 90° или 180° . Матрица рассеяния для 90° гибридных НО имеет вид

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & j \\ 1 & 0 & j & 0 \\ 0 & j & 0 & 1 \\ j & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.17)$$

Матрица рассеяния 180° гибридов может быть представлена в виде

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.18)$$

5.2.3. Ответвители на связанных линиях

НО с распределенной электромагнитной связью составляют обширный класс ответвителей. Они более известны под названием ответвители на связанных линиях передачи. Различают НО с боковой и лицевой связями. Длина области связи L (рис. 5.4) составляет нечетное число четвертей длины волн в линии на средней частоте рабочего диапазона. Обычно длина области связи выбирается равной $\Lambda/4$, что обеспечивает приемлемое согласование в первичной линии.

Распространяющаяся в первичной линии волна частично ответвляется во вторичную линию, где она распространяется в противоположном направлении (мощность ответвляется в плечо 2). Таким образом, НО на связанных линиях является противонаправленным.

В структуре, показанной на рис. 5.5, в, каждый из полосковых проводников расположен несимметрично относительно внешних «заземленных» пластин. Это способствует возникновению паразитных волн. Устранить этот крайне нежелательный эффект можно, полностью экранируя НО или вводя в зазор связи S дополнительный уравнивающий проводник (рис. 5.5, д).

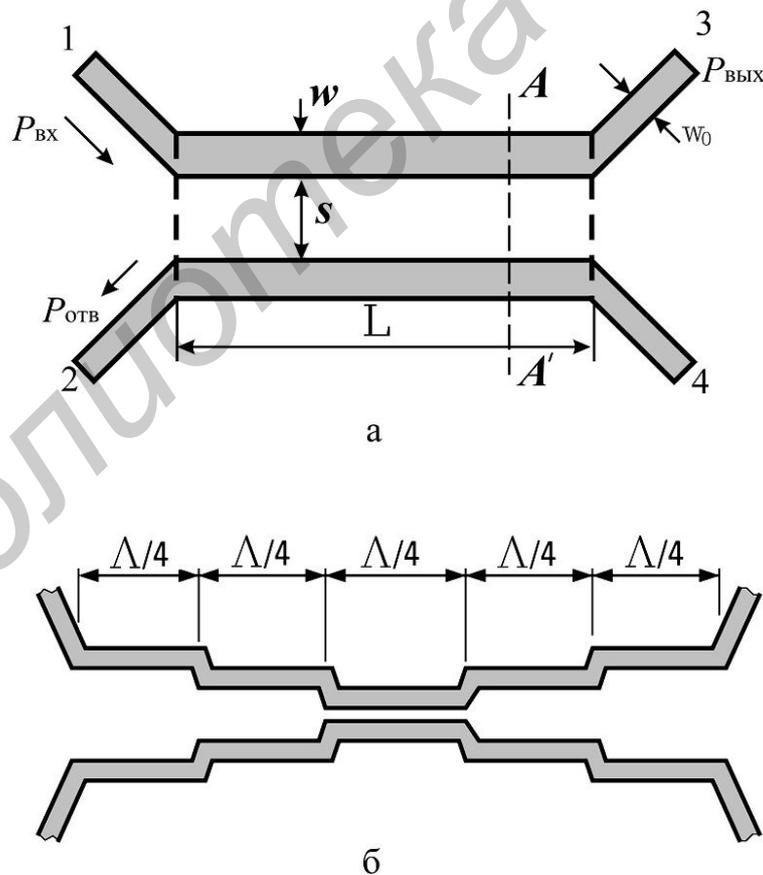


Рис. 5.4. НО на связанных микрополосковых линиях:
а – однозвенный, б – многозвенный

Другие возможные варианты поперечного сечения показаны на рис. 5.5, е, ж. В структуре, показанной на рис. 5.5, з, линии передачи связаны через щель, ширина которой d определяет степень связи.

Существенным недостатком НО на связанных несимметричных линиях является различие постоянных распространения четных и нечетных волн. На рис. 5.6, а показана структура поля четной волны, на рис. 5.6, б – нечетной. Известно, что четная волна распространяется главным образом в толще подложки, а нечетная волна в значительной степени вытесняется в воздух.

Таким образом, эффективные диэлектрические проницаемости для четной и нечетной волн различаются, а следовательно, различаются скорости распространения этих волн и фазовые сдвиги, приобретенные на длине связи. При повышении коэффициента связи возрастает различие постоянных распространения, направление распространения энергии в первичной и вторичной линиях совпадает, искажаются фазовые соотношения сигналов и ухудшаются характеристики НО. Направленность НО на связанных линиях падает с увеличением степени связи.

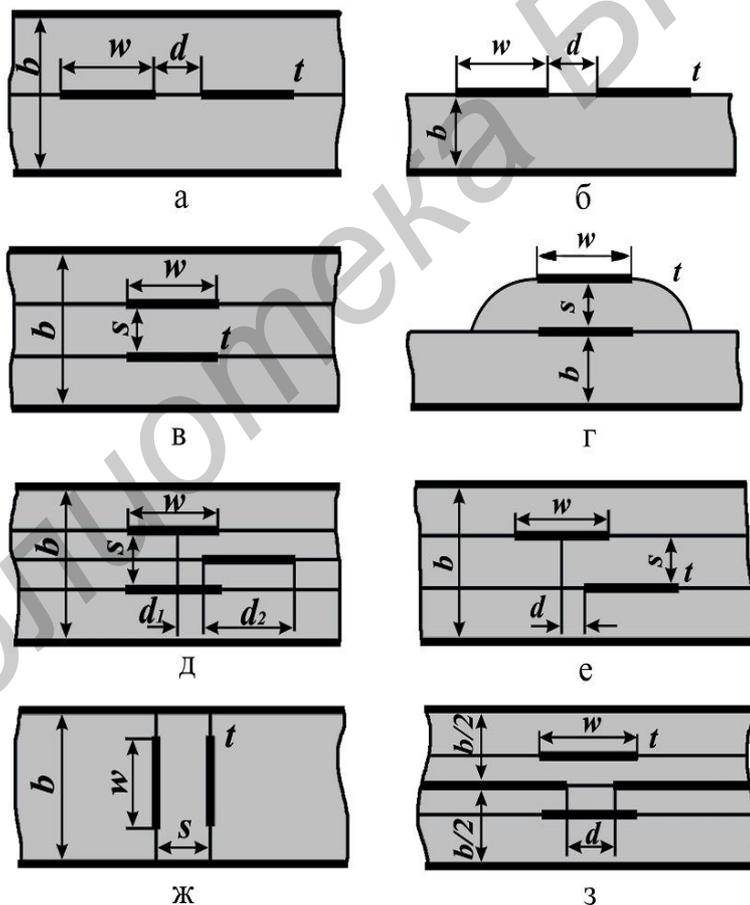


Рис. 5.5. Поперечные сечения НО на связанных микрополосковых линиях

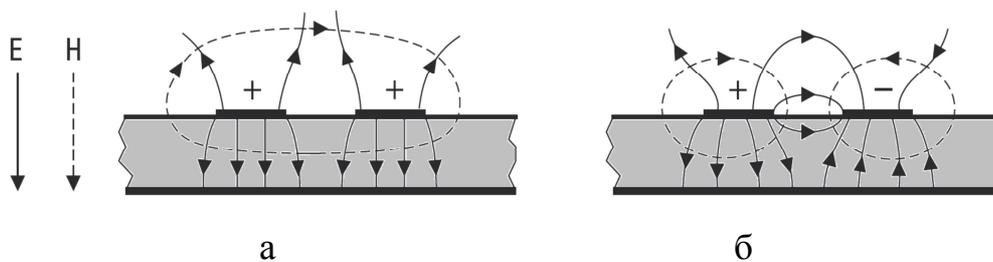


Рис. 5.6. Структура электромагнитного поля: а – четной волны и б – нечетной волны в НО с боковой связью

Связанные линии, образующих НО, характеризуются характеристическими импедансами четной Z_{0e} и нечетной Z_{0o} мод. На рис. 5.7 представлены зависимости этих импедансов для диэлектрической проницаемости подложки $\epsilon_r = 10$. Если все порты нагружены на согласованные нагрузки с сопротивлением Z_0 , то согласованный режим работы НО будет наблюдаться при выполнении условия

$$Z_0 = \sqrt{Z_{0e} Z_{0o}}. \quad (5.19)$$

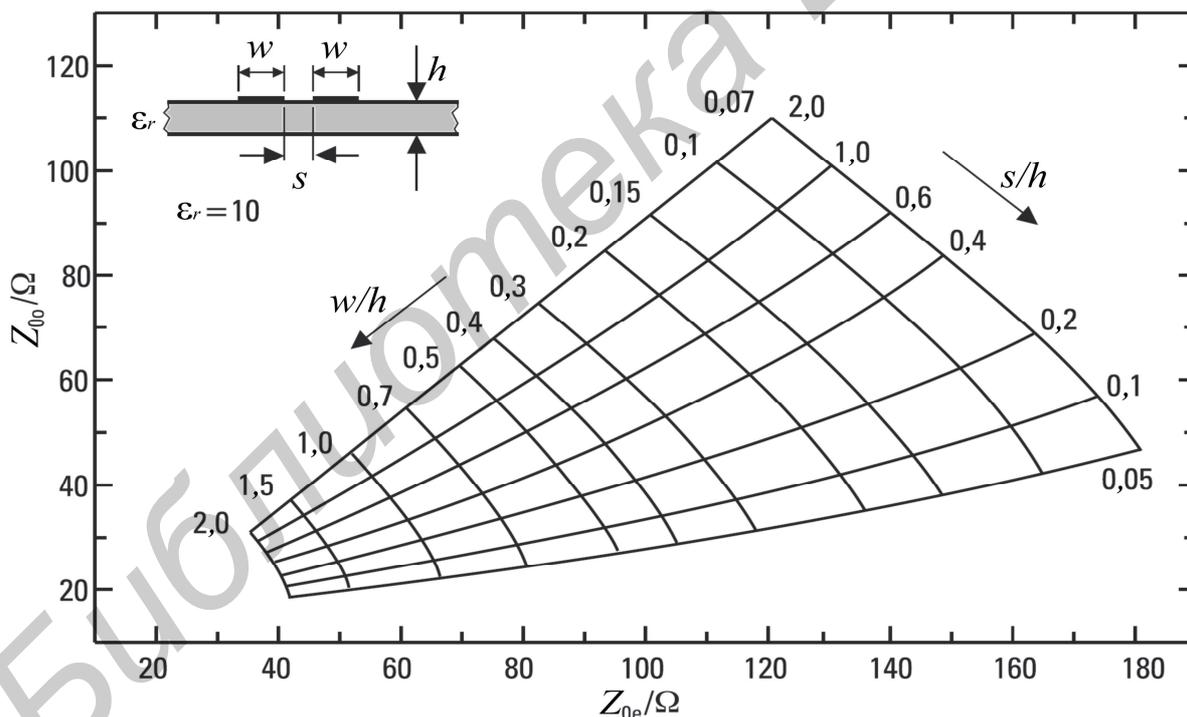


Рис. 5.7. Характеристические импедансы для четной и нечетной мод в связанной линии для материала подложки с $\epsilon_r = 10$

В связанных линиях это условие не выполняется и поэтому направленность существенно отличается от идеальных условий. Улучшить направленность можно за счет уменьшения связи между линиями.

Характеристические импедансы связанных линий зависят от Z_0 и от коэффициента связи по напряжению $K = |V_4/V_1|$:

$$Z_{0e} = Z_0 \sqrt{\frac{1+K}{1-K}}, \quad (5.20)$$

$$Z_{0o} = Z_0 \sqrt{\frac{1-K}{1+K}}. \quad (5.21)$$

Уравнения (5.20) и (5.21) справедливы, если четная и нечетная моды распространяются в линиях с одинаковой скоростью.

Выравнивание фазовых скоростей четной и нечетной волн производится одним из следующих способов. В НО, поперечное сечение которого показано на рис. 5.8 а, связанные линии покрываются сверху слоем диэлектрика. В этом случае большая часть энергии нечетной волны распространяется в диэлектрике покрытия и подложке. Использование дополнительного проводника со свободным потенциалом позволяет достичь еще большего выравнивания фазовых скоростей (рис. 5.8, б). Длина этого проводника равна длине области связи НО. Для выравнивания эффективных диэлектрических проницаемостей для четной и нечетной волн используются также подложки с неоднородным заполнением (рис. 5.8, в).

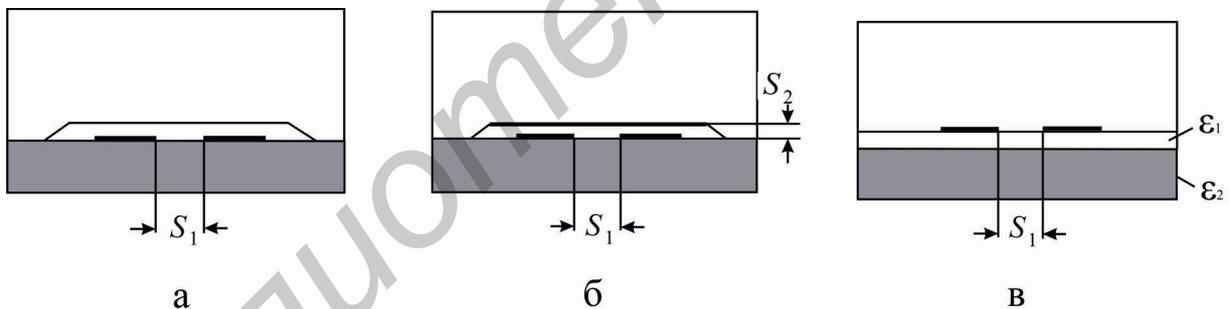


Рис. 5.8. НО с дополнительным слоем диэлектрика для выравнивания фазовых скоростей четной и нечетной воли

Выполнение условия $\epsilon_2 < \epsilon_1$ позволяет снизить $\epsilon_{эф}$ четной волны по сравнению с нечетной. Выравнивание фазовых скоростей в НО осуществляют также путем включения конденсаторов в середину или по краям области связи (рис. 5.9 а, б). Другой подход заключается в применении периодического профиля области связи – пилообразного или ступенчатого (рис. 5.9 в, г). В такой структуре увеличивается длина пути нечетной волны по сравнению с четной, поскольку токи нечетной волны вытесняются к внутренним краям проводников в области связи, а токи четной волны – к внешним.

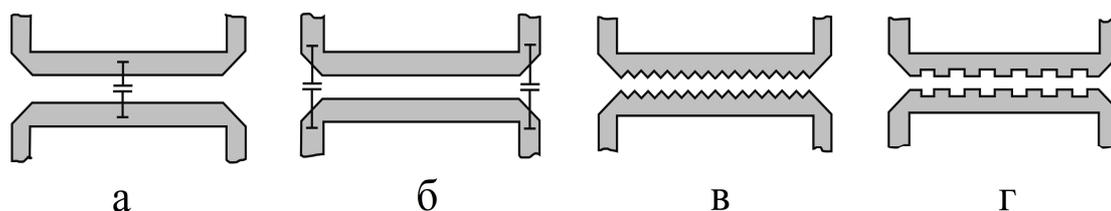


Рис. 5.9. Топологии НО с выравниванием скоростей четной и нечетной волн

Направленные ответвители с сильной связью реализуются достаточно просто на основе связанных линий с лицевой связью. Связанные линии с боковой связью, напротив, позволяют создавать лишь слабосвязанные НО, что обусловлено значительными технологическими трудностями. Так, 3-дБ НО на подложке с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 9,6$ при толщине проводников, близкой нулю, должен иметь зазор между связанными линиями менее 10 мкм, что практически нереализуемо. Вместе с тем наиболее простыми в технологическом отношении являются связанные несимметричные МПЛ, выполняемые в едином технологическом цикле, без дополнительной сборки, хорошо сопрягаемые со схемами, содержащими навесные компоненты. Все это обуславливает интерес к таким конструктивным решениям, которые допускают реализацию сильносвязанных НО при достаточно больших, технологически выполнимых зазорах между связанными линиями.

Указанными свойствами обладает тандемный НО, представляющий соединение двух одинаковых НО на связанных линиях передачи (рис. 5.10). Нетрудно видеть, что плечи 1 и 2 являются развязанными (соответственно развязаны плечи 3 и 4); сигнал, поступающий в плечо 1, делится между плечами 3 и 4.

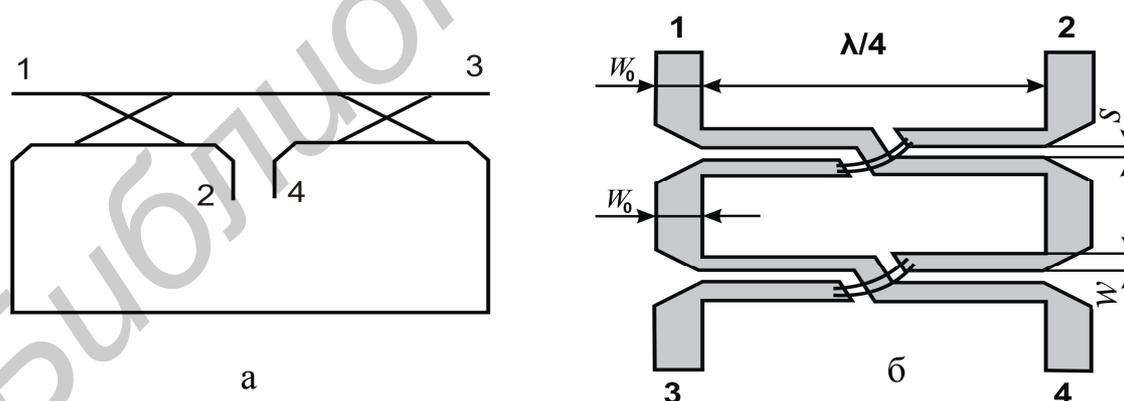


Рис. 5.10. Эквивалентная схема тандемного НО (а) и его топология (б)

Тандемный НО позволяет не только увеличить зазор между связанными линиями с боковой связью, но и снизить требования к допускам на геометрические размеры. Он оказывается менее чувствительным к отклонению геометрических размеров от номинального значения по сравнению с обычным

НО на связанных линиях. Дополнительным преимуществом тандемного НО является его большая широкополосность по сравнению с одиночным. Так, при сравнении 3-дБ НО оказывается, что тандемный НО имеет относительную полосу пропускания порядка 70 % при отклонении переходного затухания на 0,2 дБ от своего значения на средней частоте рабочего диапазона, тогда как однозвенный НО всего 38 %.

Другим вариантом сильносвязанных НО на несимметричных МПЛ являются встречно-гребенчатые структуры (рис. 5.11), называемые ответвителями Ланге. Мощность, поступающая в плечо 1, делится поровну между плечами 2 и 3. Плечи 1 и 4 являются развязанными.

Сигнал в плече 2 опережает на $\pi/2$ сигнал в плече 3. Развязка в таких НО может превышать 40 дБ при потерях не более 0,25 дБ.

Недостатком тандемных НО и ответвителей Ланге является наличие проволочных перемычек, которые припаиваются или привариваются к линиям передачи. Для уменьшения паразитных индуктивностей они образуются из нескольких проводников.

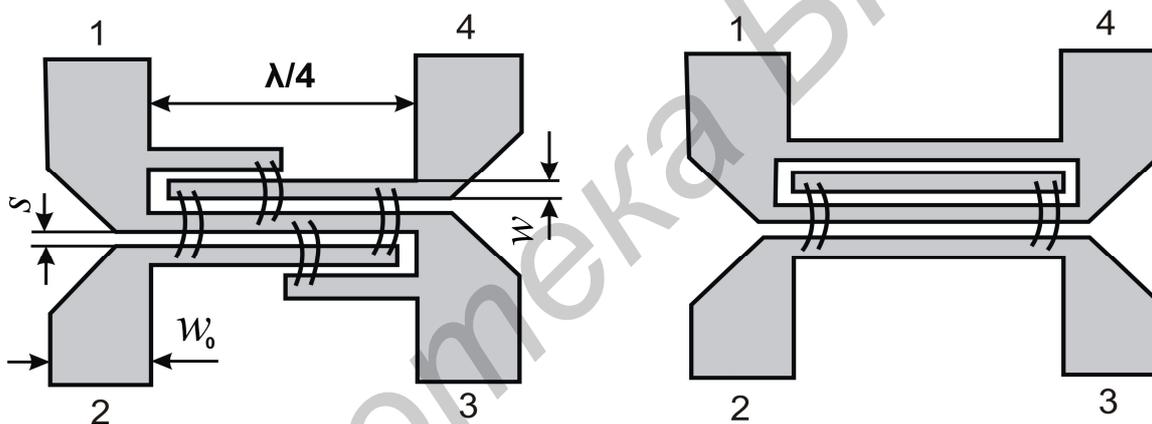


Рис. 5.11. Встречно-гребенчатые микрополосковые НО

Многооктавные полосы пропускания могут иметь НО, состоящие из каскадного соединения нескольких звеньев равной электрической длины с различными коэффициентами связи (см. рис. 5.4, б). Недостатком таких ответвителей являются сравнительно большие габариты.

5.2.4. Кольцевой и квадратурный мосты

Для создания гибридных соединений широко используется конструкция гибридного кольца и двухшлейфный, или квадратурный, мост, топология которых представлена на рис. 5.12.

Кольцевой мост представляет собой свернутую в кольцо линию передачи длиной $1,5\lambda$, к которой подключается четыре линии 1 – 4. При подаче мощности в плечо 1 она делится поровну между плечами 2 и 4. В плечо 3 мощность не поступает. Объясняется это тем, что от плеча 1 в кольцевой линии

возбуждаются две волны, распространяющиеся в противоположных направлениях. Эти волны приходят к плечам 2 и 4 синфазно и складываются. К плечу же 3 эти волны приходят в противофазе и взаимно компенсируются.

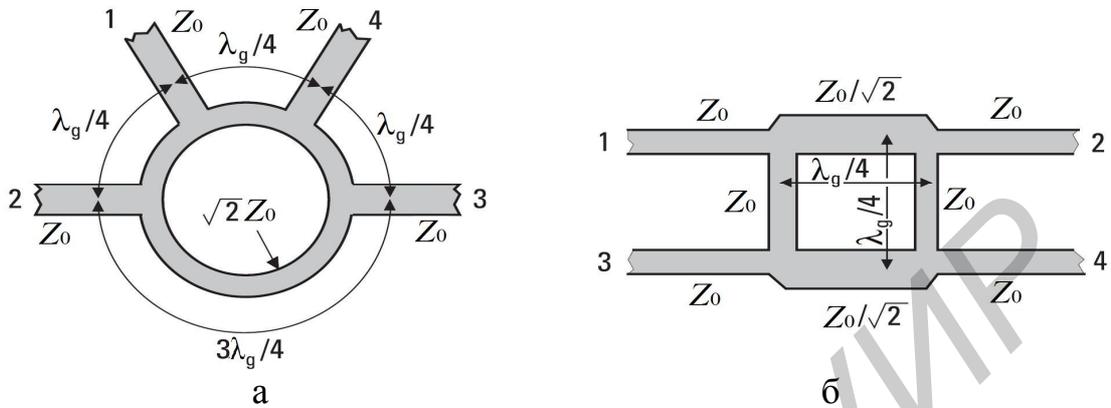


Рис. 5.12. Кольцевой мост (а); квадратурный мост (б)

Гибридное кольцо имеет сравнительно небольшой рабочий диапазон частот, связанный с Λ . Условием полного согласования в гибридном кольце является уравнение

$$2Y_1^2 - Y_0^2 = 0, \quad (5.22)$$

где $Y_0 = 1/Z_0$, $Y_1 = 1/Z_1$ и Z_0 , Z_1 – волновые проводимости и характеристические импедансы линий передачи, из которых выполнен мост.

Матрица рассеяния гибридного кольца имеет вид

$$[S] = -\frac{1}{Y_0} \begin{bmatrix} 0 & jY_1 & jY_1 & 0 \\ jY_1 & 0 & 0 & jY_1 \\ jY_1 & 0 & 0 & jY_1 \\ 0 & -jY_1 & -jY_1 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.23)$$

Полное согласование обеспечивается выбором сопротивлений подводящих линий плеч Z_0 и сопротивления кольца Z_1 и согласно условию (5.22): $Z_1 = \sqrt{2}Z_0$.

Для расширения полосы пропускания кольцевой схемы, имеющей длину $(3/2)\Lambda$, можно изменить ее размеры, уменьшив участок $(3/4)\Lambda$ до длины $\Lambda/4$ с одновременным поворотом фазы на этом участке на 180° (рис. 5.13). Эта схема известна под названием *кольцевой мост с опрокидыванием фазы*.

В кольцевом мосте (рис. 5.13, а) в качестве фазовращателя применен фильтр на связанных четвертьволновых линиях передачи, осуществляющий опрокидывание фазы. Известны также конструкции, в которых аналогичная

секция выполняется как комбинация симметричной и несимметричной МПЛ либо симметричной МПЛ и щелевой линии.

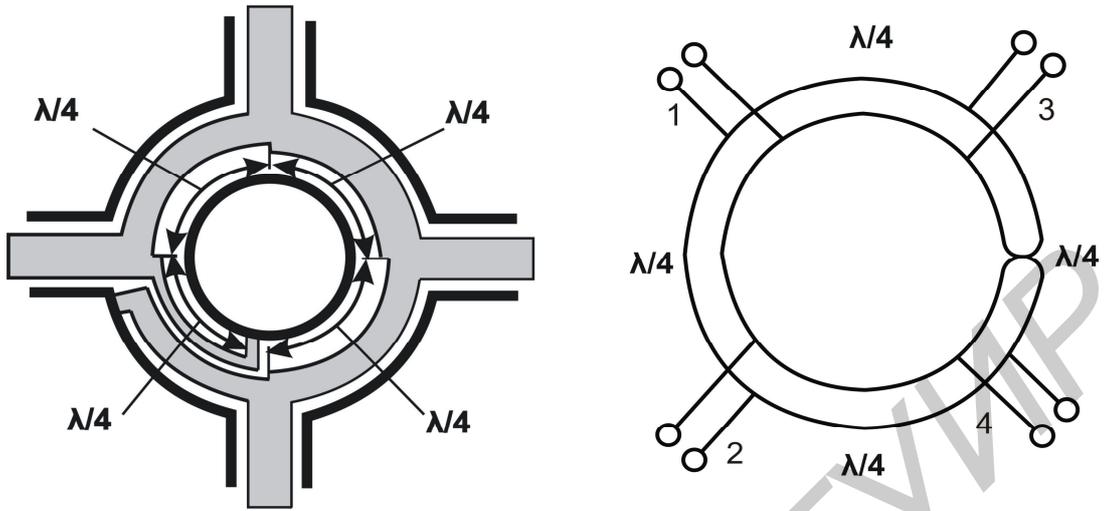


Рис. 5.13. Кольцевой мост с опрокидыванием фазы и его эквивалентная схема

Шлейфный направленный ответвитель представляет собой два отрезка линии передачи, соединенных между собой двумя или большим числом шлейфов, длина которых равна четверти длины волны в линии (рис. 5.12, б). Шлейфы включаются в линию также на расстоянии $\lambda/4$. При возрастании числа шлейфов расширяется полоса рабочих частот, однако при числе шлейфов более трех волновые сопротивления крайних шлейфов становятся очень большими. Это создает существенные трудности при выполнении таких НО методами интегральной технологии, поэтому в практических устройствах число шлейфов не превышает трех.

Условие идеального согласования двухшлейфного НО на средней частоте рабочего диапазона: $Y_1^2 = Y_2^2 - 1$, где $Y_1 = 1/Z_1$, $Y_2 = 1/Z_2$ – нормированные волновые проводимости отрезков линии передачи. При идеальном согласовании матрица рассеяния двухшлейфного НО имеет вид

$$[S] = -\frac{1}{Y_2} \begin{bmatrix} 0 & 0 & j & Y_1 \\ 0 & 0 & Y_1 & jY_1 \\ j & Y_1 & 0 & 0 \\ Y_1 & j & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.24)$$

Через элементы матрицы рассеяния легко определяется рабочее затухание в первичной линии $C_{13} = 10 \lg(Y_2^2)$ и переходное ослабление $C_{14} = 10 \lg(Y_2^2/Y_1^2)$. Коэффициент деления мощности $m = |S_{31}|^2 / |S_{41}|^2 = 1/Y_1^2 = 1/(Y_2^2 - 1)$.

Откуда $Y_1 = (m)^{-\frac{1}{2}}$, $Y_2 = ((m+1)/m)^{\frac{1}{2}}$, что в системе ненормированных проводимостей имеет вид

$$Z_1 = Z_0 (m)^{1/2}, Z_2 = Z_0 (m/(m+1))^{1/2}.$$

Двухшлейфный НО является квадратурным, так как $\arg[S_{31}/S_{41}] = \pi/2$. Свойствами моста данный НО обладает при $m = 1$, т.е. при $Z_1 = Z_0$, $Z_2 = Z_0/\sqrt{2}$.

5.2.5. Конструкции мостовых схем для ОИС СВЧ

5.2.5.1. Гибридное кольцо с периметром 1,5Л

В гибридных кольцах, конструкции которых приведены на рис. 5.14, используются НЩЛ (рис. 5.14, а, г) и СЩЛ (рис. 5.14, б, в, д, е). Входное плечо и два выходных плеча, выполненные на одном типе ЛП, расположены в диаметрально противоположных точках кольца, причем в точке включения выходных плеч расположено входное плечо, выполненное на другом типе ЛП.

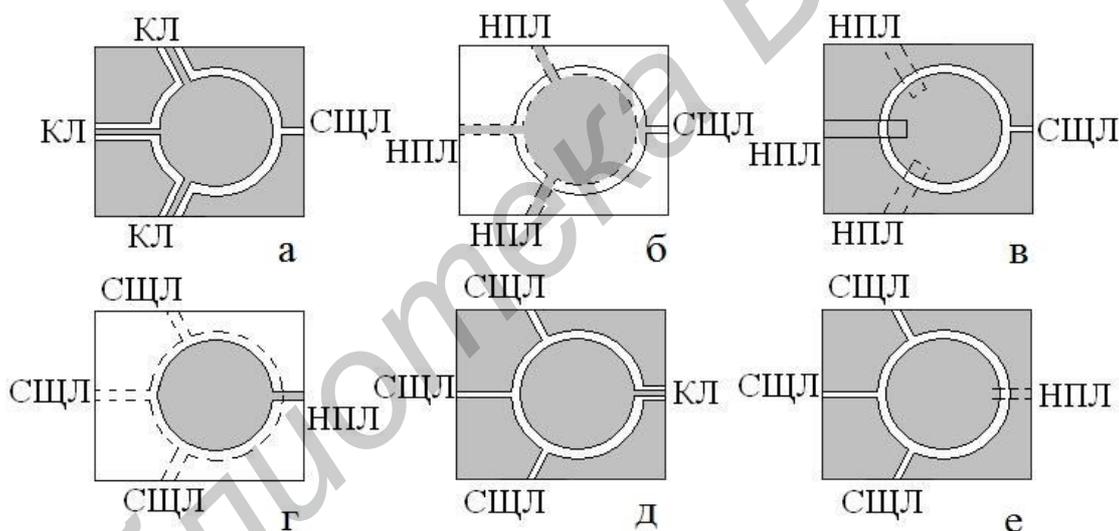


Рис. 5.14. Кольцевые мосты длиной 1,5Л на НЩЛ (б, г) и СЩЛ (а, в, д, е)

Гибридные кольца (рис. 5.14, а, в, г, е) имеют двустороннюю топологию, т.е. одно из входных плеч расположено на противоположной стороне слоя диэлектрика, а в кольцах (рис. 5.14, б, д) все токонесущие проводники находятся на одной стороне слоя диэлектрика, что во многом упрощает технологию изготовления и настройку. Выравнивание потенциалов в области соединения кольца с КЛ (рис. 5.14, б, д) осуществляется навесными перемычками, а с НЩЛ (рис. 5.14, в, е) – штырями через отверстия в слое диэлектрика. Эти неоднородности имеют индуктивный характер, что в значительной мере ограничивает верхний предел рабочих частот. Гибридные кольца (рис. 5.14, а, г), выполненные без навесных элементов, могут

применяться вплоть до миллиметрового диапазона. Теперь же с введением $2^{1/2}$ -мерной технологии частотный диапазон использования этого типа колец значительно шире.

Для простоты изложения поясним принцип действия рассматриваемого класса устройств на примере гибридного кольца с параллельно включенными входными плечами (см. рис. 5.14, а); остальные кольцевые мосты работают по тому же принципу.

Итак, при возбуждении СЦЛ входного плеча сигналы противофазно возбуждают НПЛ выходных плеч, а при возбуждении противоположно расположенной НПЛ – синфазно, причем из-за равенства длин секций кольца фазовые соотношения $(0, \pi)$ и деление мощности на выходных плечах сохраняются в весьма широкой полосе частот. Вследствие симметрии кольца относительно выходных плеч развязка между входными плечами практически бесконечна. Полученные на опытных образцах значения развязки больше 40 дБ.

5.2.5.2. Гибридный кольцевой мост с обращением фазы

Это устройство выполняется путем замены полуволнового отрезка на сосредоточенный фазовращатель (ФВ) $(0, \pi)$. Осуществление таких БЭ на плоскостных ИС весьма затруднительно, но достаточно просто в ОИС и совсем просто в рамках $(2^{1/2})$ -мерных ИС. Широкополосное гибридное кольцо хорошо реализуется при использовании в одной секции кольца, механически скрученной на 180° СПЛ. В этом случае слой диэлектрика имеет отверстие, в котором проводники ограниченной ширины СПЛ соединяют проводники СПЛ со слоями металла. Такой ФВ можно использовать в диапазоне от сотен мегагерц до десятков гигагерц.

ФВ с «механической» скруткой проводников можно выполнить с помощью сочетания гальванического перехода НПЛ \Leftrightarrow НПЛ и шлейфного перехода НПЛ \Leftrightarrow НПЛ. В этом гибридном кольце проводник НПЛ переходит с одной стороны слоя диэлектрика на другую, а затем с помощью металлических перемычек возвращается на начальную поверхность (рис. 5.15, а). При этом осуществляется поворот фазы сигнала на 180° . С учетом широкополосных свойств используемых переходов полоса рабочих частот гибридного кольца составляет более октавы.

Наиболее эффективно можно построить ФВ на шлейфных переходах между различными типами ЛП. Например, на комбинации СЦЛ и КЛ, опрокидывание фазы в которых осуществляется металлическими перемычками. В каком-то смысле перемычки все же ограничивают применение ФВ, если оставаться в рамках «стандартной» (а не $2^{1/2}$ -мерной) технологии изготовления. На рис. 5.15, б приведено гибридное кольцо, выполненное в нескольких слоях диэлектрика. Одно входное плечо моста выполнено на СПЛ, а другое – на СЦЛ, расположенной между слоями диэлектрика. Две секции кольца между входными плечами выполнены на НПЛ, проводники которых расположены на внешних сторонах слоёв диэлектрика и соединены со слоями металла СПЛ, а

общий слой металла НПЛ – с проводником СПЛ. Секции кольца в области соединения с плечом на СЩЛ заканчиваются $(\lambda/4)$ -волновыми разомкнутыми шлейфами, а СЩЛ – $\lambda/4$ -волновым накоротко замкнутым шлейфом внутри кольца.

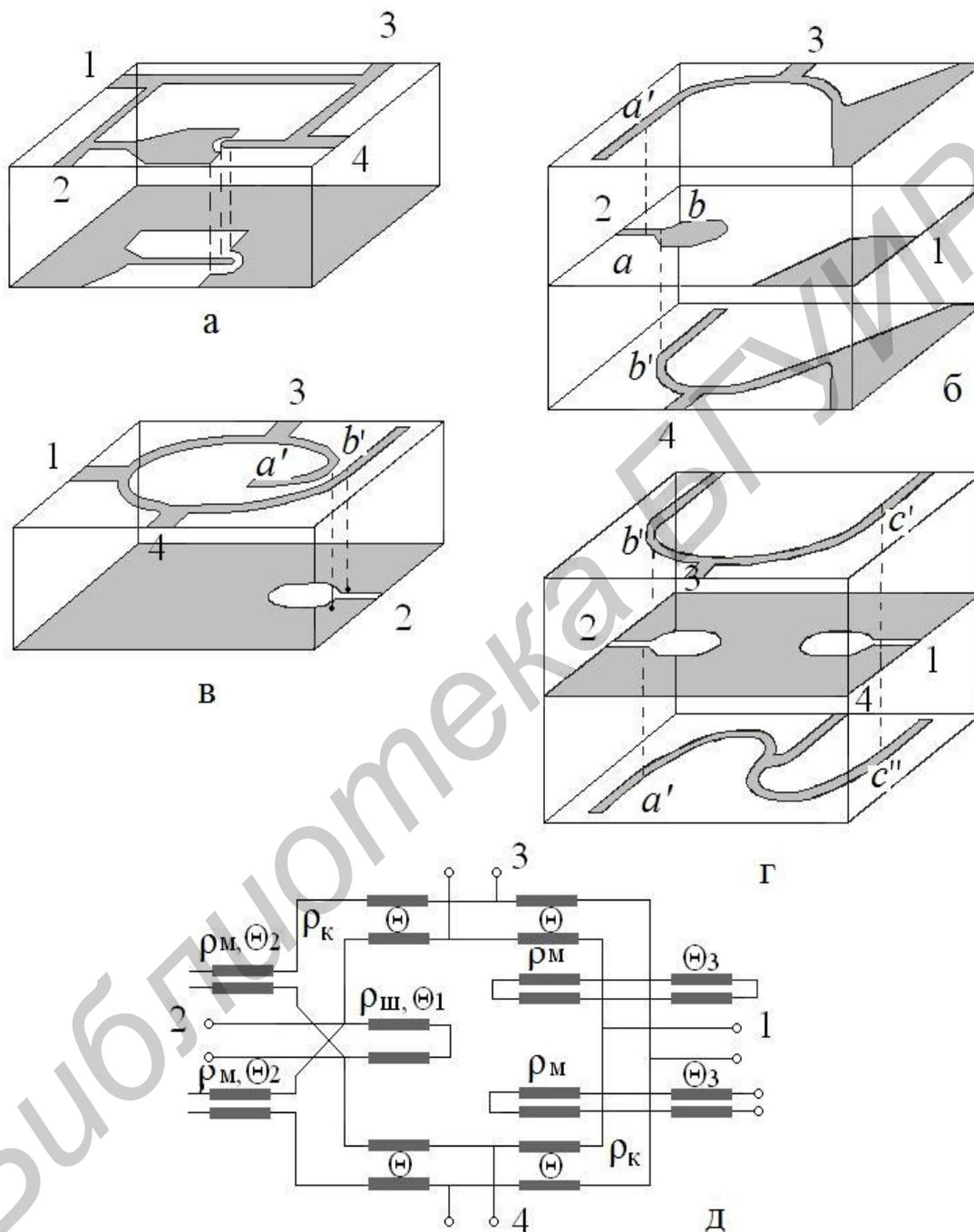


Рис. 5.15. Топологии некоторых мостовых схем (а, б, в, г) и обобщенная эквивалентная схема (д)

В середину секций кольца включены выходные плечи на НПЛ. Полученное гибридное кольцо, помимо широкополосности имеет уникальное свойство – входные плечи расположены рядом. Во всех же известных мостах

226

между выходными плечами расположено входное плечо. Благодаря смежному расположению входных и выходных плеч довольно просто выполняются диаграммообразующие схемы (ДОС), в которых решается задача пересечения коммутирующих линий с высокой степенью развязки.

Аналогичное гибридное кольцо можно выполнить в одном слое диэлектрика с расположением НПЛ и СЩЛ по разные стороны слоя диэлектрика (рис. 5.15, в). Но при этом теряется уникальное физическое свойство смежности выходных плеч.

5.2.5.3. «Магические» Т-соединения

Многие годы внимание инженеров и проектировщиков привлекали синфазно-противофазные «магические» Т-соединения, обладающие широкой полосой рабочих частот (до октавы) и минимальными (по сравнению с известными кольцевыми мостами) размерами. Волноводные и коаксиальные конструкции в целом громоздки, но были сделаны попытки сочетать их с плоскостными линиями. Конструкция «магического» Т-соединения с некоторой натяжкой может быть отнесена к ОИС с достаточно хорошими электрическими характеристиками. К сожалению, осуществление этой конструкции сложно и последняя эффективно работает только в метровом и дециметровом диапазонах волн.

На рис. 5.16 представлены конструкции «магических» Т-соединений, выполненных на комбинации НПЛ, КЛ, СЩЛ и НЩЛ, а на рис. 5.17 – эквивалентные схемы.

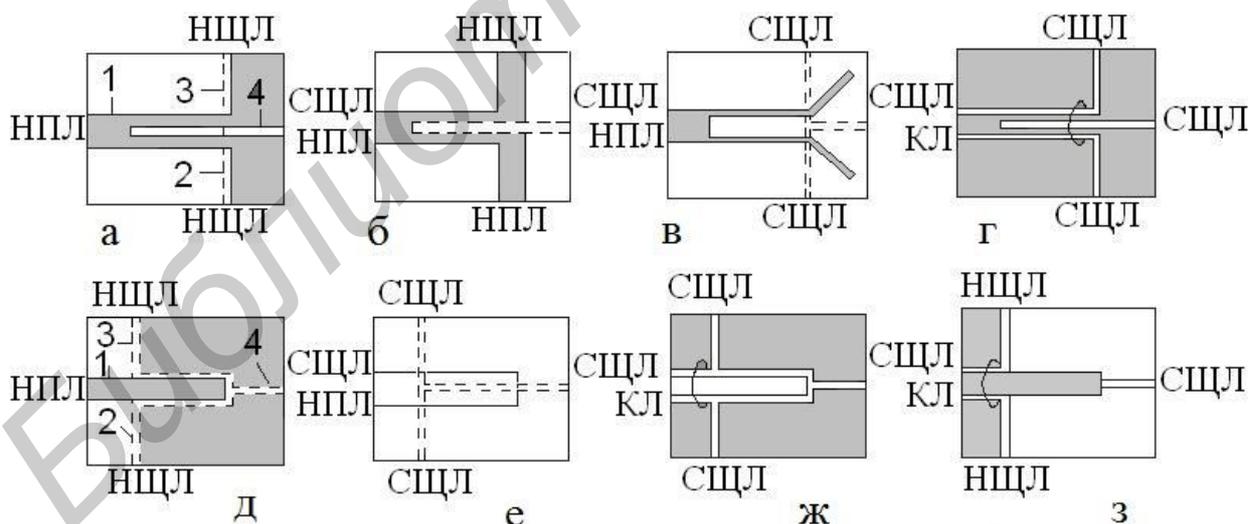


Рис. 5.16. «Магические» Т-соединения со шлейфами на СЩЛ (а – г); КЛ (д, ж) и НПЛ (е, з)

«Магические» Т-соединения, показанные на рис. 5.16, а–г, можно представить в виде эквивалентных схем с короткозамкнутым $\Lambda/4$ -волновым

шлейфом (см. рис. 5.17, а), а на рис. 5.16, д, е, ж, з – с разомкнутым (рис. 5.17, б). Расчет таких схем проводился методом направленных графов, но он не описывает достаточно просто все коэффициенты волновой матрицы рассеяния.

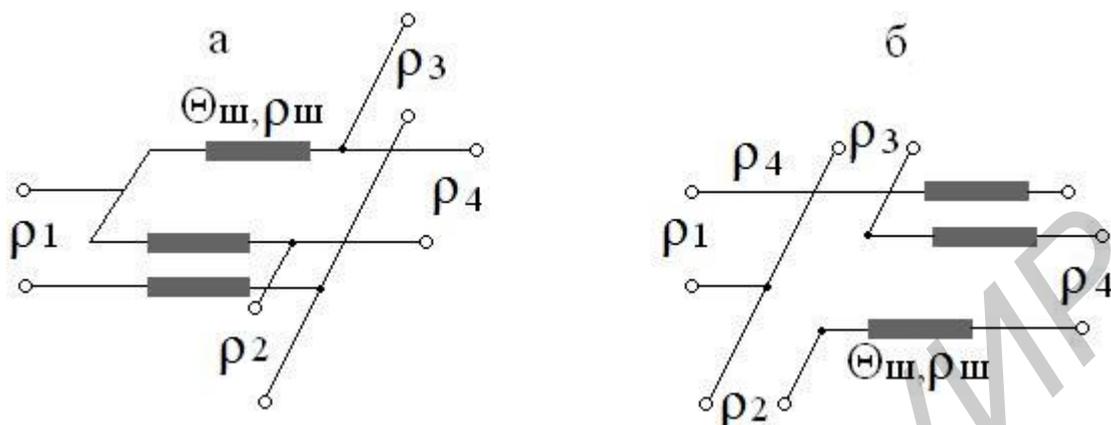


Рис. 5.17. Эквивалентные схемы «магического» Т-соединения с параллельным (а) и последовательным (б) включениями выходных плеч

В основу этих устройств входит необходимое условие включения четвертьволнового шлейфа в область соединения четырех плеч, расположенных ортогонально.

5.3. Делители и сумматоры мощности

5.3.1. Назначение и общая характеристика

При разработке устройств ИС СВЧ широкое применение находят делители и сумматоры мощности.

Делители мощности распределяют мощность, поступающую на вход, между несколькими выходными каналами.

Сумматоры обеспечивают сложение мощностей, поступающих на несколько входных каналов, в общей нагрузке.

Делители и сумматоры мощности являются, как правило, взаимными устройствами, т. е. могут выполнять и деление, и суммирование мощностей. В зависимости от назначения делители мощности осуществляют равное или неравное деление на два или большее число каналов.

К делителям и сумматорам мощности могут предъявляться самые разнообразные требования, которые определяются их применением. Делители мощности фазированных антенных решеток должны обеспечивать в выходных плечах заданное амплитудно-фазовое распределение, которое формирует требуемую диаграмму направленности решетки. При построении широкополосных транзисторных усилителей мощности применяются квадратурные делители и сумматоры, выполняющие наряду с функциями деления (суммирования) функции согласования отдельных каскадов усилителя

с генератором и друг с другом. При сложении мощностей нескольких генераторов должна быть обеспечена их синхронизация, чтобы получить синфазное сложение их мощностей в нагрузке. Делители и сумматоры мощности должны иметь приемлемое согласование в полосе частот и необходимую развязку между каналами.

Простейшими сумматорами или делителями мощности являются тройники (рис. 5.18). Однако все порты схемы тройника без потерь не могут быть согласованы. Это можно показать, рассматривая свойства матрицы рассеяния. Пассивная, взаимная и согласованная шестиполюсная цепи должны иметь матрицу рассеяния вида

$$[S] = \begin{bmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} \\ S_{12} & 0 & S_{23} \\ S_{13} & S_{23} & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.25)$$

В разд. 2 отмечалось, что матрица рассеяния цепи без потерь унитарна, из чего следует, что

$$|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1, \quad (5.26)$$

$$|S_{12}|^2 + |S_{23}|^2 = 1, \quad (5.27)$$

$$|S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 = 1. \quad (5.28)$$

$$S_{13}^* S_{23} = 0, \quad (5.29)$$

$$S_{23}^* S_{12} = 0, \quad (5.30)$$

$$S_{12}^* S_{13} = 0. \quad (5.31)$$

Согласно (5.29) и (5.31), не менее двух из параметров S_{12} , S_{13} и S_{23} являются нулевыми. Однако это находится в противоречии с одним из условий (5.26) и (5.28). Таким образом, такая схема не может существовать.

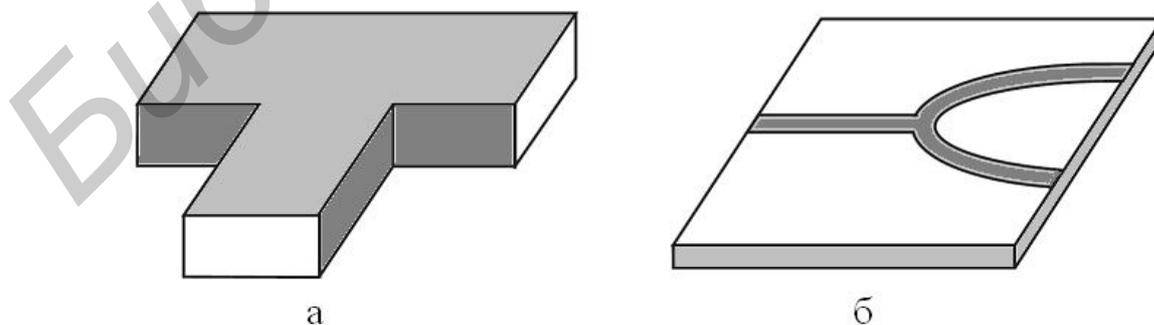


Рис. 5.18. Тройники:

а – волноводное соединение; б – соединение микрополосковых линий

Рассмотрим проблему согласования тройника без потерь в соответствии с эквивалентной схемой, показанной на рис. 5.19, а.

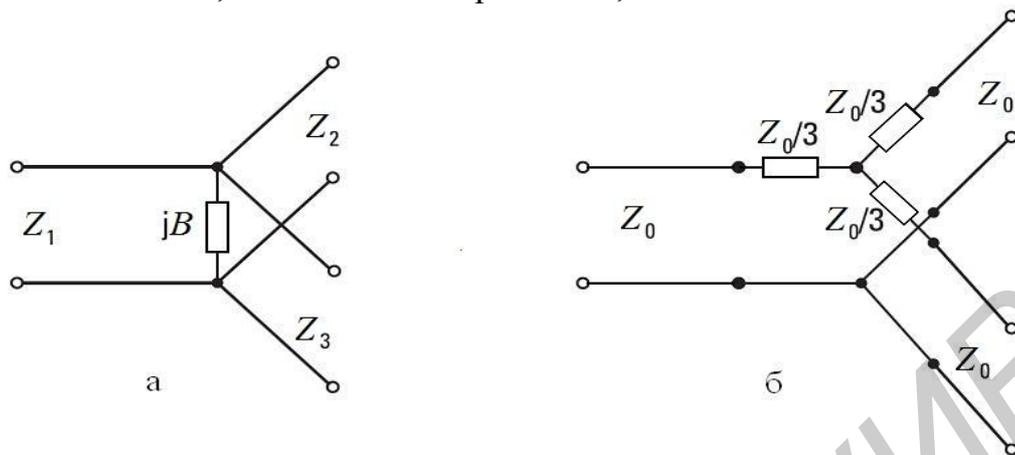


Рис. 5.19. Эквивалентные схемы делителей мощности:
а – тройник без потерь; б – резистивный делитель мощности

Параллельная реактивная проводимость B представляет реактивные поля, произведенные неоднородностью соединения. Характеристические импедансы портов обозначим через Z_1 , Z_2 , и Z_3 . Положим, $B = 0$, $Z_2 = Z_3 = 2Z_1$ и все порты нагружены на согласованные нагрузки. Теперь порт 1 согласован: входное сопротивление – Z_1 и мощность, поданная в порт 1, делится поровну между нагрузками портов 2 и 3.

Однако полюса 2 и 3 не согласованы, так как их входное сопротивление составляет $2Z_1/3$ (Z_1 и $2Z_1$ включены параллельно) вместо $2Z_1$. Все порты тройника могут быть согласованы только в случае резистивных элементов. На рис. 5.19, б показана схема согласованного делителя мощности, содержащего сосредоточенные резисторы. При такой схеме половина мощности, поданной в любое из плеч, поглощается в эти резисторах. Развязка выходов таких делителей сильно зависит от рассогласования в рабочих плечах, что является существенным недостатком таких делителей мощности.

5.3.2. Делители последовательного и параллельного типов

Делители могут быть выполнены на основе последовательных или параллельных схем. Выбор того или иного схемного решения производится исходя из технических требований к проектируемому устройству, с учетом технологических возможностей для их реализации.

Делитель мощности последовательного типа реализуется по схеме гладких переходов (рис. 5.20).

Условие согласования для такого делителя имеет вид

$$Y_i = Y_{i+1} + Y_{i+2}, \quad (5.32)$$

где Y_i – волновые проводимости ответвляемых линий.

Распределение мощности зависит от соотношения волновых проводимостей выходных линий передачи. При равномерном распределении мощности $Y_2 = Y_4 = Y_6 = Y_8$ и $Y_7 = Y_8$. Для согласования на входе и выходах делителя могут быть включены трансформаторы сопротивлений. Недостатком делителя на основе гладких переходов является низкое переходное затухание между каналами.

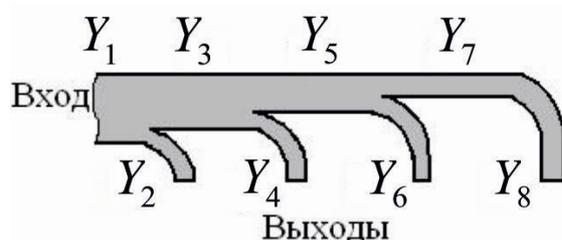


Рис. 5.20. Топология делителя мощности на гладких переходах

Простейшей схемой параллельного типа является сумматор мощности, выполненный в виде многолучевой звезды. На рис. 5.21 показана схема сумматора, входные и выходные плечи которого имеют равные волновые сопротивления Z_0 . Согласование осуществляется с помощью четвертьволнового отрезка ЛП, волновое сопротивление которой определяется числом входных плеч N как $Z_1 = Z_0 / \sqrt{N}$, а развязка каналов

$$C_{1N} = 10 \lg[(1 - N^{-2}) / (2N - 1)]. \quad (5.33)$$

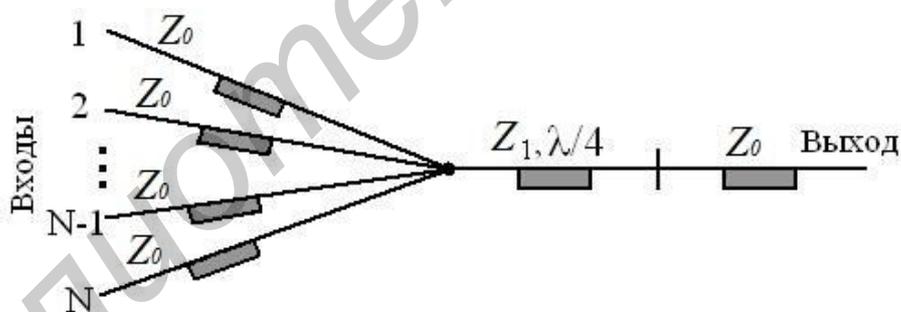


Рис. 5.21. Сумматор мощности в виде многолучевой звезды

При недостаточной развязке к входным плечам сумматора подключаются вентили.

5.3.3. Одноступенчатые кольцевые делители мощности

Согласование входа и выходов в кольцевых делителях мощности (рис. 5.22) достигается подбором волновых сопротивлений четвертьволновых отрезков полосковой линии, которые в случае равного деления мощности имеют значение $Z_1 = \sqrt{2}Z_0$. Такой кольцевой делитель мощности называется мостом Вилкенсона.

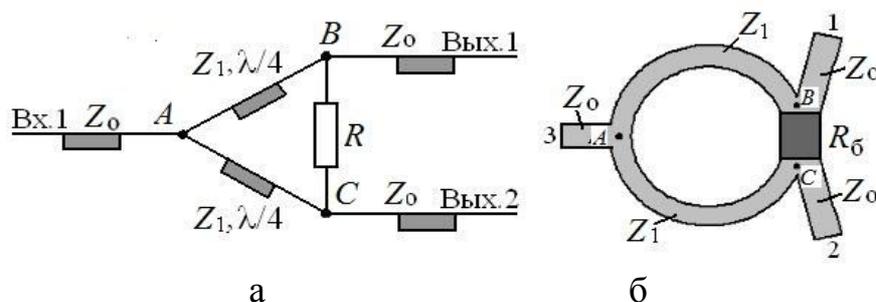


Рис. 5.22. Схема (а) и топология (б) одноступенчатого кольцевого делителя

При возбуждении делителя со входа 3 вследствие его электрической симметрии точки B и C оказываются эквипотенциальными. Ток через балластный резистор R_6 не протекает, и мощность в нем не выделяется. Вся мощность генератора делится пополам и передается в нагрузки к плечам 1 и 2. При возбуждении делителя со стороны одного из выходных плеч, например с выхода 1, сигнал приходит в точку C по двум путям: через четвертьволновые отрезки (путь $B-A-C$) и через резистор R_6 (путь $B-C$). Разность фаз сигналов, прошедших пути $B-A-C$ и $B-C$, равна 180° . Сопротивление балластного резистора $R_6 = 2Z_0$ обеспечивает равенство амплитуд указанных противофазных сигналов, а мощность сигнала, поступающего на выход 1, частично гасится в балластном резисторе, частично поступает во входное плечо 3. На средней частоте рабочего диапазона кольцевой делитель мощности имеет идеальное согласование и бесконечную развязку выходных плеч. Если плечи 1 и 2 возбуждаются одновременно противофазными сигналами равной амплитуды, то в точке A эти сигналы складываются в противофазе и во входное плечо мощность не передается. Вся мощность гасится в балластном сопротивлении. При возбуждении выходных плеч синфазными сигналами мощность передается на вход.

Развязка выходных плеч кольцевого делителя с равным делением мощности составляет 20 дБ в полосе частот с коэффициентом перекрытия диапазона 1,44 при $K_{СВ} \leq 1,2$. Вносимое затухание при этом изменяется от 3,01 до 3,08 дБ, а развязка выходных плеч обычно не превышает 30 дБ.

5.3.4. Многоступенчатые делители

В ряде случаев широкополосность кольцевых делителей оказывается недостаточной. Более широкий диапазон рабочих частот по сравнению с одноступенчатым имеют многоступенчатые делители (рис. 5.23).

Для сравнения на рис. 5.24 приведены характеристики одно- и двухступенчатого делителей в зависимости от l/Λ (l – длина линии, Λ – длина волны в линии). Число ступеней обычно не превышает четырех.

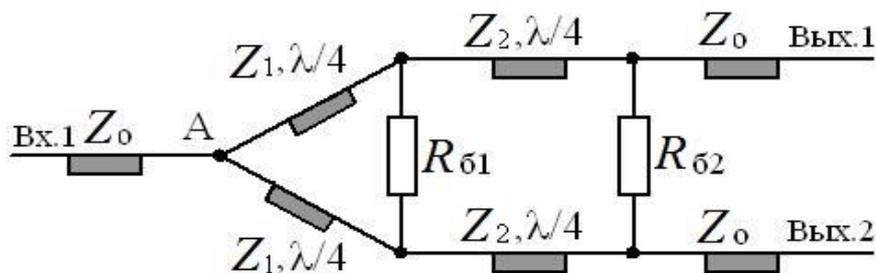


Рис. 5.23. Схема двухступенчатого делителя мощности

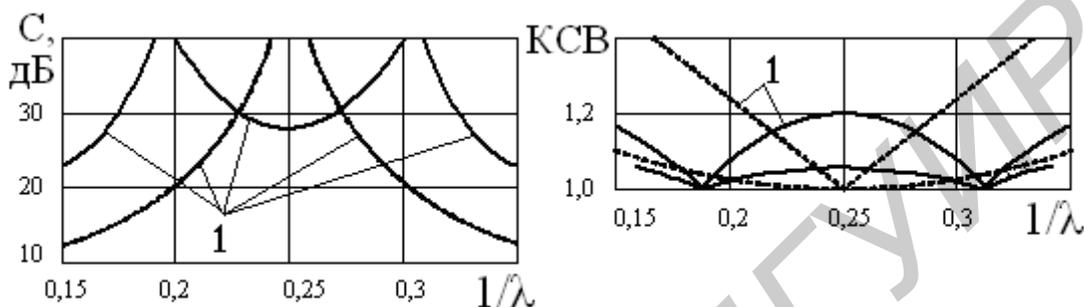


Рис. 5.24. Характеристики одноступенчатого (штриховая) и двухступенчатого (сплошная) ДМ

Кольцевые делители могут осуществлять неравное деление мощности (рис. 5.25). На входе и выходах делителя, как правило, включаются четвертьволновые трансформаторы с волновыми сопротивлениями Z_1, Z_4, Z_5 .

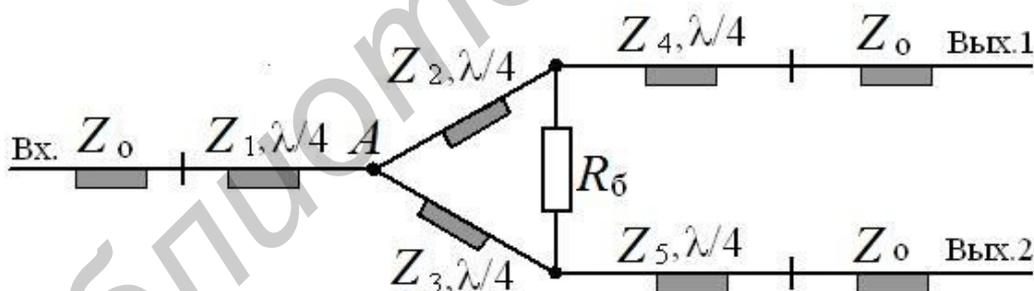


Рис. 5.25. Делитель с неравномерным делением мощности

Если P_1 – мощность на выходе 1, P_2 – мощность на выходе 2, то по заданному отношению выходных мощностей $n^2 = P_2/P_1$ можно определить волновые сопротивления:

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= Z_0 \sqrt[4]{n/(1+n^2)}, & Z_2 &= Z_0 \sqrt[4]{n^3(1+n^2)}, \\
 Z_3 &= Z_0 \sqrt[4]{(1+n^2)/n^5}, & Z_4 &= Z_0 \sqrt{n}, \\
 Z_5 &= Z_0 / \sqrt{n}, & Z_6 &= Z_0(1+n^2)/n.
 \end{aligned}
 \tag{5.34}$$

На рис. 5.26 приведена простейшая схема параллельного четырехканального сумматора мощности. Волновые сопротивления четвертьволновых согласующих секций определяются исходя из заданных значений суммируемых мощностей. Схема обеспечивает согласование и развязку генераторов на средней частоте рабочего диапазона. Частотные свойства сумматора по мере увеличения числа каналов ухудшаются. Существенным недостатком подобных сумматоров является трудность их реализации методами интегральной технологии, что обусловлено непланарностью схемы.

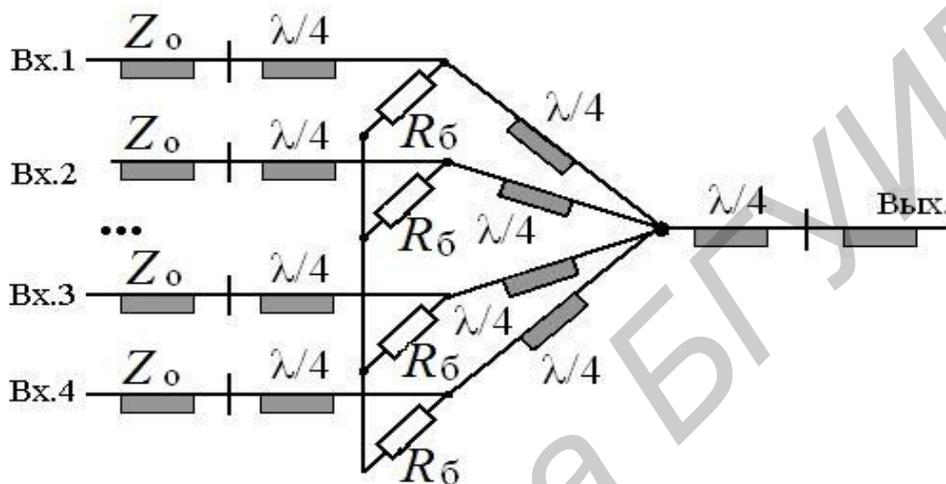


Рис. 5.26. Схема параллельного четырехканального сумматора мощности

Преодолеть эту трудность можно, например, используя конструктивное решение, при котором многолучевая звезда из линий передачи и звезда сопротивлений располагаются в двух разных плоскостях.

Наиболее полно требованиям интегральной технологии удовлетворяют планарные многоканальные сумматоры, содержащие незамкнутые цепочки балластных резисторов (рис. 5.27).

Применение многоступенчатых структур такого типа позволяет получать хорошее согласование и необходимую развязку. Трехканальный двухступенчатый сумматор с незамкнутой цепочкой балластных резисторов имеет октавную полосу рабочих частот.

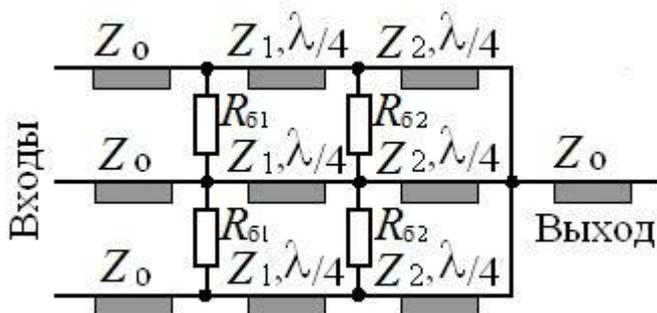


Рис. 5.27. Схема трехканального сумматора

Для сложения и деления мощности широко используются также направленные ответвители мощности и мосты, конструкции и принцип действия которых рассмотрен в предыдущих подразделах.

5.3.5. Трехплечие устройства в ОИС

5.3.5.1.Тройниковые соединения

На рис. 5.28 показан тройник и его эквивалентная схема на НПЛ, в котором выходные плечи расположены по разные стороны слоев диэлектрика. Проводник и металлический экран входного плеча, выполненные на слое диэлектрика удвоенной толщины, скачком переходят в проводники СПЛ, которые заканчиваются переходом над общим слоем металла в проводники выходных НПЛ. Длина СПЛ выбирается из условия, чтобы не возбуждались объемные поперечные волны H -типа между краями слоев металла.

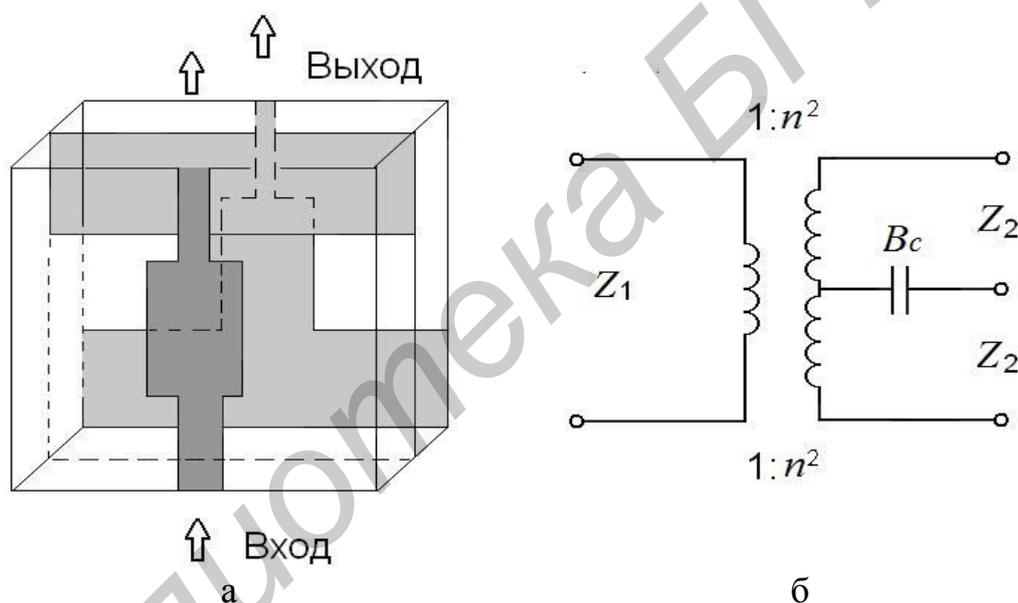


Рис. 5.28. Объемное Т-соединение на НПЛ (а); эквивалентная схема (б)

Для расчета тройника можно использовать эквивалентную схему (рис. 5.28, б), построенную на идеальных трансформаторах. Край общего слоя металла образует емкостное сопротивление, в котором сопротивления Z_1 входной НПЛ и СПЛ равны. Тогда в соответствии с эквивалентной схемой

$$B_c/Z_1 = (1/4)\text{ctg}[(d/\lambda)\ln 2]. \quad (5.35)$$

Отмеченный тройник является резонансным, что является его недостатком. Для исключения данного недостатка, обусловленного емкостной проводимостью, можно выполнить входное плечо на СПЛ (рис. 5.29, а). В этом случае слои металла СПЛ плавно переходят в проводники НПЛ, а проводник

СПЛ – в слой металла НПЛ, причем слой металла выходных плеч является общим для НПЛ.

Благодаря плавному переходу между СПЛ и НПЛ отсутствует емкостный эффект между краями металла, но при этом может возникать объемная поперечная волна H -типа. Для ее подавления плавный переход выполняется в виде полуокружностей, вырезанных в слоях металла и гальванически замкнутых накоротко через слои диэлектрика, образующие $\Lambda/4$ -волновые замкнутые накоротко шлейфы.

Коэффициенты волновой матрицы рассеяния тройника имеют вид:

$$\begin{aligned} S_{11} &= p(-R_{\text{ш}} + iR_1 \text{ctgi}), \\ S_{33} &= p[R_{\text{ш}}(1 - R_1) + iR_1 \text{ctgi}], \\ S_{31} &= pR_{\text{ш}}\sqrt{2R_1}, \\ S_{12} &= pR_1R_{\text{ш}}, \end{aligned} \quad (5.36)$$

где $1/p = R_{\text{ш}}(1 + R_1) - iR_1 \text{ctg}\theta$, $R_1 = 2\rho_3/\rho_1$, $R_{\text{ш}} = \rho_{\text{ш}}/(2\rho_1)$, $\rho_1 = \rho_2$, ρ_3 , $\rho_{\text{ш}}$ – волновые сопротивления НПЛ, СПЛ и шлейфов на НЩЛ соответственно.

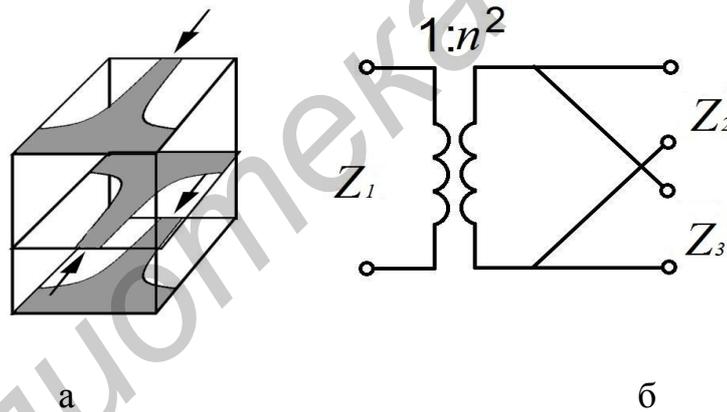


Рис. 5.29. Объемные Т-соединения на СПЛ с проводниками в разных слоях диэлектрика (а); эквивалентная схема (б)

Большой интерес представляет тройник, выполненный комбинацией НПЛ с СЩЛ (рис. 5.30).

В этом случае СЩЛ вырезана в слое металла, расположенного между двумя слоями диэлектрика. На внешних сторонах диэлектрических слоев ОИС перпендикулярно СЩЛ расположены проводники НПЛ. За точкой пересечения трех линий СЩЛ заканчивается замкнутым накоротко, а НПЛ – разомкнутыми $\Lambda/4$ – волновыми шлейфами.

Замечательной особенностью этого тройника является возможность синфазного (рис. 5.30, а) и противофазного (рис. 5.30, г) возбуждений выходных

плеч на НПЛ. Например, при расположении выходных плеч по разные стороны СЦЛ (эквивалентные схемы приведены на рис. 5.30, д, е) входной сигнал противофазно распространяется по НПЛ.

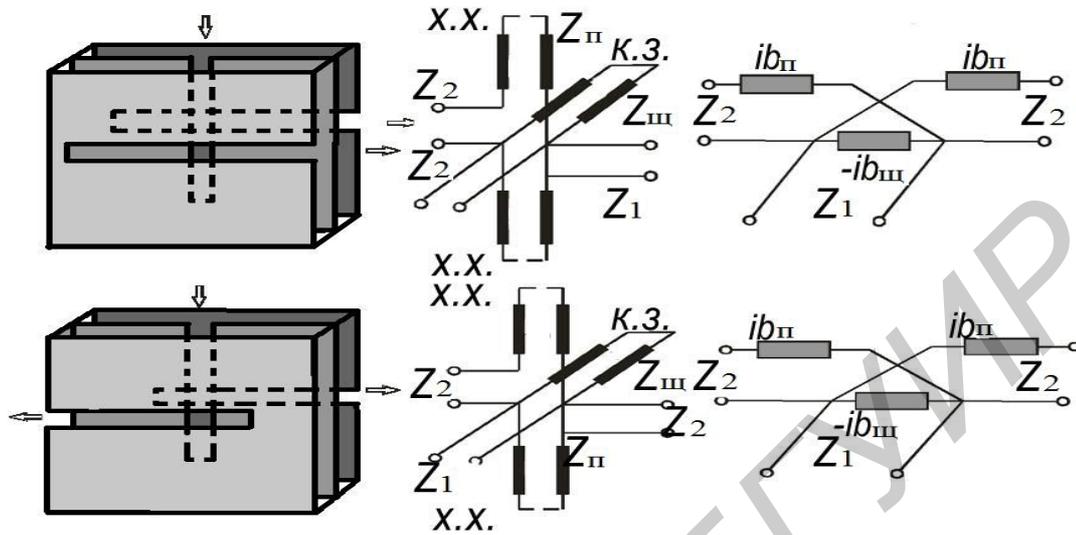


Рис. 5.30. Объемные Т-соединения СЦЛ ↔ НПЛ с синфазным (а) и противофазным (г) делением мощности; эквивалентные схемы (б, в, д, е)

Синфазное возбуждение выходных плеч достигается при расположении НПЛ по одну сторону относительно входной СЦЛ; эквивалентные схемы приведены на рис. 5.30, б, в. Расчет АЧХ волновых матриц рассеяния синфазного (S^+) и противофазного (S^-) тройников проводится в зависимости от типа возбуждения по Т- или П-образным эквивалентным схемам, представленным на рис. 5.30, в, е:

$$\begin{cases} S_{11}^+ = S_{11}^- \\ S_{12}^+ = S_{12}^- \end{cases} = [(R_1 + Z_n Y_{\text{ш}} R_1 - 1 + Z_n - Y_{\text{ш}} R_1) / 2L] \pm M, \quad (5.37)$$

$$S_{33}^+ = S_{33}^- = (1 - R_1 + Z_{\text{ш}} R_1 + Z_n - Y_{\text{ш}} R_1) / L,$$

$$S_{31}^+ = -S_{32}^- = \sqrt{2} / L,$$

где $L = 1 + Z_n + R_1(1 + Y_{\text{ш}} Z_n + Y_{\text{ш}})$; $M = (Z_n - 1) / 2(Z_n + 1)$; $Z_n = -iR_n \text{ctg} \theta_n$;
 $Y_{\text{ш}} = -R_1 \text{ctg} \theta_{\text{ш}} / R_{\text{ш}}$; $R_1 = 2\rho_3 / \rho_1$; $R_n = \rho_{\text{п}} / \rho_1$; $R_{\text{ш}} = 2\rho_{\text{ш}} / \rho_1$; $\rho_1 = \rho_2$;
 $\rho_3, \rho_{\text{ш}}, \rho_{\text{п}}$ – волновые сопротивления НПЛ, СЦЛ, шлейфов на СЦЛ и НПЛ.

Представленные формулы имеют приближенный, квазистатический характер. По мере повышения рабочих частот, перехода на выгодный (для некоторых БЭ ОИС) режим работы на *высших* типах волн (колебаний) и т.п. необходимо исследовать матрицы рассеяния БЭ ОИС на *электродинамическом уровне строгости*.

5.3.5.2. Полуволновое гибридное кольцо

С самого зарождения ОИС важным для практического применения является вопрос о миниатюризации кольцевых мостов при одновременном упрощении их конструкции. Ниже рассматриваются $\Lambda/2$ -волновые кольца, выполненные комбинацией нескольких ЛП: НПЛ, КЛ, СЩЛ и НЩЛ. Соединение перечисленных ЛП с помощью широкополосных переходов, рассмотренных ранее, позволяет качественно по-новому подойти к расчету, проектированию и построению кольцевых мостов.

В гибридных кольцах, конструкции которых приведены на рис. 5.31, используются НЩЛ и СЩЛ. Входное плечо и два выходных плеча, выполненные на одном типе ЛП, расположены в диаметрально противоположных точках кольца, причем в точке включения выходных плеч расположено входное плечо, выполненное на другом типе ЛП.

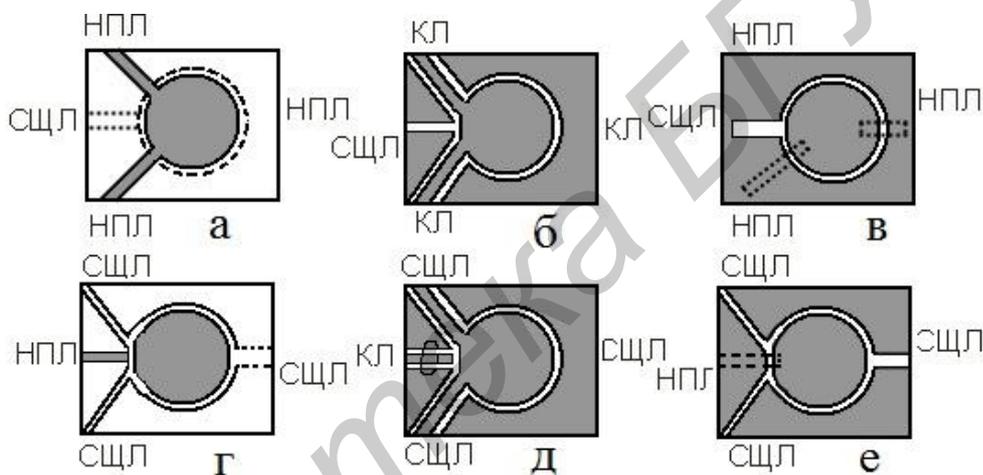


Рис. 5.31. Полуволновые кольцевые мосты на НЩЛ (а, г) и СЩЛ (б, в, д, е)

Гибридные кольца (рис. 5.31, а, в, г, е) имеют двустороннюю топологию, т.е. одно из входных плеч расположено на противоположной стороне слоя диэлектрика, а в кольцах (рис. 5.31, б, д) все токонесущие проводники находятся на одной стороне слоя диэлектрика, что во многом упрощает технологию изготовления и настройку.

Выравнивание потенциалов в области соединения кольца с КЛ (см. рис. 5.31, б, д) осуществляется навесными перемычками, а с НПЛ (рис. 5.31, в, е) – штырями через отверстия в слое диэлектрика. Эти неоднородности имеют индуктивный характер, что в значительной мере ограничивает верхний предел частот. Гибридные кольца (рис. 5.31, а, г), выполненные без навесных элементов, могут применяться вплоть до миллиметрового диапазона.

Для простоты изложения поясним принцип действия рассматриваемого класса устройств на примере гибридного кольца с параллельно включенными входными плечами (рис. 5.31, а); остальные кольцевые мосты работают по тому

же принципу. При возбуждении СЦЛ входного плеча сигналы противофазно возбуждают НПЛ выходных плеч, а при возбуждении противоположно расположенной НПЛ – синфазно, причем из-за равенства длин секций кольца фазовые соотношения $(0, \pi)$ и деление мощности на выходных плечах сохраняются в весьма широкой полосе частот. Вследствие симметрии кольца относительно выходных плеч развязка между входными плечами практически бесконечна. Полученные на опытных образцах значения развязки превышают 40 дБ.

Электродинамический анализ гибридного кольца представляет весьма сложную задачу математической теории дифракции из-за отсутствия точных физических и математических моделей Т-соединений между различными типами ЛП. Анализ гибридного кольца с параллельным (рис. 5.32, а) и последовательным (рис. 5.32, б) включениями выходных плеч с помощью аппарата теории цепей с применением метода отображения в результате дает волновую матрицу передачи гибридного кольца (см. рис. 5.32, а):

$$2[T] = \begin{bmatrix} T_{aa} & T_{ab} \\ T_{ba} & T_{bb} \end{bmatrix}, \quad (5.38)$$

элементы которой

$$\begin{cases} T_{aa} \\ T_{ab} \end{cases} = \begin{bmatrix} A_1^\pm \text{ch}g \pm A_2^\pm \text{ch}g & \pm B \pm B^\pm \\ C^\mp & -D \mp D^\pm \end{bmatrix},$$

$$\begin{cases} T_{ba} \\ T_{bb} \end{cases} = \begin{bmatrix} A_1^\mp \text{ch}g \pm A_2^\mp \text{ch}g & \mp B \pm B^\mp \\ C^\pm & D \pm D^\mp \end{bmatrix},$$

где

$$A_1^\pm = \sqrt{\rho_3/\rho_1} \pm a\sqrt{\rho_1/\rho_3}, \quad A_2^\pm = \rho_5(\rho_1\rho_3)^{-1/2} \pm (a/\rho_5)\sqrt{\rho_1\rho_3},$$

$$B^\pm = (\rho_5/\sqrt{\rho_1\rho_4})\text{sh}g \pm (\sqrt{\rho_1\rho_4}/\rho_6\text{sh}g), \quad D^\pm = a\sqrt{\rho_1/\rho_4} \pm \sqrt{\rho_4/\rho_2},$$

$$C^\pm = \sqrt{\rho_3/\rho_2} \pm (\rho_5/\rho_6)\sqrt{\rho_1/\rho_3}, \quad B = a\sqrt{\rho_1/\rho_4}\text{sh}g, \quad D = \sqrt{\rho_2\rho_4}/(\rho_6\text{th}g),$$

$$a = \rho_5^{-1} + \rho_6^{-1}, \quad g = (\alpha - i\beta)l.$$

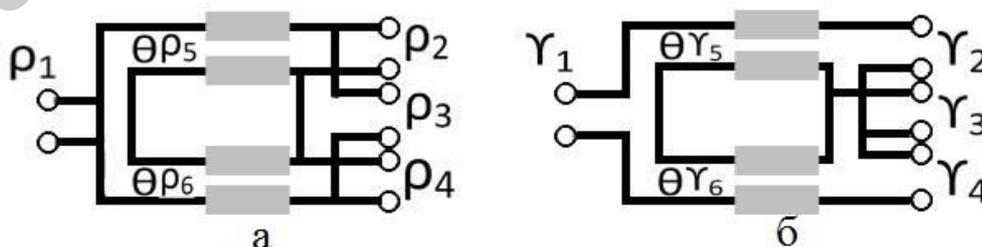


Рис. 5.32. Эквивалентные схемы кольцевых мостов с параллельно (а) и последовательно (б) включенными выходными плечами

Используя формулы перехода от волновой матрицы передачи гибридного кольца (5.38) к волновой матрице рассеяния, получим ее коэффициенты (без учета потерь в ЛП) в виде

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= [(R_1 R_2 - 1) + i(R_1 - R_2) \operatorname{tg} \theta] / [(R_1 R_2 + 1) + i(R_1 + R_2) \operatorname{tg} \theta], \\ S_{44} &= [1 - R_3(1 + Z)] / [1 + R_3(1 + Z)], \quad S_{34} = \sqrt{2R_3} / [1 + R_3(1 + Z)], \\ 2S_{22} &= 2S_{33} = S_{11} - S_{44}, \quad 2S_{23} = 2S_{32} = S_{11} + S_{44}, \\ S_{12} &= \sqrt{2R_1 R_2} / [(R_1 R_2 + 1) \cos \theta + i(R_1 + R_2) \sin \theta], \quad S_{14} = 0, \\ Z &= iR_2 \operatorname{ctg} \theta, \quad R_1 = \rho / 2\rho_1, \quad R_2 = \rho_2 / \rho = \rho_3 / \rho, \quad R_3 = \rho_4 / 2\rho_2, \end{aligned} \right\} \quad (5.39)$$

где 2θ – электрическая длина периметра кольца, $\rho = \rho_5 = \rho_6$.

На резонансной частоте ($\theta = \pi/2$) гибридное кольцо согласовано ($S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$) и имеет максимальную развязку выходных ($S_{23} = 0$) при выполнении условия

$$R_1 = R_2 = R_3 = 1. \quad (5.40)$$

Условие (5.40) определяет большое число решений, что позволяет в широком диапазоне выбирать волновые сопротивления плеч кольца, проектировать гибридные кольца в сочетании с пассивными цепями и активными элементами, минуя согласующие устройства.

Волновая матрица рассеяния при выполнении условия согласования (5.40) имеет довольно простой вид:

$$\left. \begin{aligned} S_{11} &= -(3 + i2\sqrt{2} \operatorname{tg} \theta)^{-1}, \quad S_{33} = (3 + i8\sqrt{2} \operatorname{tg} \theta - 8 \operatorname{tg}^2 \theta)^{-1}, \\ S_{44} &= -(1 + i2\sqrt{2} \operatorname{tg} \theta)^{-1}, \quad S_{12} = 2(3 \cos \theta + i2\sqrt{2} \sin \theta)^{-1}, \\ S_{23} &= 2(1 + i\sqrt{2} \operatorname{tg} \theta)(3 + 8\sqrt{2} \operatorname{tg} \theta - 8 \operatorname{tg}^2 \theta)^{-1}, \\ S_{24} &= i2 \operatorname{tg} \theta (1 + i2\sqrt{2} \operatorname{tg} \theta)^{-1}. \end{aligned} \right\} \quad (5.41)$$

Соотношения для гибридного кольца с последовательно включенными выходными плечами нетрудно получить из предыдущих выражений волновой матрицы рассеяния, заменяя характеристические сопротивления ρ на проводимости Y и изменяя знаки перед мнимыми частями.

При неравном делении мощности в плечах волновая матрица рассеяния согласованного гибридного кольца на центральной частоте имеет вид

$$[S] = \frac{1}{\sqrt{m^2 + 1}} \begin{bmatrix} 0 & -i m & -i & 0 \\ -i m & 0 & 0 & m \\ -i & 0 & 0 & m \\ 0 & -1 & m & 0 \end{bmatrix}, \quad (5.42)$$

где $m^2 = \rho_5 / \rho_6$.

Из матрицы (5.42) следует очевидный вывод, что деление мощности пропорционально отношению волновых сопротивлений секций гибридного кольца. Увеличение же ширины полосы рабочих частот достигается подсоединением к плечам моста, например, одинаковых взаимных согласующих элементов.

Пример одноступенчатого согласования показан на рис. 5.33. В ИС согласование можно осуществлять с несколькими ступенями, расположенными, например, на разных этажах ОИС, что делает устройство, во-первых, широкополосным и, во-вторых, чрезвычайно компактным.

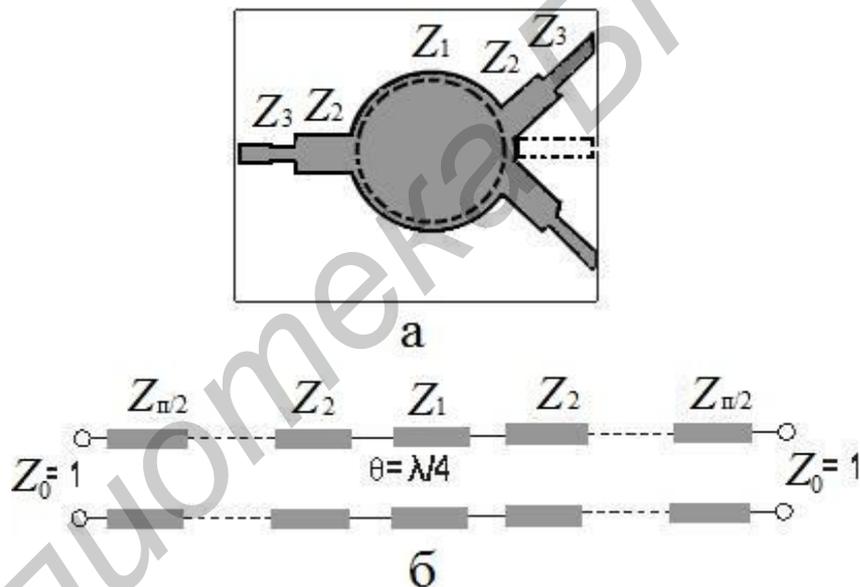


Рис. 5.33. Кольцевой мост с $\lambda/4$ – волновыми согласующими отрезками (а) и его эквивалентная схема (б)

Рассмотренный вариант гибридного кольца выгодно использовать в дециметровой и длинноволновой частях сантиметрового диапазона волн, где существенную роль играют габариты, а по частотным свойствам оно не уступает всем известным кольцевым мостам. При переходе в область миллиметровых и более коротких волн в гибридное кольцо достаточно включить симметрично два полуволновых отрезка, в связи с чем периметр составит $3\lambda/2$.

5.4. Частотные фильтры

5.4.1. Типы фильтров

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

$$L(\omega) = \frac{P_{\text{вх}}}{P_{\text{вых}}} = 1 + \xi^2 |\varphi^2(j\omega)|, \quad (5.43)$$

где $P_{\text{вх}}$, $P_{\text{вых}}$ – входная и выходная мощности четырехполюсного фильтра; ξ – коэффициент, характеризующий постоянство коэффициента передачи в полосе пропускания; φ – функция аппроксимации (фильтрации).

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

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

Частотные характеристики рабочего затухания L и структурные обозначения ФНЧ, ФВЧ, ППФ и ПЗФ приведены на рис. 5.34.

5.4.2. Низкочастотный прототип фильтров

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

– для ФНЧ
$$\Omega = \frac{\omega}{\omega_{\text{нч}}},$$

где $\omega_{\text{нч}}$ – граничная частота;

– для ФВЧ

$$\Omega = \frac{\omega_{\text{вч}}}{\omega},$$

где $\omega_{\text{вч}}$ – граничная частота;

– для ППФ

$$\Omega = \frac{\omega_{\text{пп}} - 1/\omega_{\text{пп}}}{\Delta\delta_{\text{пп}}},$$

где $\omega_{\text{пп}} = \omega/\omega_0$, ω_0 – средняя частота в полосе пропускания, $\Delta\delta_{\text{пп}}$ – относительная величина полосы пропускания;

– для ПЗФ

$$\Omega = \frac{\Delta\delta_{\text{пз}}}{1/\omega_{\text{пз}} - \omega_{\text{пз}}},$$

где $\omega_{\text{пз}} = \omega/\omega_0$, ω_0 – средняя частота в полосе заграждения, $\Delta\delta_{\text{пз}}$ – относительная величина полосы заграждения.

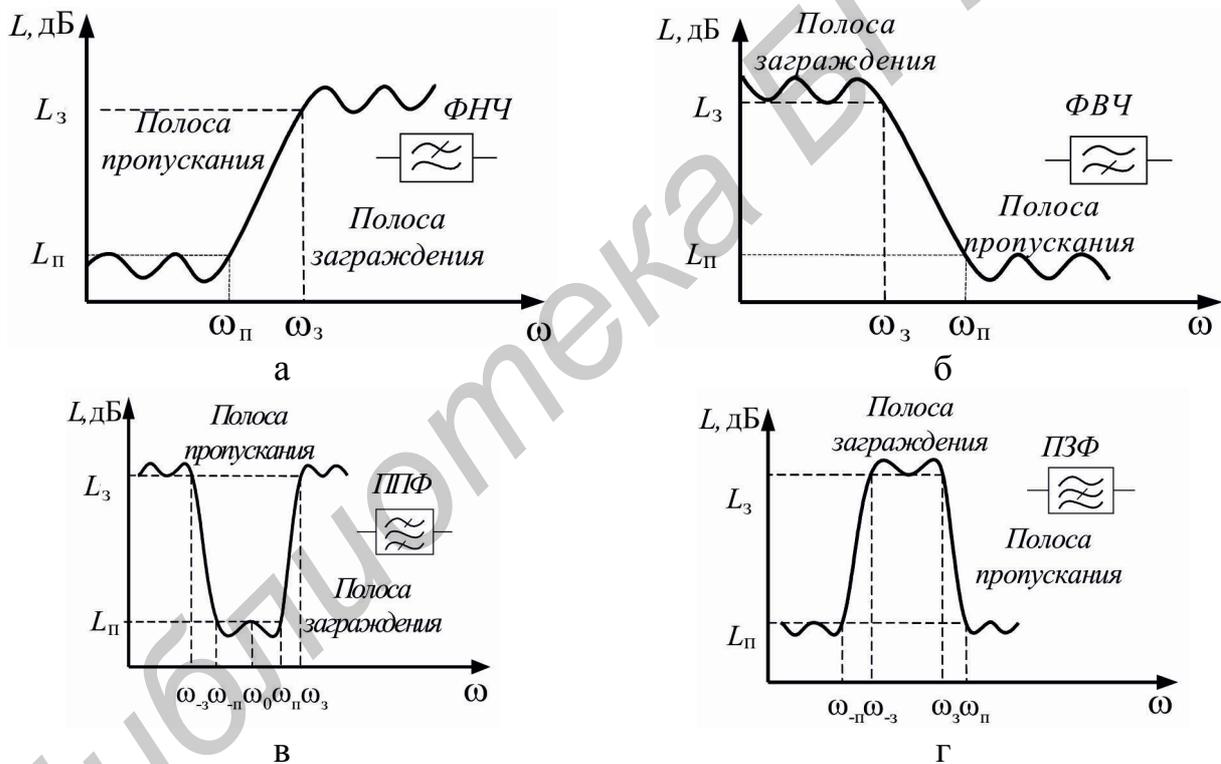


Рис. 5.34. Частотные характеристики фильтров

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

5.4.3. Методика расчета

В настоящее время наиболее распространенной методикой расчета фильтров СВЧ является методика, согласно которой вначале рассчитывается низкочастотный (НЧ) фильтр-прототип. Нахождение параметров схемы

фильтра-прототипа по заданной частотной характеристике фильтра является задачей параметрического синтеза. Для общности результатов все величины нормируются. Сопротивления нагрузки и генератора принимаются равными единице. Наряду с нормировкой по сопротивлению проводится нормировка по частоте, например, граничная частота полосы пропускания принимается равной единице. Таким образом, расчет фильтра СВЧ сводится к синтезу схемы НЧ-прототипа и замене элементов с сосредоточенными параметрами их эквивалентами с распределенными параметрами.

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

В настоящее время применяют следующие виды аппроксимаций фильтров:

1. Баттерворта

$$\varphi(\Omega) = \Omega^n, \quad (5.44)$$

где n – число звеньев фильтра.

2. Чебышева

$$\varphi(\Omega) = \cos(n \arctg \Omega). \quad (5.45)$$

3. Кауэра

$$\varphi(\Omega) = H_1 \prod_{\mu} \frac{\Omega_{о\mu}^2 - \Omega^2}{\Omega_{\mu}^2 - \Omega^2}. \quad (5.46)$$

Здесь $\Omega_{о\mu}$ и Ω_{μ} – нули и полюсы, определяемые функцией Якоби, H_1 – постоянный коэффициент.

Характеристика затухания фильтра Баттерворта приведена на рис. 5.35, а. Фильтр Баттерворта характеризуется монотонным изменением затухания в полосе пропускания и задерживания.

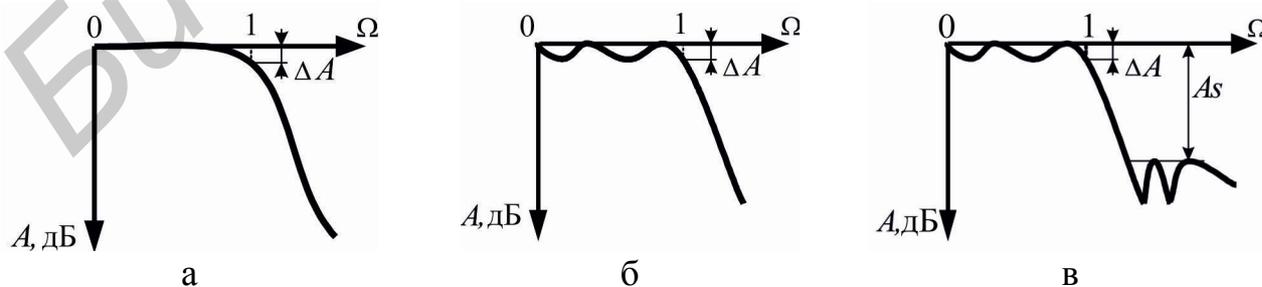


Рис. 5.35. Частотные характеристики затухания фильтров:
а – Баттерворта; б – Чебышева; в – Кауэра

Характеристика затухания фильтра Чебышева имеет равноволновой колебательный характер в полосе пропускания и монотонный – в полосе задерживания (рис. 5.35, б).

Частотные характеристики фильтров Кауэра имеют колебательный характер как в полосе пропускания, так и в полосе задерживания (рис. 5.35, в).

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

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

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

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

5.4.4. Фильтры на отрезках линий передачи

5.4.4.1. Принцип построения

В табл. 5.4 приведены эквивалентные схемы низкочастотных прототипов фильтров, используемые при реализации этих фильтров.

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

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

Таблица 5.4

Эквивалентные схемы низкочастотных прототипов фильтров

| Тип фильтра | Схемы фильтров | | |
|----------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | Г-образное полузвено | Т-образное полузвено | П-образное полузвено |
| Нижних частот | | | |
| Верхних частот | | | |
| Полосовой | | | |
| Заграждающий | | | |

В лестничном прототипе полосно-пропускающего фильтра с чередованием последовательных и параллельных резонансных контуров все контуры должны вплотную примыкать один к другому, что создает определенные сложности при реализации фильтров. Этот недостаток можно устранить с переходом к новому прототипу с четвертьволновыми связями, в котором резонансные контуры включаются в линию передачи на расстоянии $\lambda_v/4$ один от другого. Принцип построения фильтров с четвертьволновыми связями основан на эквивалентности двух четырехполюсников: четырехполюсника в виде сосредоточенного последовательного нормированного сопротивления z в разрыве линии передачи и полуволнового отрезка линии передачи с сосредоточенной нормированной проводимостью $y = z$, шунтирующей отрезок в его средней точке (рис. 5.36). Эквивалентность устанавливается сравнением классических матриц передачи четырехполюсников.

Пусть полуволновый отрезок линии передачи зашунтирован проводимостью y в виде каскадного соединения трех элементарных четырехполюсников: отрезка регулярной линии передачи длиной $\lambda_v/4$, параллельной проводимости y и второго отрезка длиной $\lambda_v/4$.

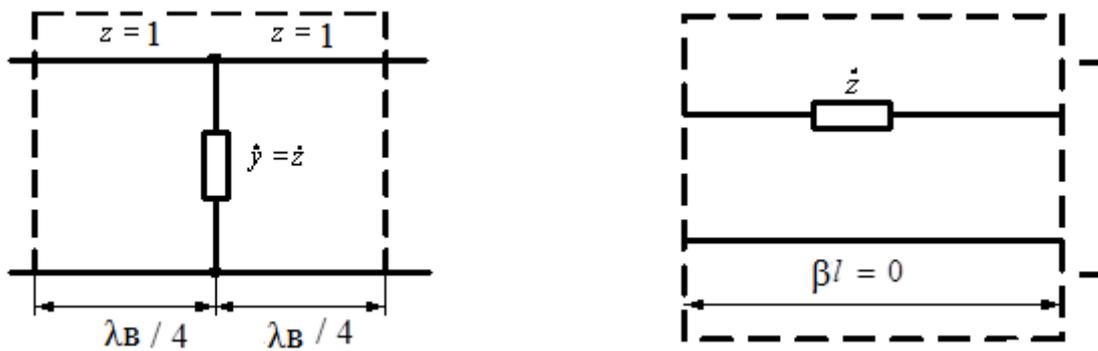


Рис. 5.36. К пояснению принципа образования четвертьволновых связей

При построении фильтра с четвертьволновыми связями все последовательные контуры прототипа заменяют полуволновыми отрезками линии передачи, шунтированными в серединах параллельными резонансными контурами; при этом схема фильтра принимает вид, показанный на рис. 5.37.

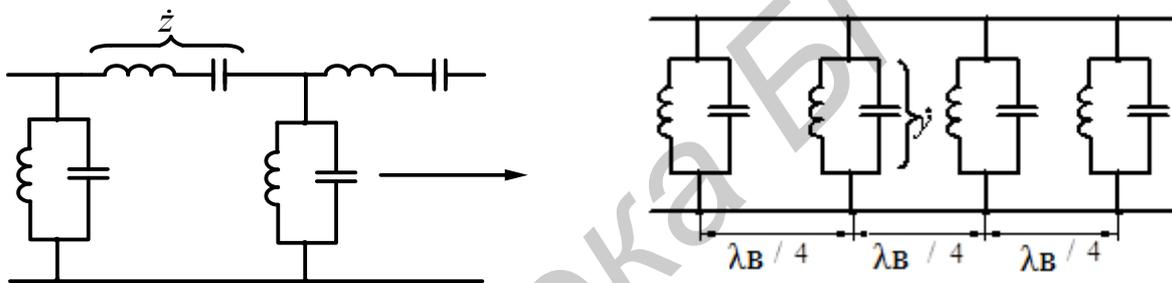


Рис. 5.37. Реализация ППФ с четвертьволновой связью

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

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

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

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

ППФ, выполненный на трех закороченных отрезках двухпроводной

линии, показан на рис. 5.38, где l_1, l_2, l_3 – длины закороченных отрезков. Когда $l_2 > l_1 > l_3$, полоса пропускания фильтра получается более широкой. Очевидно, что такой фильтр пропускает частоты около средней частоты, для которой длина волны определяется как $\lambda_{\text{ср}} = l_1/4$.

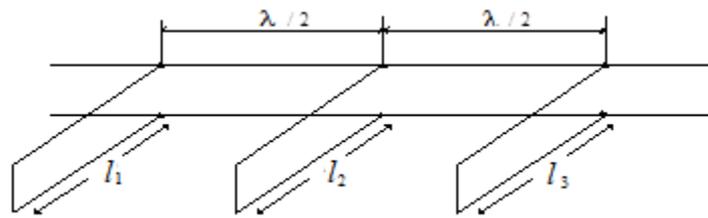


Рис. 5.38. Реализация ППФ с полуволновой связью

5.4.4.2. Микрополосковые фильтры

ФНЧ образуется линейным проводником, имеющим конфигурацию, показанную на рис. 5.39, а. На рис. 5.39, б показана эквивалентная электрическая схема этого фильтра. Участок l_1 линии имеет большее волновое сопротивление, относительно сопротивления подводящей линии, а участок l_2 имеет меньшее сопротивление. Если $l_1 < \lambda_1/4$ и $l_2 < \lambda_1/4$ (λ_1 соответствует граничной частоте ФНЧ), то участок l_1 имеет индуктивное сопротивление, так как является аналогом закороченного отрезка линии передачи длиной меньше $\lambda/4$, а участок l_2 имеет емкостное сопротивление, так как является аналогом разомкнутого отрезка линии передачи с длиной меньше $\lambda/4$. Расчет параметров этих неоднородностей был рассмотрен в предыдущем разделе.

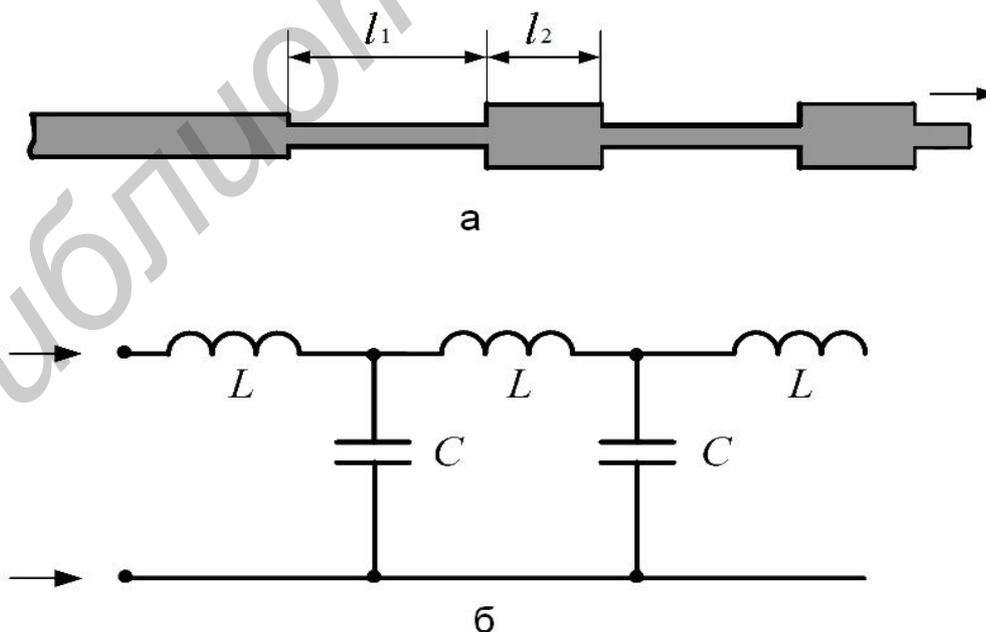


Рис. 5.39. ФНЧ на МПЛ:

а – конфигурация; б – эквивалентная схема

ФВЧ образуется с помощью отрезков линий, закороченных на конце и разрывов в основной линии передачи (рис. 5.40, а). Длины закороченных отрезков l_1, l_2, l_3 должны удовлетворять условиям, рассмотренным выше для ФНЧ. Разрывы в основной МЛП образуют последовательные ёмкости. Эквивалентная схема фильтра приведена на рис 5.40, б.

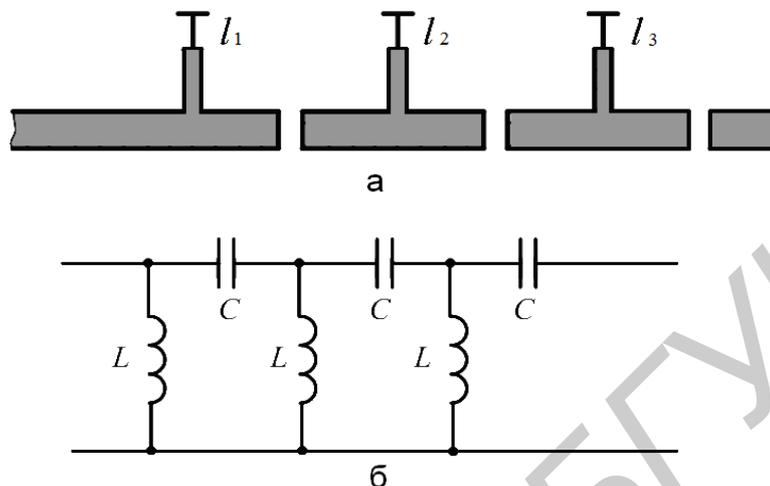


Рис. 5.40. ФВЧ на МЛП: конструкция (а); эквивалентная схема (б)

Имеется большое количество конструкций ППФ на МПЛ. На рис. 5.41, а показана конструкция фильтра, образованная системой последовательных резонаторов СВЧ, выполненных в виде разомкнутых отрезков линии передачи длиной $\lambda_0/2$ (λ_0 – длина волны, соответствующая средней частоте), связь между контурами образуется небольшими разрывами в линии передачи S_1, S_2 и т.д. Эквивалентная схема такого фильтра показана на рис. 5.41, б.

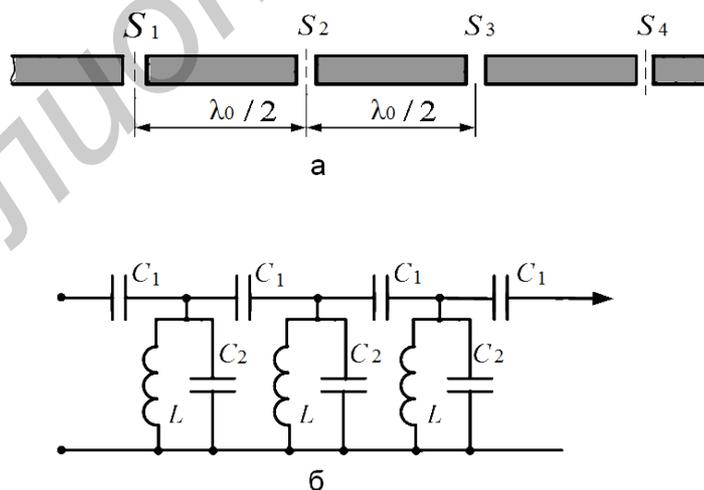


Рис. 5.41. ППФ на МПЛ с торцевой связью резонаторов:
а – конструкция; б – эквивалентная схема

Сравнительно большие габаритные размеры являются основным недостатком данной конструкции ППФ.

Конструкция ППФ на встречных стержнях приведена на рис. 5.42, а.

Фильтр определяет систему близкорасположенных резонаторов СВЧ, выполненных на четвертьволновых закороченных отрезках, связанных друг с другом за счет краевых полей. Эквивалентная схема этого фильтра приведена на рис. 5.42, б.

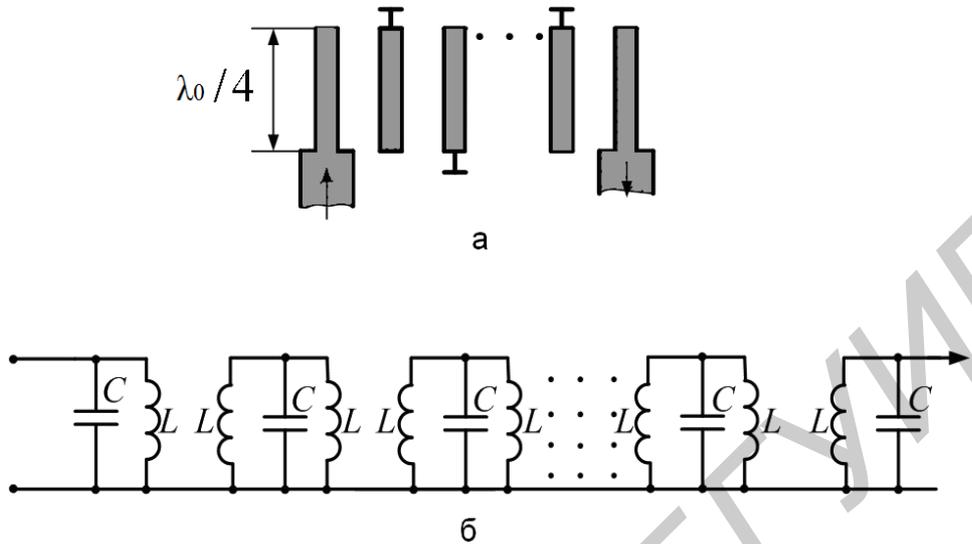


Рис. 5.42. ППФ на встречных стержнях:
а – конструкция; б – эквивалентная схема

Конструкция ПЗФ, состоящего из подключенных через четверть волны ответвлений линий передачи, включающих узкий l_1 и широкий l_2 проводники, приведена на рис. 5.43, а. Такое ответвление эквивалентно последовательному соединению индуктивности и емкости. Если эквивалентные индуктивность и емкость образуют резонанс на частоте f_0 , то в МПЛ сопротивление в точках подключения отвода оказывается близким к нулю. В этом случае сопротивление участка линии передачи будет очень большим – отрезок длиной $\lambda/4$ закорочен на конце. Эквивалентная схема ПЗФ приведена на рис. 5.43, б.

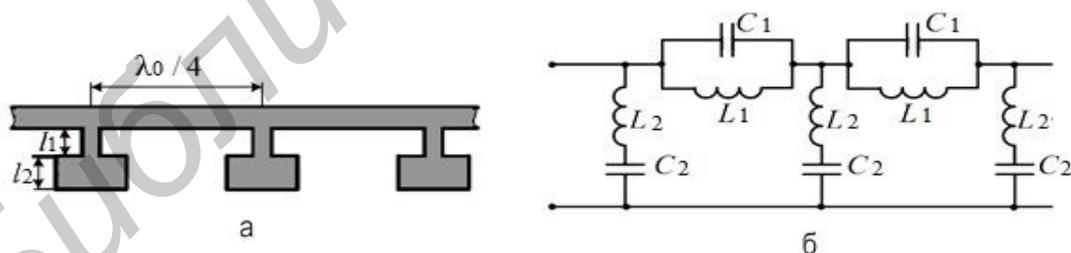


Рис. 5.43. ПЗФ:
а – конструкция; б – эквивалентная схема;
 l_1, l_2 – отрезки линии, создающие последовательный контур

Фильтры, выполненные на МПЛ, обладают рядом преимуществ, основными из которых являются: технологичность – при серийном изготовлении стоимость фильтра резко снижается; малые габариты – их конструкции поддаются точному расчету, что позволяет автоматизировать

проектирование с помощью ЭВМ. Недостатком является относительно большая величина потерь, обусловленная свойствами МПЛ.

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

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

Некоторые примеры многослойных фильтров на ОИС СВЧ и КВЧ приведены на рис. 5.44 и 5.45. Так, на рис. 5.44, а, б показаны конструкции избирательных двухзвенных ППФ, а на 5.44, в – ФНЧ, выполненных из симметричных экспоненциальных линий, связанных через диафрагмы.

Достоинством такого фильтра являются увеличенная ширина полосы заграждения, неравномерный (неэквидистантный) спектр резонансных частот и низкий уровень паразитных эффектов, связанный с высшими типами волн и колебаний. Для повышения крутизны скатов характеристики избирательности следует применять резонаторы, нагруженные определенным образом. В качестве примера на рис. 5.44, б показана схема конструкции полосно-пропускающего фильтра, обеспечивающая полюсы затухания высокого порядка. Центральные резонаторы такого фильтра следует нагрузить на разомкнутые отрезки неоднородных линий.

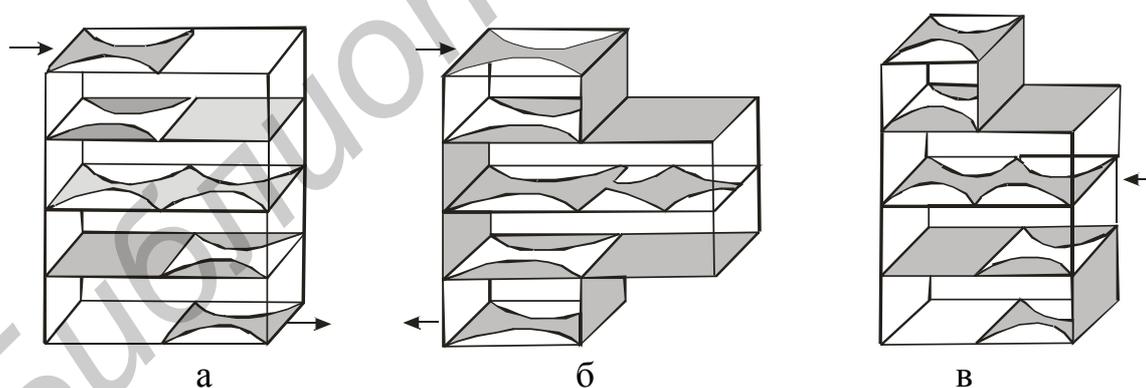


Рис. 5.44. Схема конструкции двухзвенного ППФ и фильтра ФНЧ на симметричных экспоненциальных линиях, связанных через диафрагмы

На рис. 5.45 приведены схемы конструкций двухзвенных ППФ на ступенчатых линиях передачи (рис. 5.45, а) и на Т-образных ячейках (рис. 5.45, б), а также на ячейке Вигнера-Зейтца (рис. 5.45, в).

Наряду с неоднородными ЛП в качестве элементов фильтров применяют структуры в виде наборных ячеек (многокомпонентные элементы). На рис. 5.45, а

показана конструкция двухзвенного полосно-пропускающего фильтра на симметричных ступенчатых линиях, связанных через диафрагмы. Аналогично выполняют фильтры на основе Т-образных ячеек (см. рис. 5.45, б). Многокомпонентные элементы могут содержать как отрезки однородных линий, так и неоднородных. На рис. 5.45, в показана схема конструкции фильтра на ячейке Вигнера–Зейтца, состоящей из неоднородных линий.

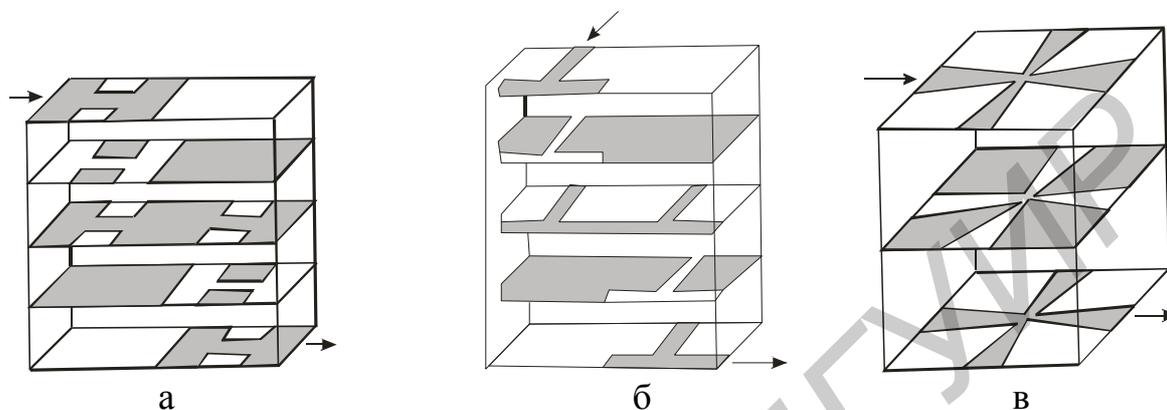


Рис. 5.45. Схемы конструкций двухзвенных ППФ:
 а – на ступенчатых линиях передачи; б – на Т-образных ячейках;
 в – на ячейке Вигнера–Зейтца

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

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

5.4.5. Фильтры на диэлектрических резонаторах

Фильтры с объемными резонаторами имеют высокую стабильность характеристик и достаточно высокие добротности, однако их габариты и масса оказываются слишком большими. Разработка высококачественных диэлектрических материалов, в частности, керамики на основе $Ba_2Ti_9O_{20}$, $(Zr,Sn)TiO_4$ и других, позволила создать малогабаритные фильтры на диэлектрических резонаторах.

В полых объемных резонаторах отражения создаются стенками, а в диэлектрических резонаторах границами раздела диэлектрик – воздух. При достаточно высокой проницаемости диэлектрика коэффициент отражения от границы раздела (особенно криволинейной, с малым радиусом кривизны) может быть весьма близким единице, что обеспечивает существенно меньшие потери, чем при отражении от реальных металлов.

На рис. 5.46 приведена конструкция ППФ с высокочастотными диэлектрическими резонаторами. Объемные резонаторы, имеющие форму таблеток или брусков, крепятся на поликоровой подложке и конструктивно хорошо сочетаются с МПЛ.

Сигнал СВЧ, частота которого находится в пределах полосы пропускания резонатора, проходя по МПЛ, возбуждает резонатор за счет электромагнитной связи. Подобным же образом оказываются связанными друг с другом и соседние резонаторы.

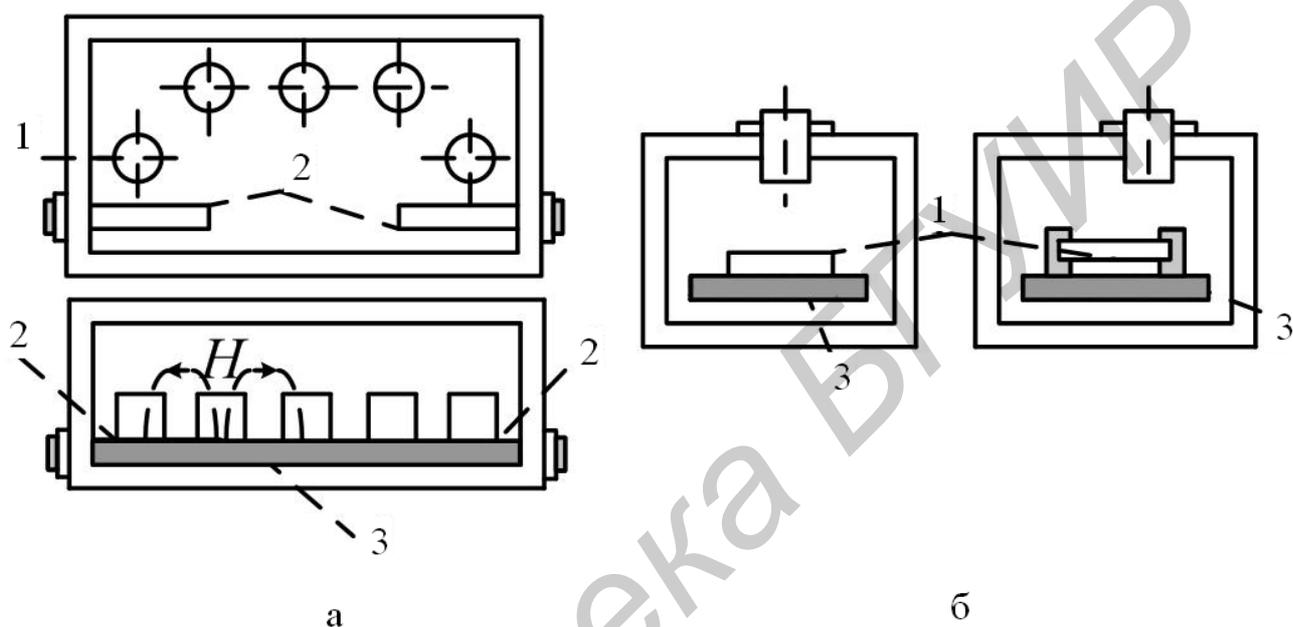


Рис. 5.46. Фильтр с непосредственными связями в полосковом исполнении:
1 – резонатор; 2 – полосковая линия; 3 – подложка

Материал, из которого изготовлен резонатор, имеет высокую диэлектрическую проницаемость ϵ , поэтому электрические и магнитные поля концентрируются главным образом в объеме резонатора, а потери на излучение оказываются пренебрежимо малыми.

Так, при $\epsilon = 100$ ненагруженная добротность резонатора зависит только от диэлектрических потерь. Для материала с $\text{tg}\delta = (1..2)10^{-4}$ ненагруженная добротность составляет 5000...10000, что соизмеримо с добротностью волноводных резонаторов. Размеры диэлектрических резонаторов по сравнению с волноводными в 3...5 раз меньше.

К недостаткам диэлектрических резонаторов высокой добротности можно отнести невысокую температурную стабильность. Однако применяемые в настоящее время материалы типа ТБНС и ДБНТ позволяют устранить этот недостаток.

В многорезонаторных фильтрах на диэлектрических резонаторах удобно использовать непосредственные связи между соседними резонаторами.

Конструкция пятирезонаторного ППФ в полосковом исполнении показана на рис. 5.46, а. Для исключения паразитного излучения фильтр помещается в металлический экран, представляющий собой запердельный прямоугольный волновод.

Подбор связей между отдельными диэлектрическими резонаторами для получения нужной полосы пропускания при выбранной форме частотной характеристики осуществляется изменением взаимного расположения резонаторов на подложке. Для подстройки на нужную резонансную частоту в пределах $\pm 0,3\%$ могут быть введены соосные с резонатором подстроечные винты, располагаемые в верхней крышке экрана (рис. 5.46, б).

5.4.6. Фильтры на двухмодовых резонаторах

Топология микрополоскового фильтра с обозначением конструктивных параметров представлена на рис. 5.47, а. Каждый резонатор содержит нерегулярный шлейф, благодаря чему в каждом резонаторе на частотах, близких к основному полуволновому резонансу, возбуждаются две моды колебания, причем одна из них участвует только в формировании полосы пропускания, а на частоте второй, дополнительной, моды происходит еще и режекция СВЧ-мощности.

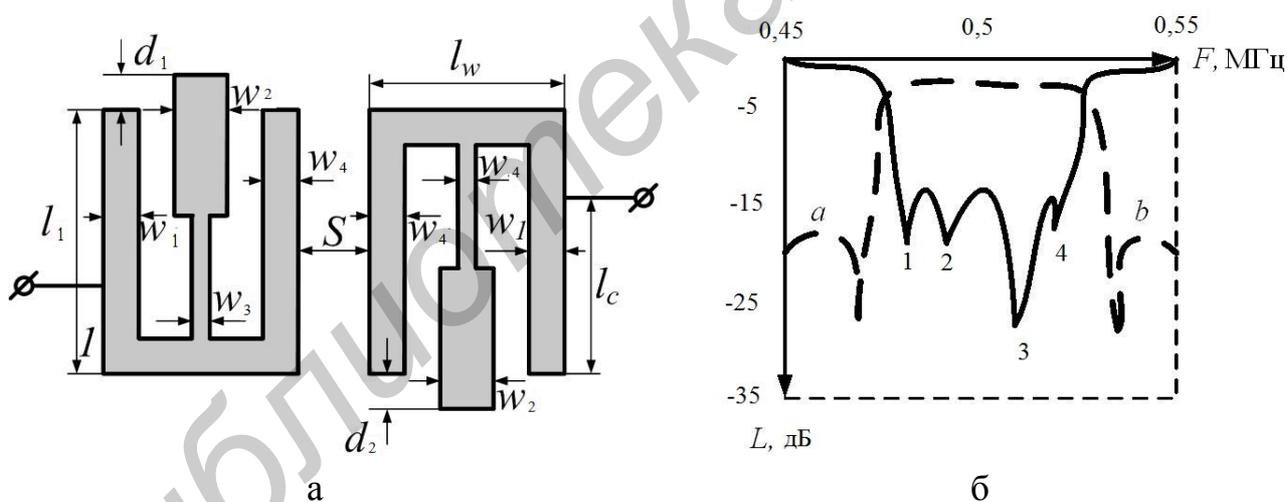


Рис. 5.47. Топология двухмодового микрополоскового фильтра (а) и его частотная характеристика (б) прямых и обратных потерь

Эти обстоятельства приводят к тому, что частотная характеристика обратных потерь данного фильтра имеет вид, как у четырехзвенного, и, кроме того, увеличивается крутизна склонов частотной характеристики прямых потерь за счет режекции вблизи полосы пропускания (рис. 5.47, б).

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

Характерная особенность, которая отличает этот фильтр от обычных фильтров на полуволновых резонаторах, заключается в том, что в нем на один резонатор приходится больше настраиваемых параметров топологии. Всего данный фильтр имеет девять основных настраиваемых параметров, в то время как у обычного четырехзвенного их шесть. Кроме того, изменение одного (из возможных) параметра топологии приводит к одновременному существенному изменению нескольких параметров частотной характеристики, которые в свою очередь зависят от множества других параметров топологии фильтра. Например, параметр d_1 влияет и на центральную частоту, и на ширину полосы пропускания, и на обратные потери одновременно, но, кроме этого, на те же самые параметры частотной характеристики оказывают существенное влияние такие параметры топологии, как длина резонатора l_w , длина другого шлейфа d_2 , зазор между резонаторами S , координата подключения фильтра к внешней линии l_c . Все это создает значительные трудности при выборе нужного параметра топологии фильтра для корректировки частотной характеристики и усложняет процесс настройки.

Следует отметить некоторые особенности частотной характеристики, незаметные на первый взгляд. На рис. 5.47, б хорошо видны экстремумы прямых потерь (обозначены буквами a и b), на частотах которых при некоторых высоких значениях добротности могут возникать малоинтенсивные пики обратных потерь, составляющие десятые доли децибела.

5.4.7. Направленные фильтры

Направленный фильтр – устройство, ответвляющее в определенном направлении сигнал в наперед заданной полосе частот. Оно объединяет функции направленного ответвителя и фильтра и используется в многоканальных радиосистемах для разделения сигналов разных частот.

Направленный фильтр, представленный на рис. 5.48, состоит из четырех направленных ответвителей и двух кольцевых резонаторов. Первый резонатор настроен на частоту f_1 , второй – на f_2 . Пусть на вход фильтра (плечо 1) поступают сигналы с тремя частотами одновременно: f_1 , f_2 и f_3 . Направленный ответвитель делит эти сигналы между плечами 3 и 4. В первом кольцевом резонаторе возбуждаются волны, направление распространения которых показано стрелками. Длина кольца первого резонатора $L_1 = n\lambda_{в1}$, где n – целое число, $\lambda_{в1} = \lambda_1 / \sqrt{1 - (\lambda_1 / \lambda_{кр})^2}$, $\lambda_1 = C/f_1$ и в нем возникает резонанс колебаний с частотой f_1 .

Поэтому почти вся энергия сигнала частоты f_1 из плеча 1 через плечо 3 поступает в кольцевой резонатор, а из него через другой направленный ответвитель – в первый приемник *Пр. 1*. Сигналы частот f_2 и f_3 не возбуждают колебаний в первом кольцевом резонаторе и поэтому поступают в плечо 4 и далее ко второму кольцевому резонатору, длина которого составляет $L = n\lambda_{в2}$. В результате сигнал частоты f_2 поступает во второй приемник *Пр. 2*, а частоты f_3 –

в третий приемник *Пр. 3*. К нерабочим плечам направленных ответвителей подсоединяются специальные согласованные нагрузки *СН*.

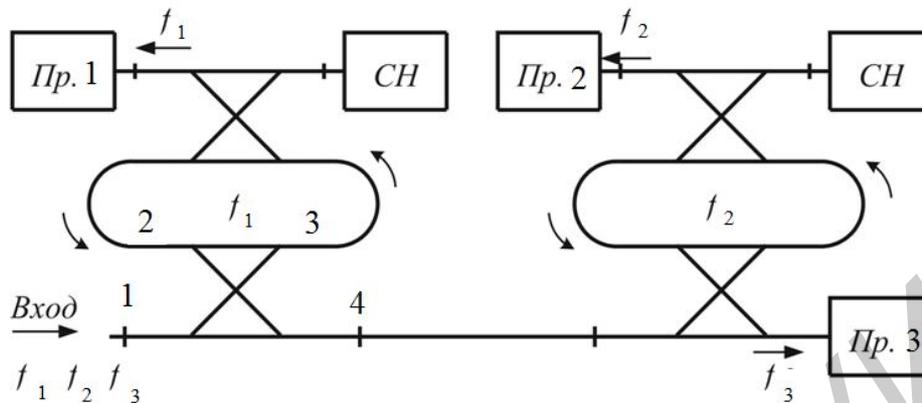


Рис. 5.48. Схема трёхчастотного направленного фильтра

Рассматриваемый фильтр обладает свойствами ПЗФ: не пропускает сигналы с частотами f_2 и f_3 в первый приемник, сигналы с частотами f_1 и f_3 – во второй и т. д. При этом во всем рабочем диапазоне частот отражения от входа фильтра отсутствуют, что следует из свойств согласованных направленных ответвителей.

5.4.8. Фильтры на ферритовых резонаторах

Ферритовый фильтр (ФФ) представляет собой устройство, состоящее из входной и выходной линий передачи, связанных между собой ферритовым резонатором. Принцип работы полосового ФФ заключается в резком увеличении связи этих линий вследствие прецессии вектора магнитного момента ферритового резонатора при ферромагнитном резонансе и передаче за счет этого электромагнитных колебаний из входной линии передачи в выходную.

Если феррит не намагничен, то энергия СВЧ-поля не будет передаваться из входной линии в выходную вследствие ортогональности петель. При поступлении СВЧ-поля ко входной петле спиновый момент подмагниченного монокристалла станет прецессировать вокруг вектора H_0 постоянного поля с угловой частотой, зависящей от величины H_0 , отклоняясь от плоскости второй петли и, следовательно, индуцируя в ней СВЧ-поле.

На рис. 5.49 показан ФФ, входная 2 и выходная 1 линии которого связаны с резонатором 3 с помощью петель 4, находящихся во взаимно перпендикулярных плоскостях.

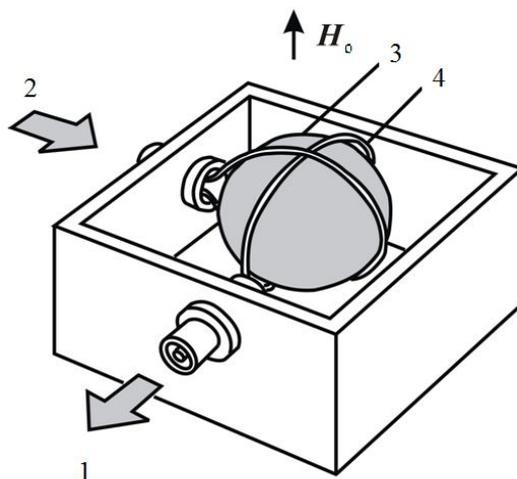


Рис. 5.49. Ферритовый фильтр на сфере ЖИГ

В режиме ферромагнитного резонанса на выход ФФ будет передаваться максимальная часть входной мощности. Кроме петель, элементами связи могут служить полупетли, отверстия в диафрагмах и т. п. При этом ферритовый резонатор располагают так, чтобы обеспечить необходимую связь как с входной, так и с выходной линиями передачи. Наибольшая связь феррита с этими линиями достигается при его установке в области максимума магнитного поля СВЧ.

Диапазон перестройки ФФ может достигать нескольких октав, его верхняя граница определяется максимально достигаемым значением H_0 , т. е. конструкцией магнитной системы, нижняя граница – значением H_0 , при котором наступает намагниченность насыщения, зависящая от состава и формы ферритового резонатора. Крутизна перестройки ФФ составляет единицы – десятки мегагерц на миллиампер. В настоящее время реально созданы перестраиваемые фильтры на монокристаллах ЖИГ на частоты от 0,1 до 90 ГГц.

Полоса пропускания ФФ зависит от числа резонаторов, их собственной добротности, ориентации монокристалла относительно внешнего магнитного поля, степени связи с линиями передачи, рабочей частоты и составляет десятки мегагерц. С увеличением числа ферритовых резонаторов полоса пропускания расширяется. Минимальные вносимые потери в полосе пропускания в основном определяются степенью связи резонаторов с линиями передачи и составляют 0,6 и 6...8 дБ соответственно для однорезонаторных и многорезонаторных фильтров. Время перестройки ФФ обычно составляет единицы – десятки миллисекунд. ФФ остаются линейными устройствами лишь до мощностей 0,01...0,1 Вт.

Частотная избирательность полосовых ФФ с петлями связи характеризуется величиной вносимого затухания при расстройке на ширину

полосы пропускания, равного примерно $6N$ дБ, где N – число резонаторов. При снятии подмагничивания фильтр вносит большое затухание: от 30 дБ для однорезонаторных и до 80...90 дБ для четырехрезонаторных ФФ.

Ферритовые фильтры используются, в частности, в панорамных приемниках и преселекторах. Применение ФФ в крупносерийных устройствах осложняется наличием гистерезиса характеристик $f_0 = f(H_0)$, малой их температурной стабильностью, приводящей к необходимости использования термостатов, термокомпенсаций и т. п., инерционностью перестройки ферритовых резонаторов, необходимостью применения стабилизированных источников питания, существованием паразитных резонансных частот, смещением резонансной частоты до нескольких сотен мегагерц при изменении ориентации ЖИГ, разбросом параметров из-за неточности выполнения петель, нарушения их ортогональности и смещения относительно центра резонатора, а также чувствительностью к рассогласованию нагрузок.

5.5. Излучающие устройства и их элементы

5.5.1. Элементарные двумерные микрополосковые излучатели

Микрополосковые и щелевые антенные структуры нашли самое широкое приложение в космической, авиационной, ракетной радиотехнической аппаратуре самого разнообразного назначения. Они оказываются привлекательными благодаря малым габаритным размерам и массе, удобству размещения на поверхностях объектов, простоте и дешевизне производственных процессов с использованием групповых технологий изготовления печатных плат, а также гибридных и монокристаллических ИС и ОИС, равно как и при использовании технологии $2^{1/2}$ -мерных ИС ($2^{1/2}$ -ИС). При этом ИС применяются как непосредственно в устройствах излучения, так и для построения устройств согласования сопротивлений излучателя и питающей ЛП.

подавляющее большинство практически используемых МПА представляют собою двумерные плоские структуры, простейшими из которых являются прямоугольный и круглый ЭИ (рис. 5.50). При этом их возбуждение осуществляется либо коаксиальной линией (рис. 5.50, а), либо – полосковой ЛП (рис. 5.50, б). Во втором случае конструкция МПА получается компактной и на антенной плате возможно удобное размещение устройств управления излучением, схем обработки радиосигнала и т.п.

Методов и подходов к моделированию МПА достаточно много. Коротко остановимся только на некоторых из них. Прежде всего это *резонаторный* и *обобщенный* (модифицированный) *резонаторный* методы, которые основываются на представлении поля под ЭИ в виде разложения по собственным 254 функциям резонатора с боковыми «магнитными» (или электрическими) или импедансными стенками (см. разд. 4). Более полную картину позволяет составить метод ключевой задачи (геометрооптический

подход), основанный на строгом решении задачи дифракции волны на полубесконечной (ключевой) структуре.

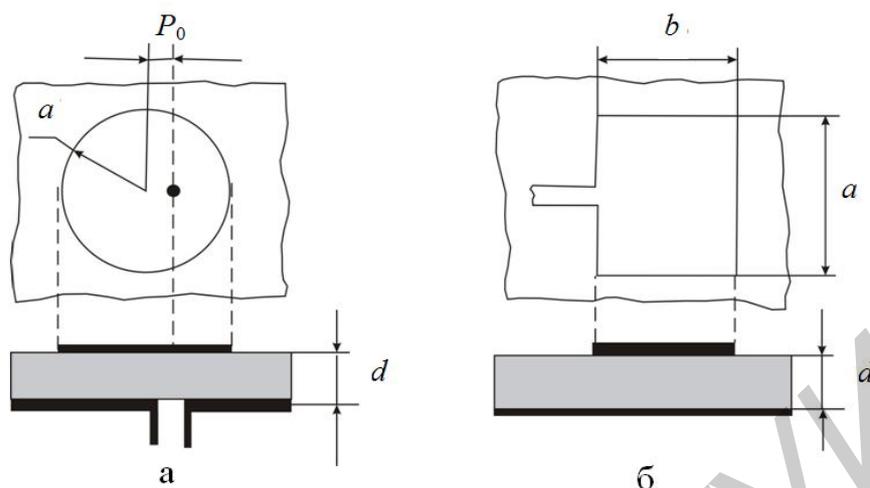


Рис 5.50. Способы возбуждения ЭИ:
а – коаксиальной линией; б – микрополосковой ЛП

Обобщенный резонаторный метод. Рассмотрим для определенности прямоугольный ЭИ, возбуждаемый коаксиальной ЛП (рис. 5.51, а).

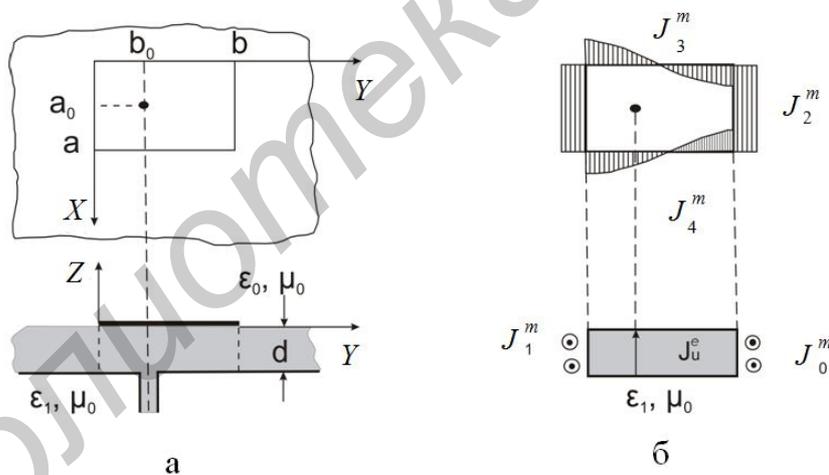


Рис 5.51. Прямоугольная МПА с питанием коаксиальной ЛП:
а – конструкция; б – распределение электрических и магнитных токов

Граничная задача условно разбивается на две: внешнюю и внутреннюю. Иногда такой подход позволяет построить удивительную по полноте физического содержания картину явлений. В самом простом случае, когда стенки при $x = 0, a$ – магнитные, а при $z = 0, d$ – электрические, поле внутри резонатора представляет собою наложение колебаний типа $E_{m n 0}$ и продольная компонента электрического поля есть

$$E_z = -i\omega\mu_0 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\varepsilon_m \varepsilon_n}{ab} \left(\frac{k_{mn}}{k_1 \gamma_{mn}} \right)^2 \cos \frac{\pi m a_0}{a} \cos \frac{\pi n b_0}{b} \cos \frac{\pi m x}{a} \cos \frac{\pi n y}{b}, \quad (5.47)$$

где $\gamma_{mn} = \sqrt{k_1^2 - k_{mn}^2} = \sqrt{k_1^2 - (\pi m/a)^2 - (\pi n/b)^2}$, $k_1 = k_0 \sqrt{\varepsilon_1}$.

Иногда, возможно, более удобно пользоваться представлением для E_z , связанным с осью y :

$$E_z = -i \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{\varepsilon_m k_1}{a \gamma_m \sin \gamma_m b} \cos \frac{\pi m a_0}{a} \cos \frac{\pi m x}{a} \begin{cases} \cos(\gamma_m y) \cos \gamma_m (b - b_0), & y < b_0 \\ \cos(\gamma_m b_0) \cos \gamma_m (b - y), & y > b_0 \end{cases}, \quad (5.48)$$

в котором $\gamma_m = \sqrt{k_1^2 - (\pi m/a)^2}$.

На втором этапе по формулам (5.47) и (5.48) определяются эквивалентные магнитные токи $\vec{J}^{(m)} = \vec{n} \times \vec{E}$ (\vec{n} – внешняя нормаль к стенке) на стенках резонатора (они схематически показаны на рис. 5.51, б) и уже по ним определяются основные характеристики МПА. ДН такого ЭИ создается за счет синфазных токов на торцах ($y = 0, b$), а противофазные токи на противоположных стенках создают некоторое паразитное кросс-поляризованное излучение.

Метод ключевой задачи. Прямоугольный резонатор. В обобщенной резонаторной модели не учитывается местная (локальная) структура поля вблизи кромок ЭИ. Этот недостаток легко устраняется в модели ЭИ, построенной по геометрооптическому принципу (рис. 5.52), когда внутреннее поле формируется T -волной, последовательно отражающейся от всех четырех стенок резонатора.

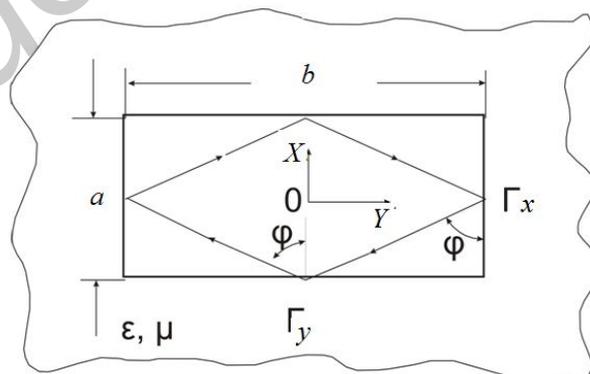


Рис. 5.52. Схема для анализа изолированного прямоугольного ЭИ по методу ключевой структуры

Достаточно строгая теория для *ключевой структуры* – открытого конца полуплоскости, расположенной на диэлектрическом основании, известна. Для

основного колебания достаточно знания коэффициента отражения T -волны от открытого конца структуры и коэффициента прохождения (преобразования в поверхностную волну). Пусть имеется z -поляризованное поле $\vec{E}(x, y) = E(x, y)\vec{e}_z$, удовлетворяющее уравнению Гельмгольца $\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k^2\right)\vec{E}(x, y) = 0$ и соответствующим граничным условиям на кромках ЭИ.

Очевидно, что наличие потерь в металле и диэлектрике, а также излученной энергии делает волновое число k комплексным или, что то же самое, резонансную частоту тоже комплексной: $\omega = \omega' + i\omega''$. Величины k и ω связаны очевидным соотношением:

$$k^2 = (k' + ik'')^2 = k_x^2 + k_y^2 = \omega^2 \epsilon \mu = (\omega' + i\omega'')^2 \epsilon \mu, \quad (5.49)$$

в котором ω' , $\omega'' \geq 0$ суть резонансная частота и степень затухания (декремент) рабочего затухания.

Пусть Γ_x , Γ_y – известные коэффициенты отражения волны от соответствующих граней (рис. 5.52). Тогда условия *поперечного* резонанса будут иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} \Gamma_x^2 \exp\{-i2k_x b\} &= \exp\{-i2\pi m\}, \\ \Gamma_y^2 \exp\{-i2k_y a\} &= -\exp\{-i2\pi n\}. \end{aligned} \quad (5.50)$$

Электрическое поле E в полости под ЭИ будет таким:

$$\begin{aligned} E(x, y) &= E_0 [\exp\{ik_x x\} + (-1)^m \exp\{-ik_x x\}] \times \\ &\times [\exp\{ik_y y\} + (-1)^n \exp\{-ik_y y\}], \quad m, n = 0, 1, 2, \dots \end{aligned} \quad (5.51)$$

Уравнение (5.50) – уравнение *поперечного резонанса* и есть трансцендентное ДУ для определения резонансных (в общем случае комплексных) частот. Если $|\Gamma_x| = 1$, $|\Gamma_y| = 1$, то k_x , k_y вещественны, а при $|\Gamma_x| < 1$, $|\Gamma_y| < 1$ они будут комплексными величинами.

Поскольку в общем случае коэффициенты отражения от краев ЭИ комплексны, то можно записать: $\Gamma_q = |\Gamma_q| \exp\{i\chi_q\} = \exp\{\ln|\Gamma_q| + i\chi_q\}$, и тогда

$$X_q - i \ln|\Gamma_q| - (h_q + i\alpha_q) \begin{Bmatrix} b \\ a \end{Bmatrix} = -\pi \begin{Bmatrix} m \\ n \end{Bmatrix}. \quad (5.52)$$

Пусть угол падения волн *Бриллюэна* (так называемых парциальных волн) на кромки $|y| = a/2$ есть Φ , и тогда выражение (5.52) можно переписать в виде

$$k' \begin{Bmatrix} b \sin \Phi \\ a \cos \Phi \end{Bmatrix} - \chi_q = \pi \begin{Bmatrix} m \\ n \end{Bmatrix}, \quad \alpha_q \begin{Bmatrix} b \\ a \end{Bmatrix} = -\ln |\Gamma_q|, \quad (5.53)$$

когда $k' = h = (h_x^2 + h_y^2)^{1/2}$, $h_x = h \sin \Phi$, $h_y = h \cos \Phi$.

Условия (5.53) имеют отчетливый физический смысл: набег фаз волн Бриллюэна с учетом скачков фаз при отражении от кромок равен нулю или целому числу π . При этом – в силу комплексного характера коэффициентов отражения – резонансные частоты будут величинами комплексными, т. е. в них будут учитываться «потери» на излучение. Если потери на излучение отсутствуют, то

$$k^2 = (k')^2 - \alpha^2 = (k')^2 - \alpha_x^2 - \alpha_y^2. \quad (5.54)$$

Полученная замкнутая трансцендентная система уравнений (5.53), (5.54) представляет уравнения *поперечного резонанса* относительно комплексных резонансных частот прямоугольного ЭИ. Ее решение позволяет выяснить структуру ЭМП в полости ЭИ и получить все важнейшие электродинамические характеристики колебаний $TM_{m n 0}$. Так, из соотношения (5.49) непосредственно следуют соотношения для резонансных частот:

$$(\omega'_{m n})^2 = (\sqrt{g} + k^2)/2\epsilon\mu, \quad (\omega''_{m n})^2 = (\sqrt{g} - k^2)/2\epsilon\mu, \quad (5.55)$$

$$g = (k')^2 + \alpha^4 + 2[(\alpha_x h_x + \alpha_y h_y)^2 - (\alpha_x h_y - \alpha_y h_x)^2]. \quad (5.56)$$

Для колебаний $TM_{m 0}$ очевидно $\alpha_y = 0$, и вместо соотношения (5.56) можно записать более простое условие:

$$g_{m 0} = (k')^4 + \alpha^2(2h_x^2 - 2h_y^2 + \alpha^2), \quad \alpha = \alpha_x, \quad m = 0, 1, 2, \dots \quad (5.57)$$

В частности, для свободных (неизлучающих) колебаний ($\alpha_x = \alpha_y = 0$) $TM_{m n}$ полости прямоугольного ЭИ получим

$$\omega = \omega' = (\epsilon\mu)^{1/2} \{ [(m\pi + \chi_x)/b]^2 + [(n\pi + \chi_y)/a]^2 \}^{1/2}. \quad (5.58)$$

5.5.2. Методы расширения импедансной полосы рабочих частот

Основным недостатком МПА является их узкополосность, поскольку они, как правило, реализуются на основе МПЛ-резонаторов.

Ограничение полосы частот обычно происходит из-за резкого рассогласования антенны и питающей ЛП при отклонении частоты от резонансной. Обычно рабочая полоса частот Δf МПА определяется по её АЧХ

или приближенно через её добротность: $\Delta f = (K_{с.в.} - 1)Q\sqrt{K_{с.в.}}$, $K_{с.в.}$ – коэффициент стоячей волны на входе (обычно берется равным 2).

Добротность Q МПА определяется полезными «потерями» на излучение, описанными в п. 4.5.2, а также потерями на преобразование рабочего типа колебаний в поверхностные волны, потерями в магнитодиэлектрической подложке и металле. АЧХ МПА довольно сложным образом зависит от геометрических и физических параметров ЭИ.

Самый простой способ улучшения полосовых характеристик МПА состоит в увеличении толщины подложки между ЭИ и экранной поверхностью. Однако применение этой методики приводит к возникновению другой трудности, связанной с возможным *возбуждением* поверхностных волн. В результате по мере увеличения толщины подложки падает эффективность излучения, а ДН антенны и поляризационные характеристики ее могут быть «испорчены» из-за паразитного излучения.

Основной недостаток этого пути состоит в том, что по мере увеличения толщины подложки (или числа слоев магнитодиэлектрика) возрастает паразитное излучение за счет поверхностных волн, что в свою очередь приводит к понижению КПД и, следовательно, КУ. Конечно, речь идет об использовании ЭИ на основном, низшем типе колебаний, когда добротность ЭИ минимальна ($Q \approx 40...60$). Возможен режим работы на высших типах колебаний с существенно более высокой добротностью (порядка 300...500). Увеличение толщины подложки или использование многослойной подложки несколько ухудшают массогабаритные характеристики МПА, хотя и незначительно.

Кроме того, при возбуждении коаксиальным зондом ЭИ, располагающегося на толстой подложке, входной импеданс принимает выраженный индуктивный характер, что приводит к нежелательному рассогласованию. В последние годы были предложены конструкции печатных МПА, излучатели которых имеют с обратной стороны металлическую полость, благодаря чему в значительной степени предотвращается возникновение поверхностных волн. Эта конфигурация позволяет использовать толстые подложки без ограничения области сканирования и даже добиваться улучшения характеристик сканирования.

Естественный, казалось бы, путь увеличения широкополосности без усложнения конструкции МПА, заключающийся в использовании более толстых подложек при умеренных значениях диэлектрической проницаемости материала, имеет ограниченные возможности, так как с увеличением толщины диэлектрика создаются возможности для возникновения более высоких, чем LM_1 , типов поверхностных волн, что резко снижает излучательную эффективность антенны. Здесь еще раз уместно указать на резкое снижение эффективности излучения пространственных волн в момент появления волны LM_1 (в МПА) электрического и магнитного типов. Увеличение толщины подложки может привести не только к появлению высших типов поверхностных волн во внешней области, но и к возбуждению высших типов

колебаний в резонаторе МПА. Эти волны могут служить источником значительных кросс-поляризационных составляющих поля. В случае прямоугольной МПА ближайшим высшим типом может быть тип, ортогональный основному колебанию, который особенно опасен при близких значениях ширины (a) и длины (b) антенны. В случае дисковой антенны высшие типы по отношению к основному (E_{110}) – E_{210} и E_{010} .

Известно несколько схемных способов борьбы с кросс-поляризационными составляющими поля с помощью возбуждения антенны в нескольких точках с соответствующими фазами (рис. 5.53).

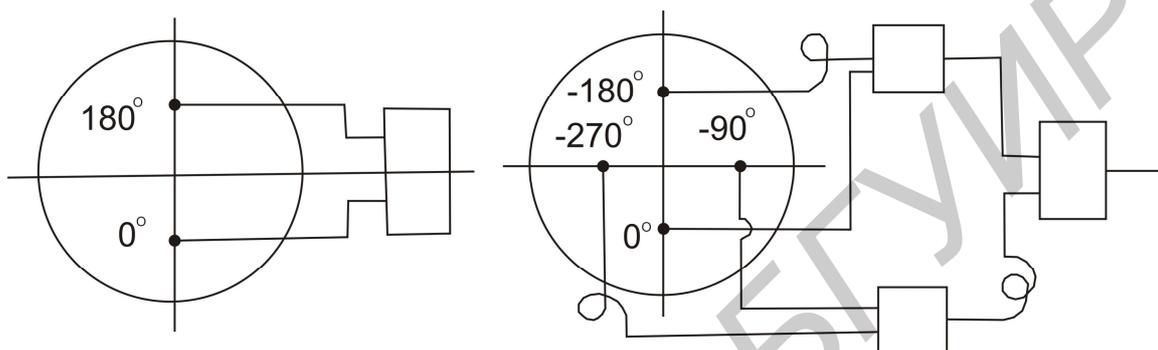


Рис. 5.53. Схемы подавления колебаний, ортогональных рабочему типу:
а – для МПА с линейной поляризацией; б – с круговой поляризацией

Широкополосность МПА может быть улучшена за счет усложнения конструкции антенны, например, использования связанных излучающих элементов, один из которых может быть пассивным.

Широкополосные МПА усложненной конструкции. Изменение состоит в обеспечении связи излучателей МПА с ЛП при помощи емкостного зонда. Они же имеют дополнительный резонатор с обратной стороны излучателя. В практике антенного строительства нередко используются разнообразные решетки.

Так, например, известна конструкция, состоящая из одиночных полосковых ЭИ, окруженных металлической полостью и помещенных на толстые подложки с малой диэлектрической проницаемостью.

ЭИ в ней возбуждаются с помощью емкостного зонда, что позволяет расширить импедансную полосу частот без применения внешних согласующих цепей и без возникновения нежелательных эффектов, связанных с возбуждением поверхностных волн.

Геометрия МПА, возбуждаемой с помощью емкостного зонда, показана на рис. 5.54. Она представляет собой один элемент бесконечной АР, состоящий из ЭИ прямоугольной формы, с обратной стороны которого имеется металлическая полость. Электромагнитная связь осуществляется с помощью диска, имеющего радиус R и соединенного с внутренним проводником коаксиальной линии. Диск помещен на толстой диэлектрической подложке,

имеющей толщину l_1 , и отделен от излучателя тонким слоем толщиной l_2 . Результирующую структуру можно рассматривать как двухслойную МПЛ-решетку, имеющую этажерочную конфигурацию, хотя емкостный диск в данном случае не действует как излучатель.



Рис. 5.54. Геометрия МПА

На рис. 5.54 изображена элементарная ячейка бесконечной решётки, состоящей из плоских излучателей, имеющих с обратной стороны полость и возбуждаемых с помощью емкостного зонда: $a = b = 1,95$ см; $h = 1,85$ см; $L = W = 1,35$ см; $S = 4,45$ мм. Коаксиальный фидер: $\epsilon_{rx} = 1,951$; $r_i = 0,64$ мм; $r_0 = 2,05$.

При возбуждении МПА, располагающейся на толстой диэлектрической подложке с помощью емкостного зонда, индуктивность зонда компенсируется последовательной емкостью. Значение последовательной емкости определяется размером диска (радиусом R), проницаемостью тонкой подложки и зазором (ϵ_{r2} , l_2). Компенсация реактивности также сопровождается уменьшением входного сопротивления и сдвигом резонансной частоты.

Моделирование различных вариантов конструкции проводилось при суммарной толщине подложки $l = l_1 + l_2 = 6$ мм, $\epsilon_{r1} = \epsilon_{r2} = 2,55$ и различных значениях параметров в диапазоне примерно 5...8 ГГц. Емкостный зонд подключается к центральному проводнику 50-омной КЛ.

Подбирая параметры R и l_2 , можно добиваться компенсации реактивности по сравнению со случаем непосредственной связи зонда с излучателем, причем резистивное входное сопротивление будет иметь различные значения при нулевом реактивном сопротивлении. Анализ показывает, что уменьшение резистивной компоненты пропорционально толщине подложки, на основе которой образуется емкостный зазор, и радиусу емкостного зонда. Как хорошо известно, расположение зонда (длина S) может изменяться соответствующим образом для компенсации этого уменьшения и для согласования входного импеданса.

Того же результата, но с меньшими технологическими сложностями можно добиться сдвигом излучателя по направлению к стенке излучающего модуля (рис. 5.55), что позволяет достигнуть лучшего согласования.

Заметим, что размер емкостного зонда (R) будет ограничивать этот сдвиг, если предъявляется требование о том, чтобы зонд перекрывался излучателем. Существует максимальное значение D (D_{\max}) для данного радиуса R , и тогда уменьшение резистивной компоненты не может быть скомпенсировано при увеличении толщины подложки.

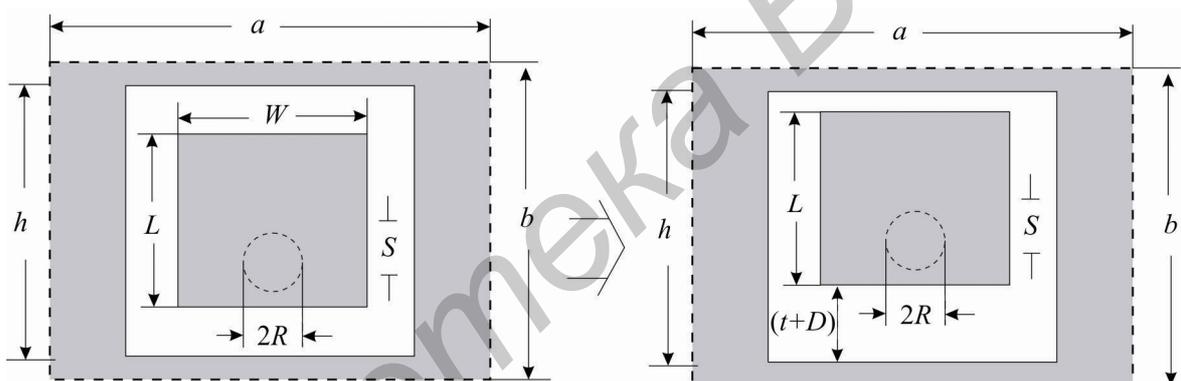


Рис. 5.55. Смещение излучателя (D) по направлению к стенке резонатора с целью подстройки входного импеданса

Емкостная компенсация выполняется в каждом случае путем такого изменения l_2 , чтобы на резонансной частоте реактивная составляющая импеданса равнялась нулю. Таким образом, при данном размере R емкостного зонда может быть найдена оптимальная толщина подложки, при которой имеет место максимальная ширина полосы частот. Результаты исследования показывают, что, начиная с некоторого значения, различного в каждом случае и уменьшающегося при увеличении R , выбор более толстой подложки не приводит к расширению полосы частот из-за уменьшения резистивной компоненты входного импеданса.

При меньшей емкости зонда существует возможность согласовать входной импеданс с применением более толстой подложки и, следовательно, получить большую полосу частот. Однако механическая подстройка

емкостного зонда и слоя зазора станет более критичной. Прямоугольный ЭИ с отношением $W/L < 1$ может быть выбран для повышения сопротивления излучателя, а это позволяет добиться большей ширины полосы частот при более толстых подложках, однако направленность излучающей системы уменьшится из-за меньшего значения отношения размеров ЭИ.

МПА, выполненная в соответствии с первым конструктивным вариантом набора параметров, имела полосу 2 ГГц для КСВ $< 1,5$, что дает относительное значение 31,2 % при центральной частоте 6,4 ГГц ($l/\lambda = 0,145$). Для этой частоты расстояние между элементами соответствует $0,146 \lambda_0$. Для второй конструкции имели абсолютную полосу частот 1,47 ГГц, относительную полосу 23,6 % и центральную частоту 6,23 ГГц ($l/\lambda_0 = 0,113$).

Анализ зависимости распределения электрического поля для активной составляющей мощности в E - и H -плоскостях для частоты 6,4 ГГц для решетки первого типа показал, что имеет место очень малый уровень кросс-поляризованного излучения в H -плоскости. Не наблюдается также никакого искажения ДН, которое можно было бы ожидать вследствие несимметрии расположения излучающего элемента относительно центров полостей. Кросс-поляризация в E -плоскости имеет пренебрежимо малую величину.

МПА, возбуждаемые с помощью L -зонда. Возбуждение полоскового ЭИ L -зондом дает хорошие результаты при толстых подложках (приблизительно $0,1 \lambda_0$). Связь излучателя при помощи L -зонда дает емкостную компенсацию индуктивности самого зонда. По сравнению с емкостной связью, которая базируется на аналогичном принципе действия, связь с помощью L -зонда позволяет избежать выполнения операции пайки зонда ЛП к обкладке емкостного элемента. Создание изгиба в прямом проводнике и формирование L -зонда просто в изготовлении, особенно когда речь идет о создании антенных решеток.

При использовании прямоугольных излучателей, возбуждаемых L -зондом, удается получить полосу частот 35 % и усиление 4,5 дБ. Базовая геометрия антенны, возбуждаемой L -зондом, показана на рис. 5.56.

Экранная пластина имела размеры $G_p \times G_p \times G_p \times G_p = 100 \times 120$ мм ($1,5 \lambda_0 \times 1,8 \lambda_0$) и толщину 2 мм. Полосковый проводник прямоугольной формы из меди имеет толщину 0,07 мм, ширину $W_x = 30$ мм ($0,45 \lambda_0$) и длину $W_y = 25$ мм ($0,375 \lambda_0$). Медный проводник размещается на нижней стороне пенопластовой пластины, имеющей толщину 1 мм ($\epsilon_r \approx 1,06$) и поддерживаемую двумя пенопластовыми кубиками ($\epsilon_r \approx 1,06$), располагающимися на некотором расстоянии от проводника. L -зонд, имеющий диаметр $2R = 1$ мм, связан с питающей ЛП с характеристическим импедансом 50 Ом. Длина волны λ_0 , соответствующая центральной частоте диапазона, $f_0 = 4,5$ ГГц. В излучателе возбуждается TM_{01} -волна.

При измерении импедансной полосы частот и усиления использовались три высоты H : 5 мм ($0,075 \lambda_0$), 6,6 мм ($0,099 \lambda_0$) и 7 мм ($0,105 \lambda_0$). Для расширения полосы частот было взято два набора значений L_h, L_v, S , которые подбирались для каждого значения H .

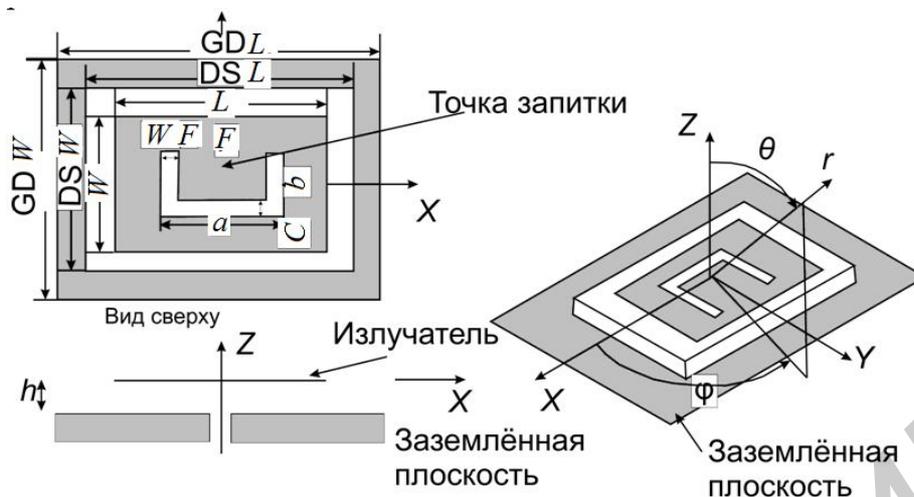


Рис. 5.56. Геометрия прямоугольного микрополоскового излучателя с U -образной щелью, изготовленной на микроволновой подложке

Результаты проведенных опытов показали, что в полосе частот 36 % КСВ имеет значение не более двух, а средний коэффициент усиления равен 7 дБ. Таким образом, создание АР из излучателей, возбуждаемых L -зондами, позволяет существенно понизить уровень кросс-поляризационного излучения. Обе антенны имеют устойчивые ДН в рабочем диапазоне.

Изменение топологии излучателя. Широко известны методы увеличения полосы частот за счет прорезания в ЭИ разнообразных отверстий и щелей. Определенный интерес представляют исследования ЭИ с U -образными щелями.

Антенна возбуждается с помощью коаксиального зонда. Ее характеристики исследовались методом *конечных разностей* во временной области. Было показано, что решающим фактором, позволяющим расширить полосу частот, является применение более толстых подложек, чем те, которые требуются при использовании пенопласта. Достигнутые значения импедансной ширины полосы частот для полосковой антенны с U -образной щелью при центральной частоте 3,1 ГГц и при хороших параметрах ДН составляют 25 и 27 % при выборе отношений h/λ_g , равными 0,1 и 0,12 соответственно. Усиление антенны оказывается примерно равным 6,5 дБ.

Двухчастотные и широкополосные однослойные МПА с резонаторами треугольной формы и со щелями. Выше уже отмечалось, что треугольная форма излучателя является одной из классических форм излучателей для МПА. Имея меньшие габаритные размеры, чем квадратный и дисковый излучатели, эти антенны характеризуются и меньшим значением импедансной ширины полосы частот. Оказывается, что можно, изготавливая щели в металле треугольного ЭИ, добиваться создания двухчастотного режима работы, а также получать широкополосный режим. Причем в двухчастотном режиме для треугольного ЭИ удастся получить более широкий интервал

изменения отношения двух рабочих частот (1,6...2,06), чем для прямоугольного ЭИ, у которого этот интервал составляет 1,6...2,0. По сравнению с традиционной треугольной МПА удастся расширить полосу частот более чем в 2,6 раза.

Иногда для расширения полосы частот прямоугольных МПА вырезаются две изогнутые под прямым углом щели и одна модифицированная U-образная щель. Размеры элементов антенны отработывались на опытах, и было достигнуто расширение полосы частот в 2,4 раза по сравнению с традиционной антенной, не имеющей щелей. При этом сохраняются хорошие параметры диаграммы излучения.

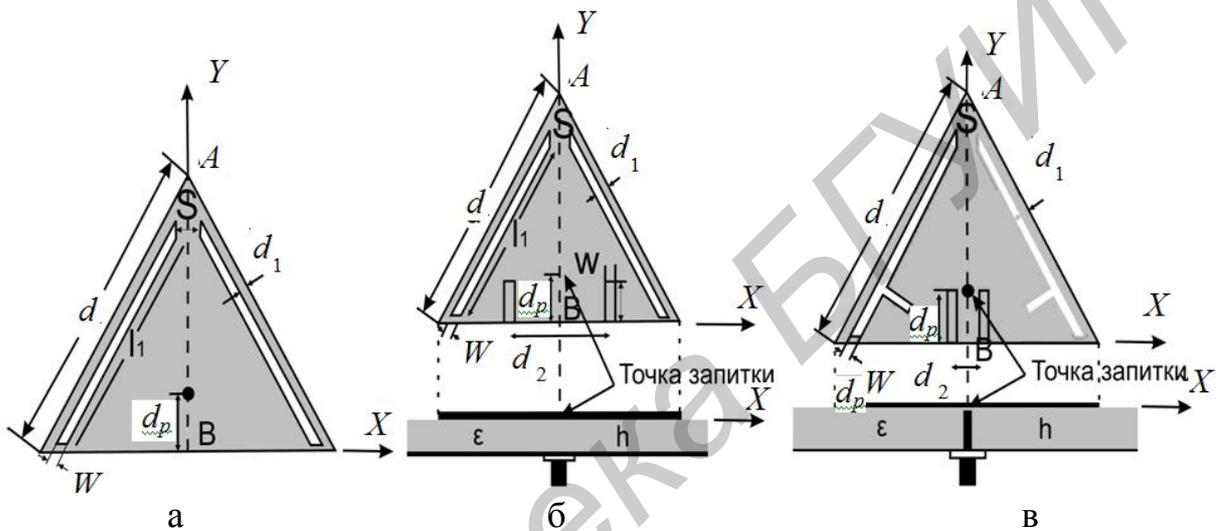


Рис. 5.57. Формы однослойных треугольных МПА:

а, б – для двухчастотного режима; в – для широкополосного режима

Щели выполняются в металле ЭИ, имеющего форму равностороннего треугольника. Двухчастотный режим достигается путем изготовления двух пар узких щелей в металле ЭИ, причем одна пара располагается около боковых сторон треугольника, а другая – в основании (рис. 5.57). Топология, изображенная на рис. 5.57, а, может рассматриваться как частный случай топологии, изображенной на рис. 5.57, б. Две рабочие частоты в этом случае ассоциируются с резонансными колебаниями TM_{10} и TM_{20} . Установлено, что щели, размещенные вблизи боковых сторон треугольника, устраняют провал излучения колебания TM_{20} в направлении, перпендикулярном плоскости МПА. В результате ДН становится подобной диаграмме, которая присуща колебанию TM_{10} . Что касается второй пары щелей, то с их помощью удастся существенным образом изменять отношение двух резонансных частот путем изменения длин щелей и их положения.

Если сделать еще одну пару щелей так, как это показано на рис. 5.57, в, то отношение двух частот может быть приближено к единице, что означает создание широкополосного режима работы. Наличие этого широкополосного режима имеет особенно важное значение для треугольных МПА из-за

возможности создания таких антенн с более широкими полосами частот и меньшими размерами, нежели традиционные прямоугольные и круглые МПА.

5.5.3. МПА с многослойными излучателями. Простейшие комбинированные излучатели

Широкополосность МПА может быть улучшена за счет усложнения конструкции антенны, например, за счет использования связанных излучающих элементов, один из которых может быть пассивным. К настоящему времени предложено и применяется множество самых разных МПА этого типа (рис. 5.58). Известна, к примеру, двухэтажная дисковая антенна, второй резонатор которой возбуждается полем излучения нижнего этажа.

Введение воздушного зазора между этажами антенны приводит к расширению кривой первого резонанса практически без изменения резонансной частоты. Двухрезонаторная антенна может быть использована как двухчастотная; второй, более высокочастотный, резонанс имеет полосу уже, чем первый.

Металлические полоски, параллельные неизлучающим краям прямоугольной МПА, улучшают согласование антенны с 50-омным кабелем и расширяют рабочую полосу. Нанесение нескольких узких полосок параллельно излучающей кромке МПА также расширяет рабочую полосу.

Высокодобротные излучатели. Еще одним способом расширения рабочей полосы частот является использование так называемых высокодобротных ЭИ, когда диэлектрическая подложка занимает лишь часть поперечного сечения структуры (рис. 5.58).

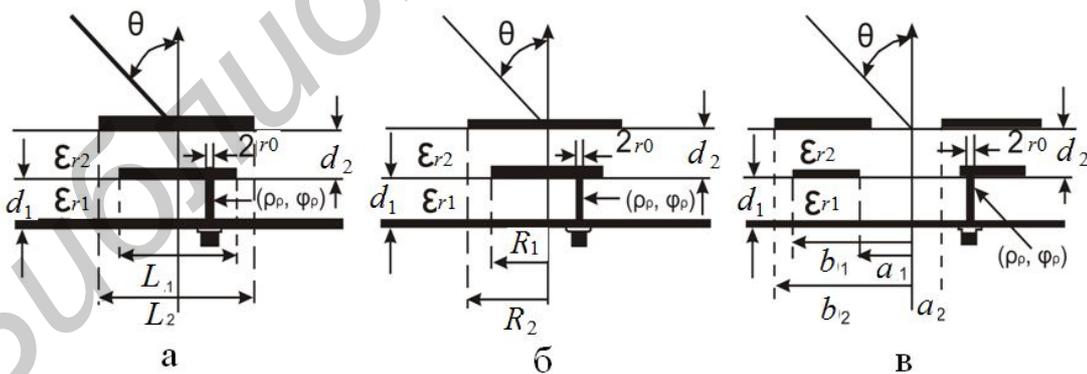


Рис. 5.58. Поперечное сечение МПА этажерочного типа:
а – прямоугольный ЭИ; б – круглый ЭИ; в – кольцевой ЭИ

Присутствие диэлектрического слоя, толщина которого составляет всего 5 % от общей высоты подвеса излучателя над экраном, оказывает заметное влияние на резонансную длину МПВ. Причем это влияние более заметно

выражено, когда диэлектрический слой расположен между экраном и излучателем (рис. 5.58, а).

Исследования частотных свойств полосковых ЭИ в составе линейной АР показали, что оба варианта размещения подложки над и под излучателями с точки зрения широкополосности практически равнозначны. При этом полоса пропускания полоскового ЭИ при фиксированной толщине диэлектрического слоя зависит не только от высоты подвеса излучателей над экраном, но и от диэлектрической проницаемости подложки. Выигрыш в полосе рабочих частот ЭИ, выполненных на базе высокочастотной линии, по сравнению с обычной микрополосковой структурой значительный. К тому же схема с обращенным ЭИ (см. рис. 5.58, б) оказалась уникальной по своим температурным параметрам: ее собственная температура была много ниже, чем для схемы (см. рис. 5.58, а). Это позволило широко использовать такую конструкцию в самолетных радиометрах сантиметрового диапазона.

5.5.4. МПА с круговой поляризацией

Известно, что поле круговой поляризации получается как результат наложения двух линейно поляризованных полей, находящихся в пространственной и временной квадратурах. МПА могут излучать поле круговой поляризации при возбуждении в них двух вырожденных ортогональных типов колебаний с относительным сдвигом фазы 90° . Для этой цели могут быть использованы квадратные и круглые диски при включении двух ортогонально расположенных возбуждателей, обеспечивающих сдвиг по фазе $\pm 90^\circ$. Такие антенны могут возбуждаться от общей линии питания с использованием 90° -го гибридного моста (рис. 5.59, а) или делителя с дополнительным отрезком линии, обеспечивающим необходимый набег фазы (рис. 5.59, б).

Однако большинство практических конструкций МПА с круговой поляризацией поля обходятся без конструктивного усложнения антенны, связанного с возбуждением колебаний в двух точках. Возбуждение двух ортогональных вырожденных типов колебаний производится в одной точке, выбранной так, чтобы амплитуды возбуждаемых полей были одинаковы, а вырождение «снялось» внесением незначительной асимметрии в конструкцию антенны. Эквивалентная схема такой антенны представляется двумя несвязанными параллельными контурами, возбуждаемыми общим током. Схемы МПА, использующие этот принцип возбуждения круговой поляризации, приведены на рис. 5.59, в, г, д, е.

Антенна, изображенная на рис. 5.59, в, имеет два близко расположенных резонанса по типам колебаний E_{010} и E_{100} . Эквивалентные магнитные токи на излучающих отверстиях резонатора определяются следующими выражениями:

$$\begin{aligned} \vec{J}_x^m &= \vec{e}_x \left[\frac{1}{\omega^2 - \omega_{10}^2 (1 + i/Q_{10})} + \frac{\cos(\pi x/a)}{\omega^2 - \omega_{01}^2 (1 + i/Q_{01})} \right], \\ \vec{J}_y^m &= \vec{e}_y \left[\frac{\cos(\pi y/b)}{\omega^2 - \omega_{10}^2 (1 + i/Q_{10})} + \frac{1}{\omega^2 - \omega_{01}^2 (1 + i/Q_{01})} \right], \end{aligned} \quad (5.59)$$

где Q – добротности резонатора для соответствующего типа колебания.

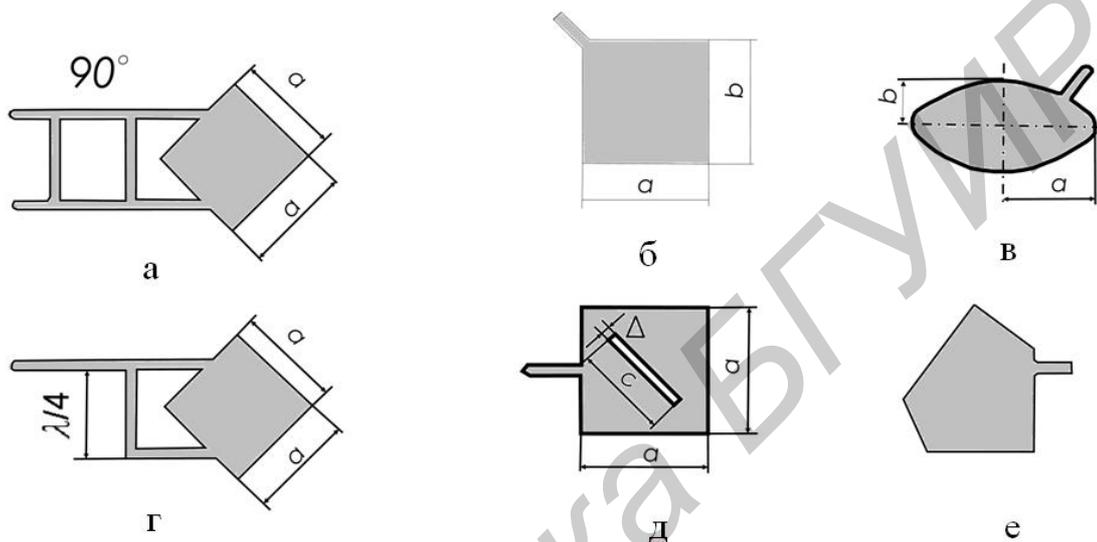


Рис. 5.59. Излучатели с круговой поляризацией поля:
а – с использованием гибридного моста; б – с использованием делителя
с дополнительным отрезком линии; в, г, д, е – с использованием принципа
возбуждения общим током

Для достижения круговой поляризации необходимо выполнить условие $|\vec{J}_x^m| = |J_y^m|$. Требуемая расфазировка типов колебаний достигается выбором соотношения линейных размеров прямоугольника $b = a(1 + 1/Q)$. Это соотношение обеспечивает взаимные смещения резонансов на величину f_0/Q , в результате чего хорошее отношение осей эллипса поляризации достигается в расширенном диапазоне частот.

В конструкции по схеме рис. 5.59, г необходимые амплитудно-фазовые соотношения между типами волн достигаются с помощью диагональной щели, прорезанной в проводящем элементе. Рекомендуемые размеры щели: длина $c = 0,369a$, ширина $\Delta = 0,069a$. Хорошее отношение осей эллипса поляризации достигается в секторе углов 120° ; диапазон частот, для которого это отношение не более 6 дБ, составляет 2 %.

Круговая поляризация может быть получена от слегка эллиптического (почти кругового) диска (см. рис. 5.59, е). Теоретические исследования такой

антенны были выполнены достаточно давно, когда уравнение Гельмгольца для распределения поля решалось в эллиптической системе координат с использованием *функций Матье*. Эллиптическая форма ЭИ позволяет, как уже отмечалось ранее, несколько увеличить полосу частот, а кроме того, ее использование, например в открытых резонаторах, обеспечивает устойчивость поляризации рабочего типа колебаний.

Увеличение отношения b/a приводит к раздвоению резонансной кривой сопротивления. Однако поляризация не остается круговой в расширенной полосе частот. В районе первого резонанса поляризация приближается к линейной с ориентацией вектора \vec{E} вдоль большой оси эллипса. С увеличением частоты поляризация становится круговой, при дальнейшем же увеличении частоты (область второго резонанса) вновь становится линейной с ориентацией вектора \vec{E} вдоль малой оси эллипса. Наилучшие поляризационные характеристики антенны достигаются при $b/a = 0,976$, при этом коэффициент эллиптичности поля излучения $r = 20\lg(E_\theta/E_\phi) < 6$ дБ обеспечивается в полосе частот 1,5 %.

Многоугольная антенна (см. рис. 5.59, д) используется для формирования поля круговой поляризации при соответствующем соотношении сторон и углов многоугольника. Теоретический анализ таких антенн довольно трудоемок.

Программное изменение поляризации излучаемого поля достигается использованием управляемых диодов, включенных в МПА. Уже отмечалось, что ширина полосы частот высокочастотных МПА достигает 25 % по уровню отраженных потерь 10 дБ. При этом уровень кросс-поляризации антенн этого типа оказывается более низким по сравнению с уровнем кросс-поляризации традиционных этажерочных антенн. Поэтому они могут с успехом применяться при создании излучателей с *круговой* поляризацией. Здесь оказалась существенной роль схемы питания. Так, МПА, возбуждаемая одной ЛП, имеет ширину полосы частот 18 % по уровню коэффициента эллиптичности 3 дБ. Если ЛП две, то ширина полосы частот достигает 32 % (также по уровню коэффициента эллиптичности 3 дБ).

5.5.5. Линейные микрополосковые антенны

МПА широко распространены в качестве излучателей дециметрового, сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Этому способствовали простота конструкции, высокая технологичность, малая масса, повторяемость размеров, низкая стоимость изготовления и др. Хорошие аэродинамические качества позволяют успешно использовать антенны этого типа на высокоскоростных летательных аппаратах, а также в качестве излучающих элементов ФАР, в системах с электрическим сканированием луча. Широкому распространению МПА содействовало также появление новых типов диэлектриков, обладающих малыми потерями и высокой степенью однородности материала. Наличие диэлектрика позволяет существенно

уменьшить линейные размеры ИЭ и использовать их при создании миниатюрных МПА.

Однако присутствие этого покрытия и связанных с ним поверхностных волн (ПВ) существенно усложняет определение характеристик излучения МПА. В связи со сложностью механизма излучения МПА и трудностями отладки их образцов значительно возрастает роль расчетных методов и математических моделей, основанных на строгих подходах и дающих необходимую для инженерной практики проектирования точность расчета их основных характеристик. К настоящему времени известно достаточно большое число методов расчета МПА.

Некоторые методы анализа. Один из первых методов анализа характеристик излучения МПА основан на представлении прямоугольной антенны размерами $a \times b$ в виде двух магнитных вибраторов – щелей, разнесенных на расстояние b друг от друга. Связь излучающих щелей по внутреннему пространству осуществляется введением соединяющего отрезка ЛП с постоянной распространения β и характеристическим сопротивлением Z , определяемых шириной антенны. Полагают, что линия поддерживает только квази- T -волну. В зависимости от ширины a различают высокоомные ($Z \approx 50$ Ом) и низкоомные ($Z < 50$ Ом) ЛП. В первом приближении излучение щелей считается независимым. При более точном решении учитывается их взаимная связь по внешнему пространству. Входное сопротивление определяют трансформацией сопротивления щелей к точкам питания. Наличие диэлектрика учитывается введением для ЛП эффективной диэлектрической проницаемости подложки. Такой подход позволяет приближенно оценить резонансную длину полоскового излучателя и рассчитать его ДН как результат излучения двухэлементной АР магнитных вибраторов. Дальнейшее развитие рассмотренного метода привело к математической модели полоскового излучателя в виде прямоугольного резонатора с магнитными стенками по его периметру.

Обобщенный метод Олинера. Математические модели, основанные на обобщенном методе Олинера, получили широкое применение. Наибольшее распространение этот метод получил при расчете эквивалентных параметров неоднородностей в ЛП, однако он применим и при анализе антенн, выполненных на базе ПЛП. В простейшем случае полосковая МПА заменяется отрезком волновода и ее излучение определяется как излучение торцов волновода. По принятому распределению тока на торцах определяется векторный потенциал, через который выражаются компоненты поля в дальней зоне.

Определенное расхождение теоретических расчетов и данных измерений привели, с одной стороны, к обобщенному методу Олинера, а с другой – к созданию методов синтетического толка, т. е. таких, при которых в теоретических расчетах используются параметры, определяемые на опыте. Другой метод нахождения характеристик МПА заключается в разбиении полупространства, ограниченного проводящим экраном со слоем диэлектрика,

на несколько областей с постоянными параметрами и определении потенциала для каждой из этих областей с учетом выполнения граничных условий между ними. В свою очередь компоненты возбуждаемого поля определяются через найденный потенциал. ДН рассчитывается как результат излучения двухэлементной решетки, одним элементом которой является отрезок полосковой линии с током, другим – его зеркальное изображение на экране.

Другие методы. Этим методам свойствен общий недостаток – косвенный учет слоя диэлектрика и, как следствие, отсутствие каких-либо сведений (информации) о ПВ, возбуждаемых в структуре слой диэлектрик – экран. Известно, что наличие ПВ при определенных параметрах подложки может привести к существенному снижению излучающей способности МПА, когда значительная часть подводимой мощности будет затрачиваться на возбуждение паразитных ПВ. На это следует обращать особое внимание при конструировании МПА, работающих в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов волн.

В разное время получили развитие несколько методов, позволяющих рассчитать характеристики излучения МПА с учетом ПВ. Один из них основан на решении *уравнения Поклингтона* относительно неизвестного распределения тока по антенне с использованием соответствующей *функции Грина*, полученной для задачи возбуждения поля горизонтальным *диполем Герца* на диэлектрической подложке. Решение проводится *методом моментов*. При интегрировании потенциалов возникают определенные сложности, связанные с вычислением значений интегралов в полюсах. Число полюсов подынтегрального выражения определяется числом возбуждаемых в структуре ПВ. Метод позволяет вычислить сопротивление излучения поверхностных волн с помощью теоремы о вычетах, однако получить представление о диаграммах излучения при этом пока не удается.

Несколько иным способом можно исследовать излучение линейной МПА. Вначале записывается выражение для векторного потенциала \vec{A} горизонтального электрического диполя на подложке с использованием граничных условий для полей в плоскости раздела воздух – диэлектрик. Это выражение должно удовлетворять уравнению Гельмгольца, решение которого с использованием *интегралов Зоммерфельда* или *функций Малюжинца* позволяет определить компоненты \vec{A} для двух областей (в подложке и воздухе). Наибольший интерес представляет компонента вектора напряженности магнитного поля, перпендикулярная плоскости раздела сред. Условие равенства ее нулю на поверхности проводящей полоски используется в дальнейшем для нахождения распределения возбуждающего тока и определения резонансной частоты антенны.

Из упомянутых методов расчета характеристик МПА более точные решения дают *вариационные* методы, которые используют выражения функции Грина, определяемые для горизонтального диполя Герца на диэлектрической подложке с проводящим экраном. Таким образом, в этом случае помимо

сопротивления излучения, обусловленного пространственными волнами, удается рассчитать и сопротивление, обусловленное возбуждаемыми в структуре ПВ. Однако наличие полюсов в подынтегральном выражении, вызванное существованием этих волн, значительно усложняет решение задачи определения параметров МПА.

Использованное представление функции Грина соответствует разложению электромагнитного поля по волнам типов E , H относительно оси, перпендикулярной плоскости раздела сред.

Такое представление не дает полной картины об излучательной способности полосковых МПА, так как не позволяет рассчитать ДН поверхностных волн. Знание последних необходимо при построении АР для минимизации влияния полосковых ЭИ друг на друга и на питающие их линии. Кроме того, при таком подходе достаточно сложно рассчитать зависимости сопротивления, обусловленного ПВ, а также и другие характеристики, в которые оно входит, от параметров подложки и геометрических размеров МПА.

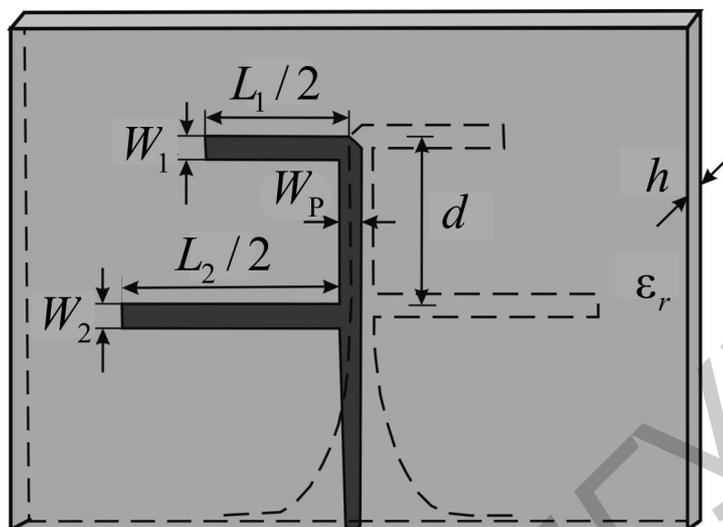
Разложение по продольным волнам. От упомянутых недостатков свободно представление *функции Грина* в виде разложения по волнам типов LE , LM . В этом случае подынтегральные выражения не имеют особенностей, и задача может быть легко подготовлена для численного решения на ЭВМ.

Данное представление позволяет достаточно просто записать выражения для поверхностных волн (связанных с диэлектриком) и излучаемых в открытое пространство. Существенно упрощается также расчет частотных и геометрических зависимостей параметров МПА.

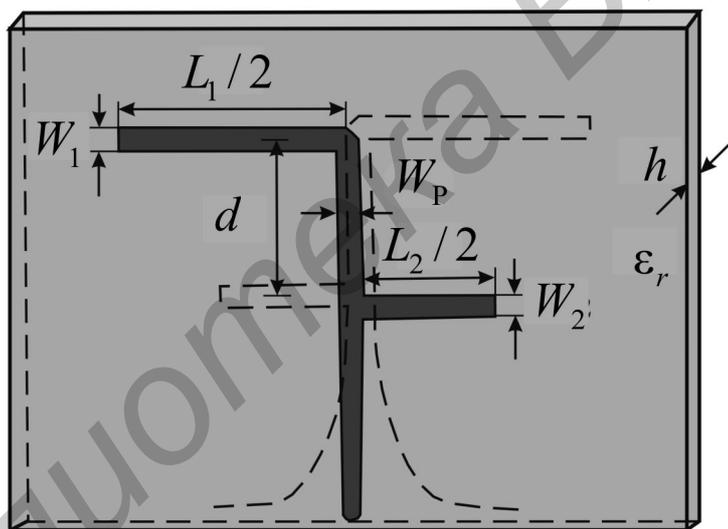
Для техники ОИС, как уже отмечалось, большое значение имеет НЦЛ. Она оказалась востребованной и для МПА, например, в виде двух полосковых диполей, напечатанных на противоположных сторонах электрически тонкой подложки и связанных с помощью параллельной ПЛП (рис. 5.60). Антенна может быть спроектирована таким образом, чтобы она была широкополосной или работала в двух полосах частот, что является удобным для беспроводных систем связи. Существенное достоинство этих антенн состоит в том, что они имеют простую структуру, которая позволяет легко изготавливать их в печатном исполнении.

Два печатных диполя, имеющие различные длину и плечи и расположенные на разных сторонах электрически тонкой подложки, связаны с помощью параллельной ПЛП. Параллельная ПЛП состоит из двух полосковых ЛП, связанных между собой по широкой стороне; имеют ширину w_p , которой соответствует характеристический импеданс Z_0 и эффективная проницаемость $\epsilon_{эф}$. Антенна возбуждается с помощью традиционного коаксиального перехода с применением плавного перехода МПЛ – параллельная полосковая линия. В зависимости от того, где запитана антенна и каков порядок следования диполей, антенна может функционировать в широко- или двухполосном режиме. Двусторонняя конструкция была выбрана потому, что она имеет некоторые практические преимущества, такие как возможность изменения полярности

полосковых диполей (рис. 5.60, б), а также довольно большие значения характеристического импеданса параллельных проводников при практически достижимых ширинах.



а



б

Рис. 5.60. Схематическое изображение широкополосной (а) и двухдиапазонной (б) МПА, состоящих из двух последовательно запитываемых полосковых диполей

Запитывая антенну со стороны более длинных диполей и используя прямую связь между полосковыми диполями (рис. 5.60, а), можно получить МПА, работающую в широкой полосе частот. Непосредственная связь между ИЭ дает фазовый сдвиг, необходимый для концевой излучения. За счет характеристик концевой излучения антенна сохраняет широкополосность, когда она помещается перпендикулярно к проводнику. Такая конфигурация может быть использована в случае, если необходимо, чтобы антенна имела хорошее импедансное согласование в широком частотном диапазоне.

Существенным является то, что МПА запитывается со стороны короткого диполя и линия между диполями – измененная НЦЛ. Эта конфигурация может быть спроектирована таким образом, чтобы МПА работала в двух частотных диапазонах, сравнительно далеко отстоящих друг от друга. Потребность в создании антенн с таким свойством возникает в системах связи, работающих в различных частотных диапазонах.

Некоторые иные способы возбуждения вибраторных МПА показаны на рис. 5.61.

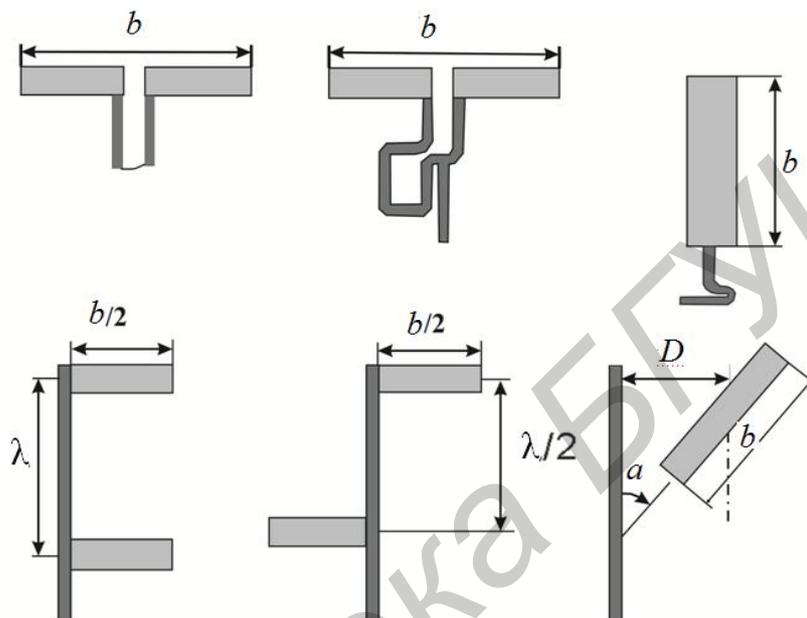


Рис. 5.61. Некоторые способы возбуждения вибраторных МПА

В последнее время определенное распространение получила хорошо известная в «классике» антенн дипольная антенна Уда-Яги (рис. 5.62, а). Она используется для создания различных АР и ФАР.

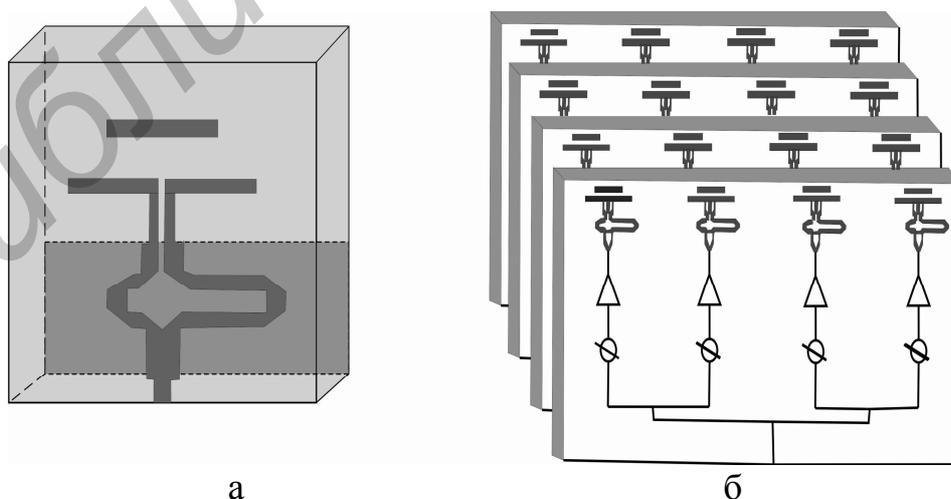


Рис. 5.62. Топология полоскового варианта антенны типа «квази-Яги» (а) и ее использование в плоскостной АР (б)

Эта «квази-Яги»-антенна осуществлена на подложке с высокой относительной диэлектрической проницаемостью и вполне совместима с МПЛ и монолитными устройствами. В полосе частот 48 % антенна имеет КСВ не более двух, коэффициент обратного излучения не хуже 12 дБ, уровень кросс-поляризации не более 15 дБ и значение абсолютного коэффициента усиления в интервале 3...5 дБ. Ожидается, что новая антенна найдет широкое применение в системах беспроводной связи, суммирования мощности, ФАР и АФАР и в решетках отражающего типа для миллиметрового диапазона волн.

На рис. 5.62, б показана схема конструкции плоскостной АР с этими излучателями.

5.6. Устройства на PIN-диодах

5.6.1. Модель и параметры PIN-диода

Небольшие размеры и вес PIN-диодов, высокая скорость переключения, а также незначительные паразитные элементы позволяют использовать их в миниатюрных широкополосных управляющих компонентах радиотрактов ИС СВЧ.

При непрерывном изменении управляющего тока PIN-диоды находят применение в ограничителях амплитуды колебаний, а также в модуляторах радиосигналов.

При дискретном изменении управляющего тока PIN-диод применяется в переключателях, дискретных модуляторах, аттенуаторах и фазовращателях радиочастотных сигналов.

В настоящее время применяются главным образом кремниевые PIN-структуры.

Основой любого PIN-диода является трехслойная полупроводниковая структура, вид которой показан на рис. 5.63. Высокоомная внутренняя i -область имеет обычно толщину от единиц до сотен микрометров, концентрация носителей заряда в ней составляет примерно 10^{13} см^{-3} . Если источник внешнего постоянного напряжения подключен положительным полюсом к слою p^+ , а отрицательным – к n^+ , то в i -слое увеличивается концентрация электронов и дырок из-за инжекции дырок из p^+ -области и аккумуляции электронов из n^+ -области. При этом концентрация инжектированных носителей составляет $10^{16} - 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Через структуру протекает постоянный ток I_0 прямого направления, плотность которого обычно составляет около 10 А/см^2 . При обратном смещении количество носителей в i -слое падает относительно начального значения (10^{13} см^{-3}) еще примерно на порядок. Таким образом, количество носителей в i -слое при переходе от режима прямого тока к режиму обратного смещения изменяется на четыре порядка. Примерно так же меняется проводимость i -слоя.

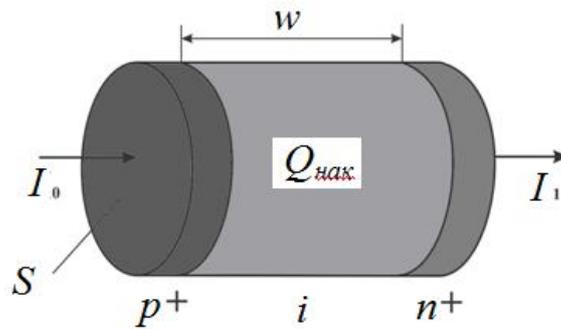


Рис 5.63. Структура PIN-диода

Накопленный заряд Q_d существует в i -области в виде электронов и дырок, время жизни которых приблизительно определяется временем рекомбинации носителей заряда τ . Проводимость диода пропорциональна накопленному заряду, который в свою очередь связан с током диода I_d соотношением

$$I_d = \frac{dQ_d}{dt} + \frac{Q_d}{\tau}. \quad (5.60)$$

Соотношение (5.60) показывает, что ток в диоде определяется двумя компонентами, первый из которых зависит от скорости изменения заряда и определяет переменную составляющую тока, а второй – постоянное смещение. При наличии только постоянного смещения на диоде накопленный в i -области заряд определяется из (5.60) как

$$Q_d = I_d \tau. \quad (5.61)$$

Частотные свойства диода можно определить, если в (5.60) учесть частотную зависимость накопленного заряда:

$$Q_d(\omega) = \frac{I_d \tau(j\omega)}{1 + j\omega\tau}, \quad (5.62)$$

где $\omega = 2\pi f$, f – частота сигнала.

Примерный вид частотной зависимости PIN-диода представлен на рис. 5.64.

Из приведенной зависимости следует, что на частотах ниже $f_c = \frac{1}{2\pi\tau}$ частотные свойства диода не отличаются от его свойств на постоянном токе. На частотах сигнала, превышающих f_c , модулирующие свойства диода

уменьшаются со скоростью 6 дБ/октаву. Типовое значение времени жизни τ зависит от конструктивных параметров диода и лежит в диапазоне от 0,0005 до 3 мкс. Так, для $\tau = 0,01$ мкс $f_c \cong 1,6$ МГц.

Таким образом, на частотах ниже f_c PIN-диод ведет себя как обычный PIN-диод, детектирующий ВЧ-сигнал со значительными нелинейными искажениями. Вблизи частоты f_c диод может рассматриваться как квазинелинейный резистор, а на $f \gg f_c$ – как чисто линейное сопротивление, параметры которого определяются током управляющего низкочастотного сигнала.

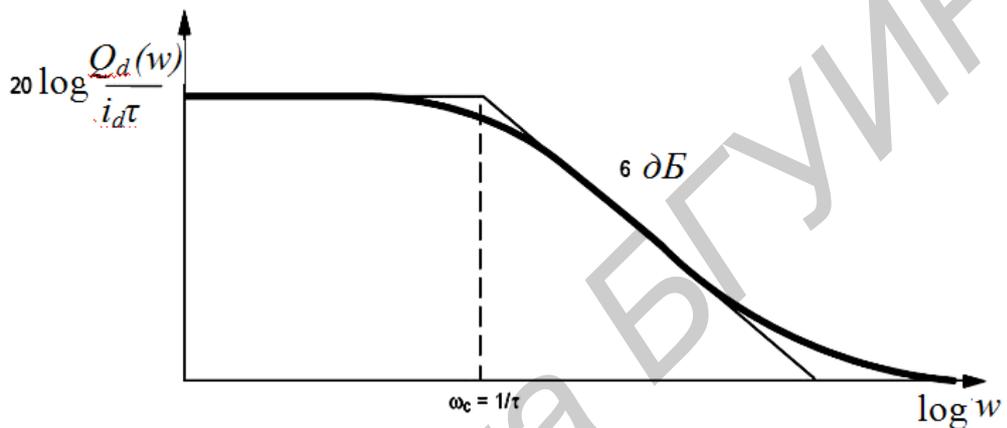


Рис. 5.64. Частотная характеристика PIN-диода

Эквивалентные схемы PIN-диода для низких (рис. 5.65, а) и высоких (рис. 5.65, б) частот содержат конструктивные индуктивности и емкости L_p , C_p и сопротивление потерь R_s , определяемое шириной i -слоя W :

$$R_s = W^2 / (\mu_n + \mu_p) Q_d, \quad (5.63)$$

где μ_n, μ_p – подвижности электронов и дырок; $R_j \cong \frac{nkT}{qI_{DC}}$, $C_j = \frac{\epsilon A}{W}$ – сопротивление и емкость i -слоя; ϵ – абсолютная диэлектрическая проницаемость кремния; A – площадь поперечного сечения i -слоя.

При комнатной температуре и типовом значении $n = 1,8$ сопротивление можно приблизительно определить по формуле

$$R_j \cong \frac{48}{I_{DC[\text{мА}]}} \quad (5.64)$$

где I_{DC} – ток прямого смещения диода.

На высоких частотах ($f \geq f_c$) емкость $C_j = C_i$ и сопротивление $R_j = R_l$ (рис. 5.65, а) имеют постоянные значения и зависят только от геометрии i -слоя.

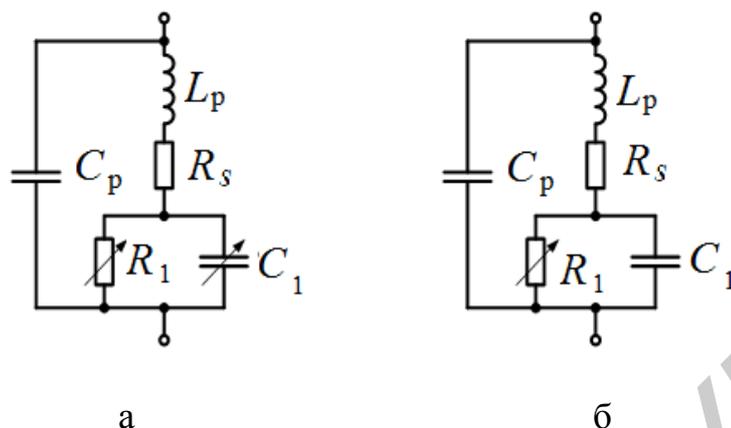


Рис. 5.65. Эквивалентная схема PIN-диода:
а – на низких частотах; б – на высоких частотах

Для большинства диодных конструкций типовое значение C_i лежит в диапазоне от 0,02 до 2 пФ. Эффективное высокочастотное сопротивление $R_l = \frac{K}{I_{DC}^X}$ зависит от тока смещения I_{DC} и параметров K и X , которые обычно определяются экспериментально. Для конкретной конструкции диода величина X обычно имеет постоянное значение, например 0,92, тогда как постоянная K , а следовательно, и R_l сильно зависят от технологии изготовления.

Разброс значений R_l от диода к диоду может достигать соотношения 3/1. В устройствах с дискретным управлением PIN-диодов (переключатели, импульсные модуляторы) такой разброс параметров незначителен, так как значения R_l могут быть адаптированы величиной управляющего тока. В аналоговых устройствах (аттенюаторы, ограничители и др.), где важна повторяемость вольт-амперных характеристик диода, на разброс значений R_l накладываются повышенные требования.

На рис. 5.66 в качестве примера показана типовая зависимость высокочастотного сопротивления от тока смещения.

Конструктивные реактивности корпуса диода L_p, C_p оказывают существенное влияние на рабочие характеристики проектируемых устройств и поэтому требуют их компенсации. Обычно такая компенсация осуществляется с помощью дополнительных реактивных элементов «обвязки», которые совместно с паразитными параметрами корпуса образуют резонансные цепи вокруг диода, что в свою очередь приводит к сужению рабочей полосы частот и дополнительным потерям передаваемых через эти цепи сигналов.

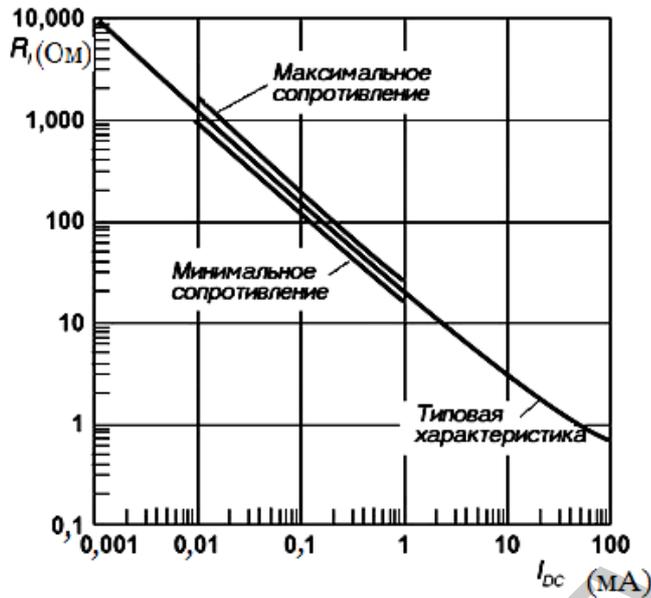


Рис. 5.66. Типовая характеристика эффективного высокочастотного сопротивления диода

В качестве примера на рис. 5.67 приведены расчетные характеристики ослабления цепи, состоящей из отрезка микрополосковой линии передачи с волновым сопротивлением $Z_0 = 50$ Ом и параллельно включенного диода с характеристическим импедансом $Z_d = R_p + jX_p$ на частоте 500 МГц. Эквивалентная схема такой цепи представлена на рис. 5.68.

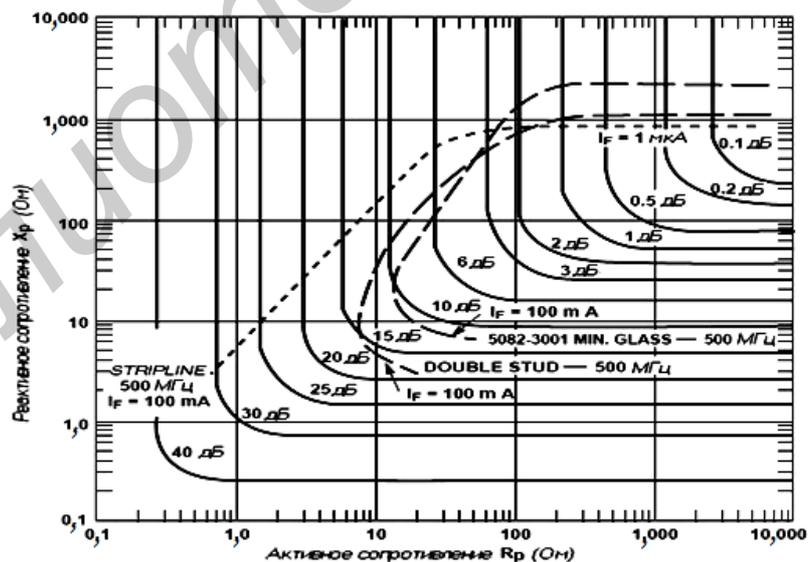


Рис. 5.67. Зависимости постоянного ослабления эквивалентной цепи вида рис. 5.68 от реактивности корпуса PIN-диода и его сопротивления

Быстродействие устройств, выполненных на основе PIN-диодов, во многом определяется свойствами собственно диода. Быстродействие принято

характеризовать временем переключения. Для PIN-диода оно задается двумя составляющими: временем перехода от прямого смещения к обратному T_{FR} и временем переключения от обратного смещения к прямому T_{RF} . Время включения T_{FR} зависит от времени жизни носителей τ , а также от соотношения прямого I_F и обратного I_R токов смещения диода (рис. 5.69):

$$T_{FR} = \tau \ln \left(1 + \frac{I_F}{I_R} \right). \quad (5.65)$$

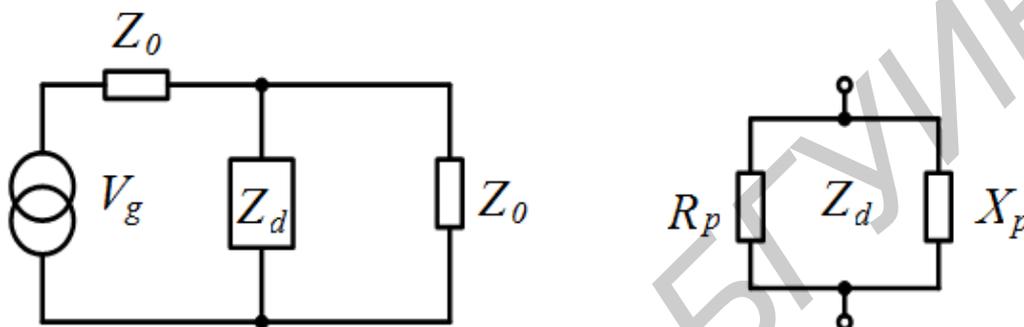


Рис. 5.68. Эквивалентная схема цепи, состоящей из отрезка ЛП и диода

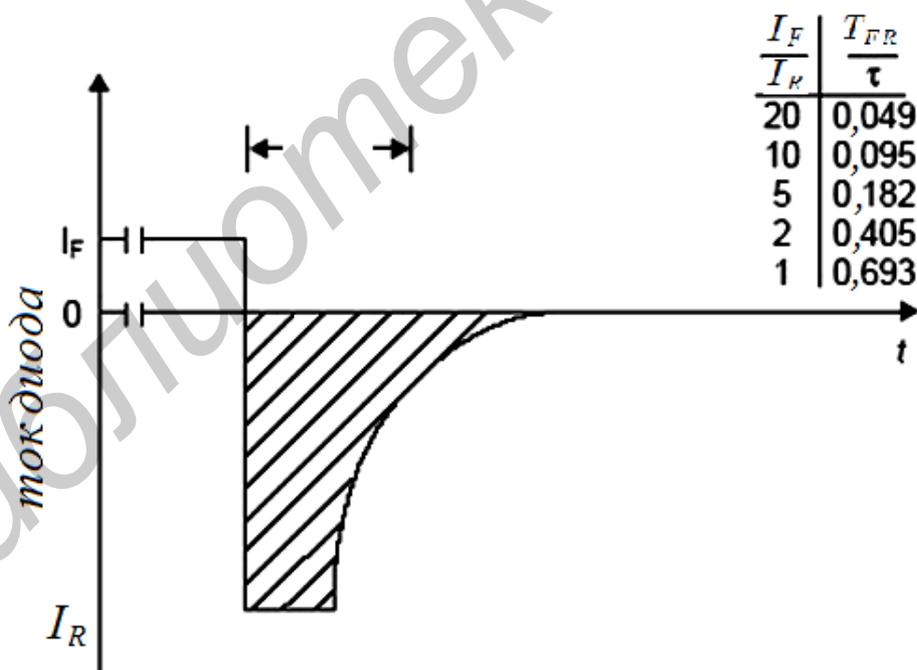


Рис. 5.69. Зависимость времени включения от тока смещения диода

Величина T_{RF} главным образом зависит от ширины i -слоя W , что наглядно демонстрируется табл. 5.5.

Таблица 5.5

| Ширина i -слоя, мкм | Время включения T_{FR} , мкс | | | | | |
|-----------------------------|--------------------------------|-----|-----------|-----|------------|-----|
| | ≤ 10 | | ≤ 50 | | ≤ 100 | |
| I , мА | | | | | | |
| U , В | 10 | 100 | 10 | 100 | 10 | 100 |
| 175 | 7,0 | 5,0 | 3,0 | 2,5 | 2,0 | 1,5 |
| 100 | 2,5 | 2,0 | 1,0 | 0,8 | 0,6 | 0,6 |
| 50 | 0,5 | 0,4 | 0,3 | 0,2 | 0,2 | 0,1 |

Максимально допустимая мощность диссипативных потерь на диоде определяется по формуле

$$P_D = \frac{T_J - T_A}{\theta}, \quad (5.66)$$

где T_J – максимально допустимая температура кристалла (обычно 175°C); T_A – температура окружающей среды; $\theta = k\theta_{AV} + \theta_{TP}$ – температурный импеданс диода (град/Вт); k – скважность управляющих импульсов; θ_{AV} – среднее значение температурного импеданса для непрерывных сигналов; θ_{TP} – температурный импеданс на протяжении длительности управляющего импульса.

Для приближенной оценки мощности диссипативных потерь на диоде при непрерывных сигналах можно воспользоваться законом Джоуля – Ленца (мощность потерь равна произведению квадрата эффективного значения высокочастотного тока диода I_{RF} на сопротивление потерь R_S).

5.6.2. Базовые схемы выключателей

Простейшие однопозиционные выключатели (ОВ) строятся на основе последовательного (рис. 5.70, а) или параллельного (рис. 5.70, б) включения PIN-диодов в линию передачи. Последовательный выключатель обычно находит применение в том случае, когда требуется получить минимальный уровень вносимых потерь в широком частотном диапазоне.

Кроме того, такую схему проще реализовать при использовании печатных технологий (не требуется сверления отверстий).

Параллельный однопозиционный выключатель, с другой стороны, обеспечивает большие значения развязки в широкой полосе частот и позволяет управлять большими мощностями (технологически обеспечивается лучший теплоотвод от диода).

На практике чаще используются многопозиционные выключатели (МВ), называемые переключателями. Они обычно выполняются на основе нескольких

ОВ, плечи которых имеют общий порт. Улучшенные параметры МВ могут быть достигнуты при использовании составных диодных ключей, которые представляет собой комбинацию последовательных и параллельных связанных ОВ в каждом плече.

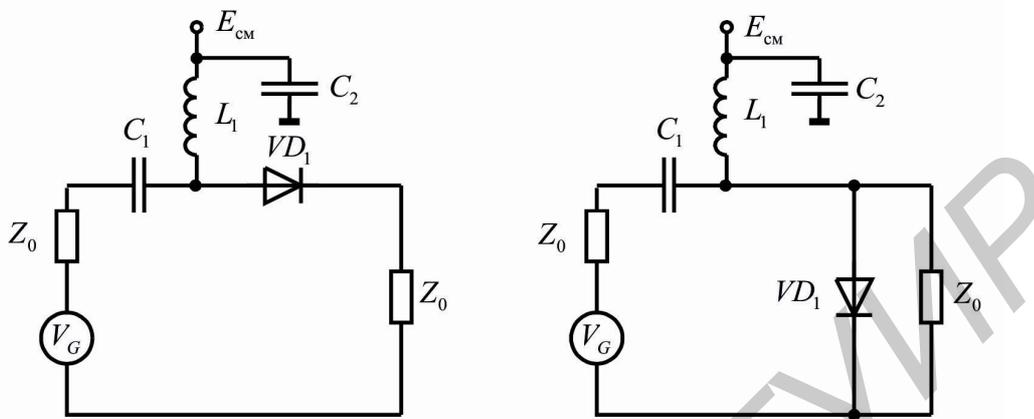


Рис. 5.70. Базовые схемы выключателей

Последовательный ключ. Для последовательных диодных выключателей (ПДВ), разновидности которых представлены на рис. 5.71, развязка определяется начальной емкостью PIN-диода C , тогда как вносимые потери являются функцией сопротивления диода R_s . Для линий передачи с волновым сопротивлением Z_0 вносимые потери L_{IL} и развязка L_I ПДВ определяются по формулам

$$L_{IL} = 20 \lg \left(1 + \frac{R_s}{2Z_0} \right), \text{ [дБ]}, \quad (5.67)$$

$$L_I = 10 \lg \left[1 + (4\pi fCZ_0)^{-2} \right], \text{ [дБ]}. \quad (5.68)$$

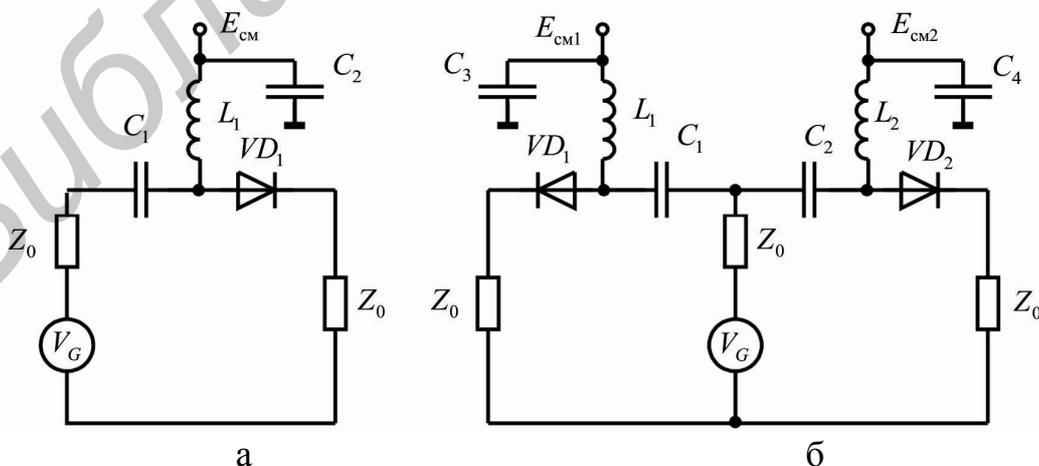


Рис. 5.71. Схемы последовательных выключателей:
а – однопозиционного; б – двухпозиционного

На рис. 5.72 представлены расчетные зависимости для вносимых потерь и развязки однополюсных ПДВ при $Z_0 = Z_L = 50 \text{ Ом}$.

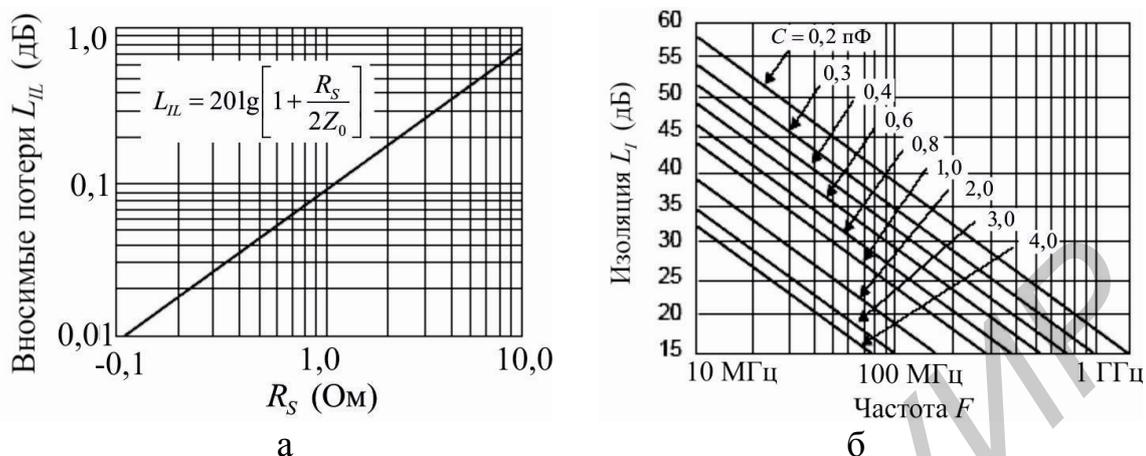


Рис. 5.72. Вносимые потери (а) и развязка (б) ПДВ при $Z_0 = 50 \text{ Ом}$

В многопозиционных выключателях вносимые потери несколько увеличиваются (порядка 6 дБ) вследствие влияния емкости диодов смежных плеч.

Мощность рассеяния на диоде при прямом смещении определяется по формуле

$$P_D = \frac{4R_S Z_0}{(2Z_0 + R_S)^2} P_{AV}, \quad (5.69)$$

где $P_{AV} = \frac{V_G^2}{4Z_0}$ – мощность, выделяемая в согласованной нагрузке.

Если $Z_0 \gg R_S$, соотношение (9.10) упрощается и принимает вид

$$P_D \approx \frac{R_S}{Z_0} P_{AV}. \quad (5.70)$$

Приведенные соотношения справедливы для случая идеального согласования между генератором и нагрузкой. В случае рассогласования (результат влияния плеч в многопозиционных выключателях), характеризуемого коэффициентом стоячей волны s , пиковое значение тока и напряжения на диоде можно определить по формулам:

$$I_P = \sqrt{\frac{2P_{AV}}{Z_0} \left(\frac{2s}{s+1} \right)}; \quad (5.71)$$

$$V_P = \sqrt{2Z_0 P_{AV}} \left(\frac{2s}{s+1} \right). \quad (5.72)$$

Параллельный ключ. На рис. 5.73 приведены типовые схемы параллельных (шунтовых) диодных выключателей (ШДВ), которые находят широкое применение на практике. В таких выключателях развязка и мощность рассеяния определяются прямым сопротивлением диода R_S , тогда как вносимые потери зависят от емкости диода C_T :

$$L_{IL} = 10 \lg \left[1 + (\pi f C_T Z_0)^2 \right]; \quad (5.73)$$

$$L_I = 20 \lg \left[1 + \frac{Z_0}{2R_S} \right]. \quad (5.74)$$

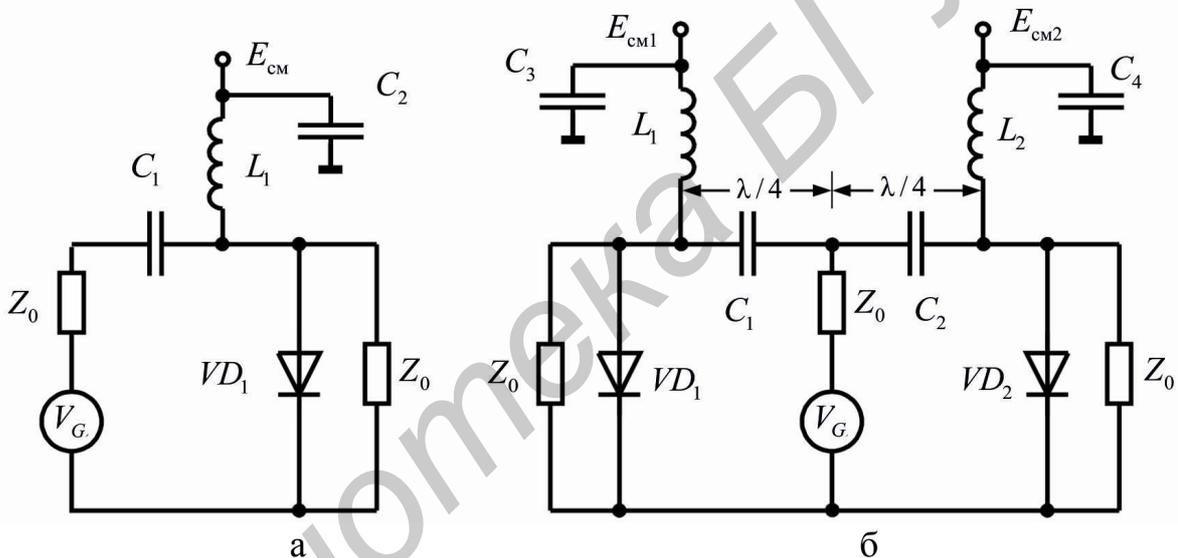


Рис. 5.73. Схемы параллельных выключателей:
а – однопозиционного; б – двухпозиционного

На рис. 5.74 представлены расчетные зависимости для вносимых потерь и развязки однополюсных ШДВ при $Z_0 = Z_L = 50$ Ом.

Мощность, рассеиваемая на диоде, при прямом смещении определяется по формуле

$$P_D^F = \frac{4R_S Z_0}{(Z_0 + 2R_S)^2} P_{AV}, \quad (5.75)$$

а при обратном смещении

$$P_D^R = \frac{Z_0}{R_p} P_{AV}, \quad (5.76)$$

где R_p – обратное сопротивление диода.

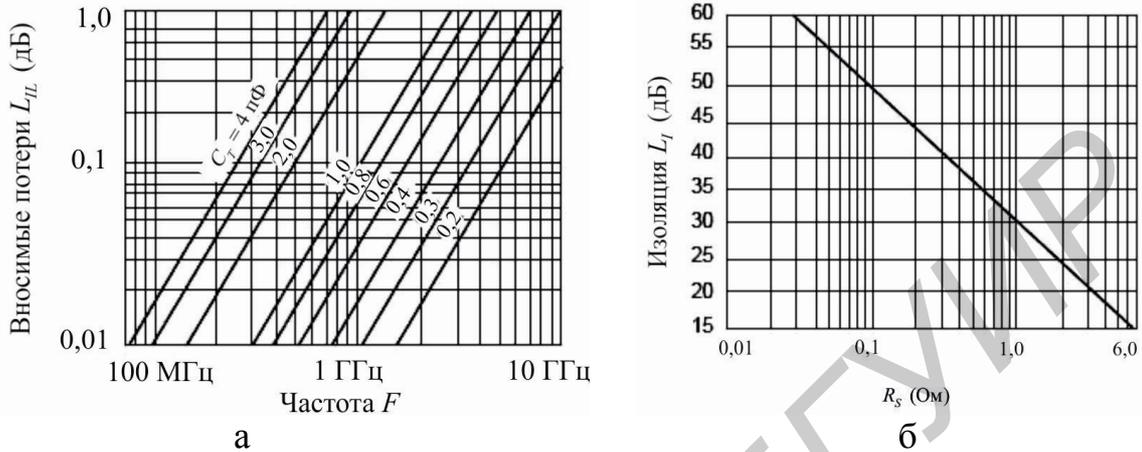


Рис. 5.74. Вносимые потери (а) и развязка (б) ШДВ при $Z_0 = 50$ Ом

Если $Z_0 \gg R_s$, соотношение (5.76) упрощается и принимает вид

$$P_D \approx \frac{4R_s}{Z_0} P_{AV}. \quad (5.77)$$

Комбинированные и резонансные ключи. В диапазоне ВЧ и СВЧ простые диодные выключатели не позволяют достичь изоляции более чем 40 дБ. Для устранения этого недостатка применяются схемы – комбинированные ключи, представляющие собой каскадное соединение последовательных и параллельных выключателей (сложные ключи), а также резонансные или настроенные ключи.

Простое параллельное или последовательное включение двух и более диодов увеличивает изоляцию максимум на 6 дБ на каждое звено, но при этом возрастают вносимые потери. Тем не менее если используется включение нескольких диодов с пространственным разнесом в $1/4$ длины волны, как показано на рис. 5.75, то общая изоляция может быть повышена более чем в n раз по сравнению с одиночным диодным звеном.

Сложные ключи (СК) обычно реализуются на основе конфигураций в виде Г-образных и Т-образных звеньев (рис. 5.76) и обеспечивают большую изоляцию по сравнению с суммой затуханий одиночного и параллельного звеньев. В табл. 5.6 приведены расчетные соотношения для определения вносимых потерь и изоляции СК в сравнении с простыми ключами.

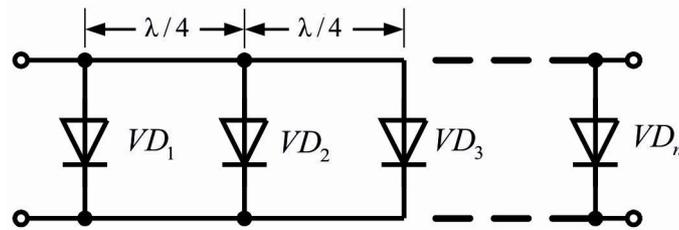


Рис. 5.75. Схема выключателя с четвертьволновыми связями

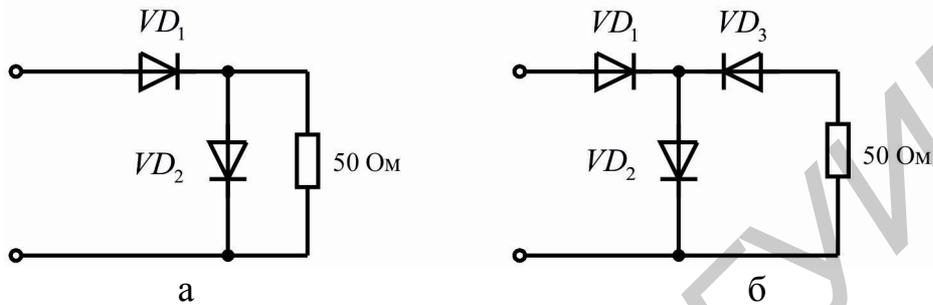


Рис. 5.76. Схемы Г-образного (а) и Т-образного (б) составных выключателей

Таблица 5.6

Расчетные соотношения для определения вносимых потерь и изоляции СК в сравнении с простыми ключами

| Тип | Изоляция | Вносимые потери |
|------------------------------|---|--|
| Последовательный | $10 \lg \left[1 + \left(\frac{X_C}{2Z_0} \right)^2 \right]$ | $20 \lg \left[1 + \frac{R_S}{2Z_0} \right]$ |
| Параллельный | $20 \lg \left[1 + \frac{Z_0}{2R_S} \right]$ | $10 \lg \left[1 + \left(\frac{Z_0}{2X_C} \right)^2 \right]$ |
| Последовательно-параллельный | $10 \lg \left[1 + \left(\frac{Z_0}{2R_S} \right)^2 + \left(\frac{X_C}{2Z_0} \right)^2 \left(1 + \frac{Z_0}{R_S} \right)^2 \right]$ | $10 \lg \left[1 + \left(\frac{R_S}{2Z_0} \right)^2 + \left(\frac{Z_0 + R_S}{2X_C} \right)^2 \right]$ |
| Т-образный | $10 \lg \left[1 + \left(\frac{X_C}{Z_0} \right)^2 \right] +$ $+ 10 \lg \left[\left(1 + \frac{Z_0}{2R_S} \right)^2 + \left(\frac{X_C}{2R_S} \right)^2 \right]$ | $20 \lg \left[1 + \frac{R_S}{Z_0} \right] +$ $+ 10 \lg \left[1 + \left(\frac{Z_0 + R_S}{2X_C} \right)^2 \right]$ |

На рис. 5.77 в качестве примера представлены зависимости изоляции (рис. 5.77, а) и вносимых потерь (рис. 5.77, б) Г-образного звена от токов диодов VD_1 и VD_2 (для $C_T = 3,3$ пФ и $R_S = 0,25$ Ом при $I_D = 100$ мА).

В области ВЧ и СВЧ применяются резонансные ключи, в основе работы которых лежит принцип переключения параметров последовательного и параллельного резонансов цепей диода. В таких ключах низкое и высокое состояния полных сопротивлений диода определяются значениями резонансных сопротивлений параллельного и последовательного колебательных контуров, образованных паразитными реактивностями диода.

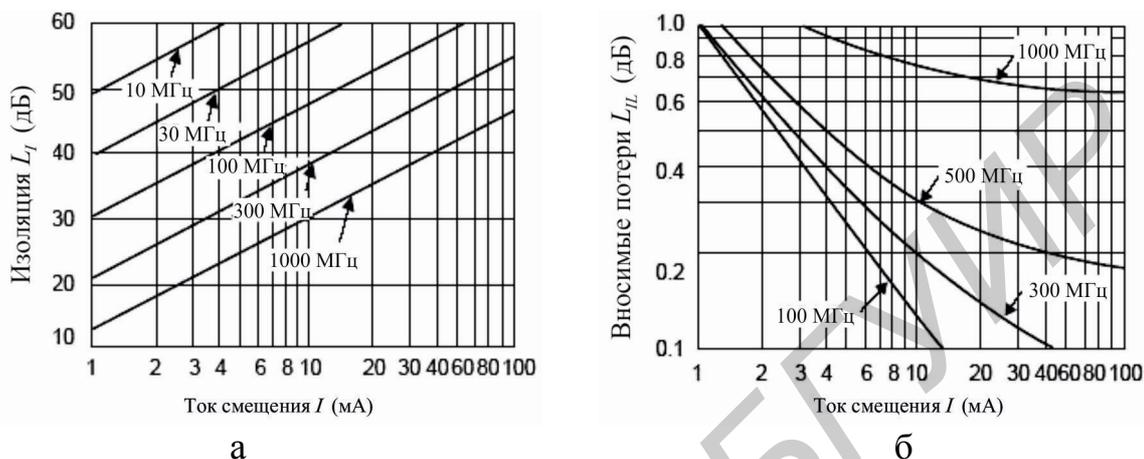


Рис. 5.77. Параметры Г-образного звена:
а – изоляция; б – вносимые потери

Резонансные ключи могут быть реализованы на основе ПДВ или ШДВ с четвертьволновыми связями, содержащих в местах установки диодов настроечные реактивные элементы в виде шлейфов или их аналогов (рис. 5.78).

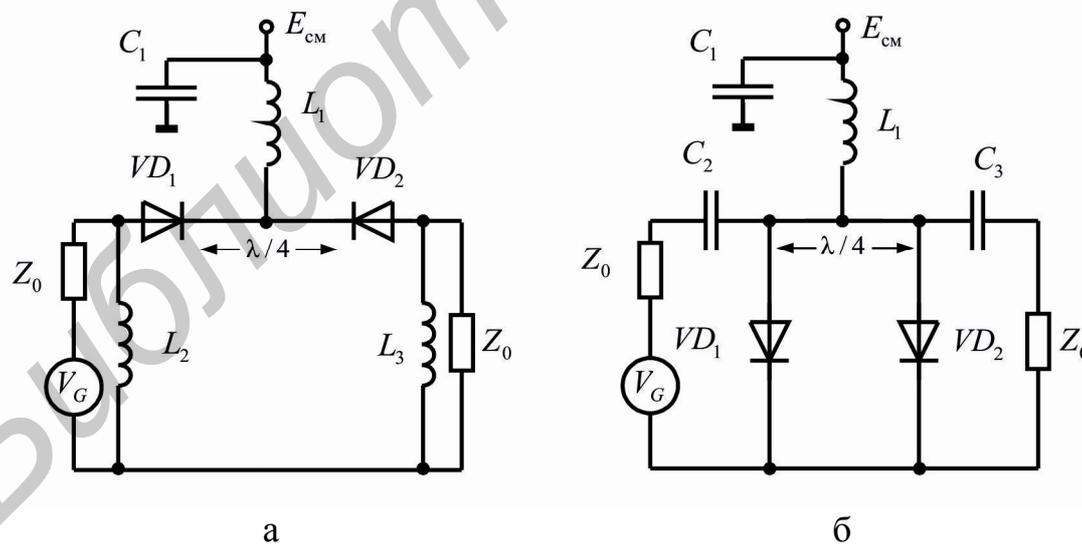


Рис. 5.78. Схемы настроенных ключей:
а – последовательного; б – параллельного

Результирующая величина изоляции в настроенном последовательном ключе в два раза больше, чем в простом диодном ключе.

Вносимые потери такого ключа выше, чем в простой последовательной схеме. Они могут быть вычислены по формуле (5.68) с условием замены R_s суммой сопротивлений двух диодов.

В настроенном параллельном ключе вносимые потери могут быть даже ниже, чем в простой шунтовой схеме, из-за резонансных эффектов (компенсация отражений, возникающих на реактивностях диодов).

Для уменьшения размеров ключа в области ВЧ четвертьволновой отрезок линии передачи, включенный между диодами, может быть заменен эквивалентной цепью на сосредоточенных элементах. Схема такой цепи и эквивалентные параметры представлены на рис. 5.79.

Настроенные ключи применяются в тех случаях, когда рабочая полоса частот не превышает 10 % относительно средней рабочей частоты f_0 .

Снижение начальных потерь и КСВ в настроенных ключах может быть достигнуто с помощью дополнительных элементов – неоднородностей в тракте, компенсирующих частично или полностью реактивную проводимость диодов:

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f_0}; C = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0}.$$

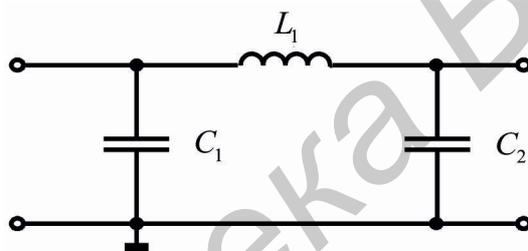


Рис. 5.79. Эквивалентная схема четвертьволнового отрезка линии передачи

При наличии диодов с малыми реактивными элементами (емкостью и индуктивностью) на частотах $f_{\max} \ll 1/2\sqrt{LC}$ необходимость в компенсирующих элементах отпадает. Однако с ростом частоты СВЧ-сигнала компенсация реактивной проводимости диода становится все более трудоемкой задачей. В сравнительно узкополосных устройствах настройка контура диода в резонанс производится с помощью реактивных элементов: шлейфов, штырей, диафрагм, которые обычно ограничивают полосу частот до нескольких процентов. В широкополосных устройствах компенсация реактивной проводимости диодов осуществляется по схеме фильтра низких частот (рис. 5.80, а) с помощью дополнительных последовательно включенных индуктивных элементов. Для относительно низких частот наиболее полезной оказывается компенсирующая выточка, разновидности топологий которой изображены на рис. 5.80, б, в, г. Ее размеры выбираются из условия равенства характеристического сопротивления участка линии с диодом и волнового сопротивления однородной линии:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{2L_k}{C_{\text{эф}}}}, \quad (5.78)$$

где $C_{\text{эф}} = \frac{C}{1 - f^2/f_0^2}$ – емкость диода с учетом реактивности держателя.

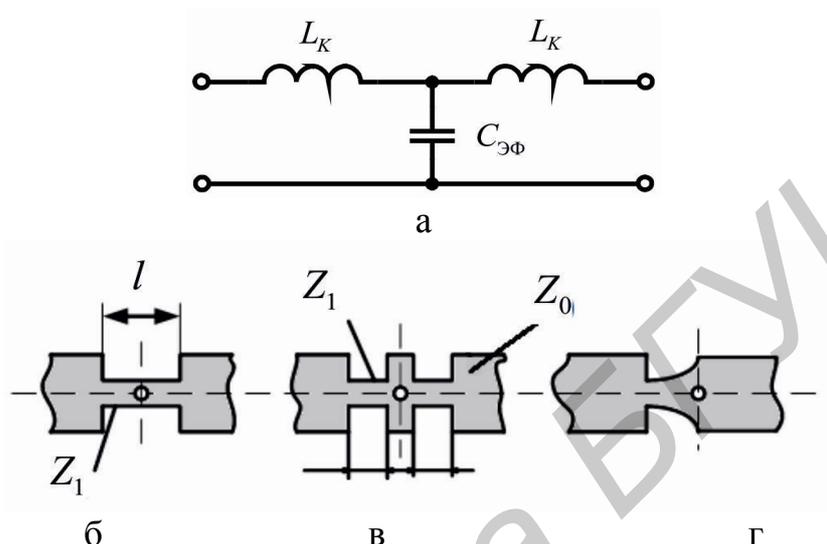


Рис. 5.80. Диоды с широкополосной компенсацией реактивной проводимости: а – эквивалентная схема; б, в, г – разновидности топологий индуктивных элементов в проводнике полосковой линии

Если длина компенсирующей выточки менее $\frac{1}{8}\lambda$, то ее индуктивность рассчитывается по формуле

$$L_k = \frac{Z_1 l}{v}, \quad (5.79)$$

где Z_1 – волновое сопротивление участка линии с выточкой; l – длина участка линии; v – фазовая скорость волны, распространяющейся вдоль этого участка.

5.6.3. Антенные переключатели

Антенный переключатель (АП) представляет собой двухпозиционный выключатель, предназначенный для переключения антенны от передающего тракта к тракту приема и наоборот. В зависимости от требуемых параметров (рабочей полосы частот, быстродействия, вносимых потерь, развязки и т.д.) в конструкциях АП находят применение те или иные схемы рассмотренных выше выключателей.

На рис. 5.81 приведена схема простейшего PIN-диодного АП, выполненного на основе комбинации последовательного и параллельного диодных выключателей. При подаче управляющего сигнала положительной полярности на клемму $E_{см}$ диоды VD_1 , VD_2 открываются и имеют низкое сопротивление. Открытый диод VD_2 совместно с отрезком линии передачи длиной $\lambda/4$ обеспечивают в месте подключения антенны изоляцию для токов высокой частоты, отключая, таким образом, тракт приема от антенного порта. При этом сигнал передатчика с малым ослаблением поступает в антенну через диод VD_1 .

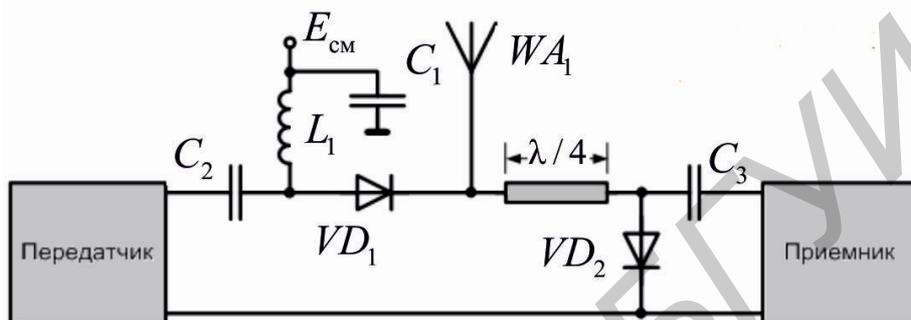


Рис. 5.81. Антенный переключатель на основе ПДВ и ШДВ

При подаче управляющего сигнала отрицательной полярности диоды VD_1 и VD_2 запираются: высокое сопротивление диода VD_1 резко уменьшает величину ВЧ-тока передатчика в антенну, а низкая проводимость диода VD_2 не препятствует передаче мощности сигнала от антенны к приемнику. Четвертьволновой отрезок линии передачи в этом случае выполняет роль согласующего трансформатора.

Приведенная схема АП относится к классу узкополосных, так как содержит резонансный отрезок линии передачи. Широкополосные АП обычно реализуются на основе последовательных выключателей (см. рис. 5.70, а), а при повышенных требованиях к величине развязки и изоляции – на основе сложных ключей (см. рис. 5.76), требующих применения парафазных схем управления.

5.6.4. Атенюаторы

Электрически управляемые аттенюаторы на PIN-диодах могут быть сконструированы практически для всего освоенного диапазона СВЧ – от метровых до субмиллиметровых волн. Такой широкий диапазон частот не мог не обусловить большого разнообразия схем и конструкций аттенюаторов. Несмотря на это все аттенюаторы на PIN-диодах могут быть разделены на две основные группы:

1. Атенюаторы на сосредоточенных элементах – PIN-диодах – для диапазона волн $\lambda \geq 2 - 3$ см.

2. Атенюаторы на распределенных PIN-структурах – для диапазона волн $\lambda \leq 2-3$ см.

Геометрические размеры PIN-структур, применяемые в коротковолновом участке СВЧ-диапазона, обычно порядка (и более) длины волны, распространяющейся в среде. Наиболее перспективной областью применения аттенюаторов с распределенными пластинами следует считать миллиметровый и субмиллиметровый диапазоны волн, так как размеры PIN-структур примерно соответствуют размерам передающих трактов. В качестве линий здесь могут использоваться прямоугольные, П- и Н-образные волноводы, а также разнообразные линии поверхностных типов волн. На рис. 5.82 представлены некоторые типы конструкций аттенюаторов с распределенными структурами.

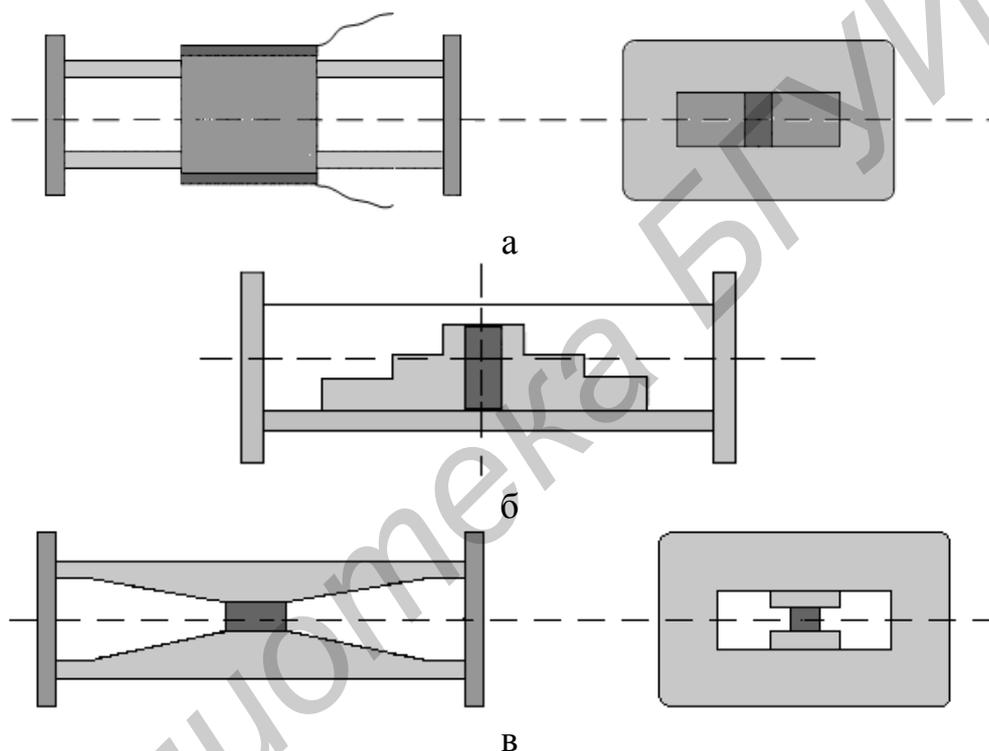


Рис. 5.82. Атенюаторы с распределенными PIN-структурами:
а – расположенными вдоль оси волновода; б – поперек оси волновода;
в – в Н-образном волноводе

Типичная зависимость ослабления аттенюатора от величины постоянного тока для волноводных конструкций миллиметрового диапазона может регулироваться в пределах от 1,5 до 30 дБ. При сравнительно больших токах ослабление аттенюатора начинает снижаться при одновременном росте отражений, что объясняется «металлизацией» структуры за счет чрезмерного роста ее проводимости.

На метровых и дециметровых волнах применяются различные варианты цепочечных, Т- и П-образных схем, в которых общая длина участка передающей линии с диодами много меньше длины волны. Нижняя граница использования таких устройств достигает 10 МГц. Т- и П-образные схемы

оказываются особенно удобными при проектировании широкополосных многоканальных аттенюаторов мощности.

PIN-диодные управляемые аттенюаторы широко используются в системах автоматической регулировки усиления (АРУ), в ограничителях и модуляторах сигналов. Типичная конфигурация системы АРУ показана на рис. 5.83. В отличие от коммутаторов в аттенюаторах используются не только начальное и конечное значения регулировочной характеристики сопротивления диода, но и ее промежуточные значения.

Диодные аттенюаторы реализуются в виде простейших ПДВ или ШДВ, включенных в линию передачи и действующих как отражающий ключ с большими потерями, и более сложных структур, которые поддерживают постоянство входного и выходного сопротивлений в динамическом диапазоне аттенюатора.

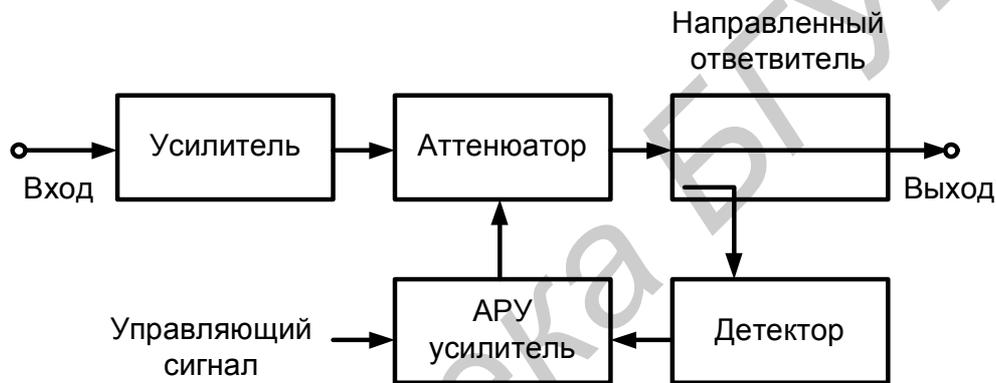


Рис. 5.83. Типовая схема системы АРУ

Диодные аттенюаторы подразделяются на *поглощающие, отражательные* и *согласованные*.

Наиболее простыми из них являются поглощающие аттенюаторы, в которых паразитная часть мощности поглощается PIN-диодами (рис. 5.84).

П- и Т-образные структуры сравнительно компактны и широкополосны. Они находят применение на сравнительно низких частотах – от 10 до 500 МГц. Кроме того, они обладают достаточно высокой фазовой стабильностью в диапазоне регулировки ослабления, что особенно полезно в широкополосных регулируемых транзисторных усилителях.

Для Т-образного аттенюатора (рис. 5.84, б) вносимое ослабление определяется по формуле

$$A_T = 20 \lg \left(1 + \frac{Z_0}{R_{S1}} \right), \quad (5.80)$$

где $Z_0 = \sqrt{R_{S1} R_{S2}}$, а для П-образного (рис. 5.84, а)

$$A_{\Pi} = 20 \lg \left(\frac{R_{S1} + Z_0}{R_{S1} - Z_0} \right), \quad (5.81)$$

где $R_{S3} = \frac{2R_{S1}Z_0^2}{R_{S1}^2 - Z_0^2}$, $R_{S1} = R_{S2}$.

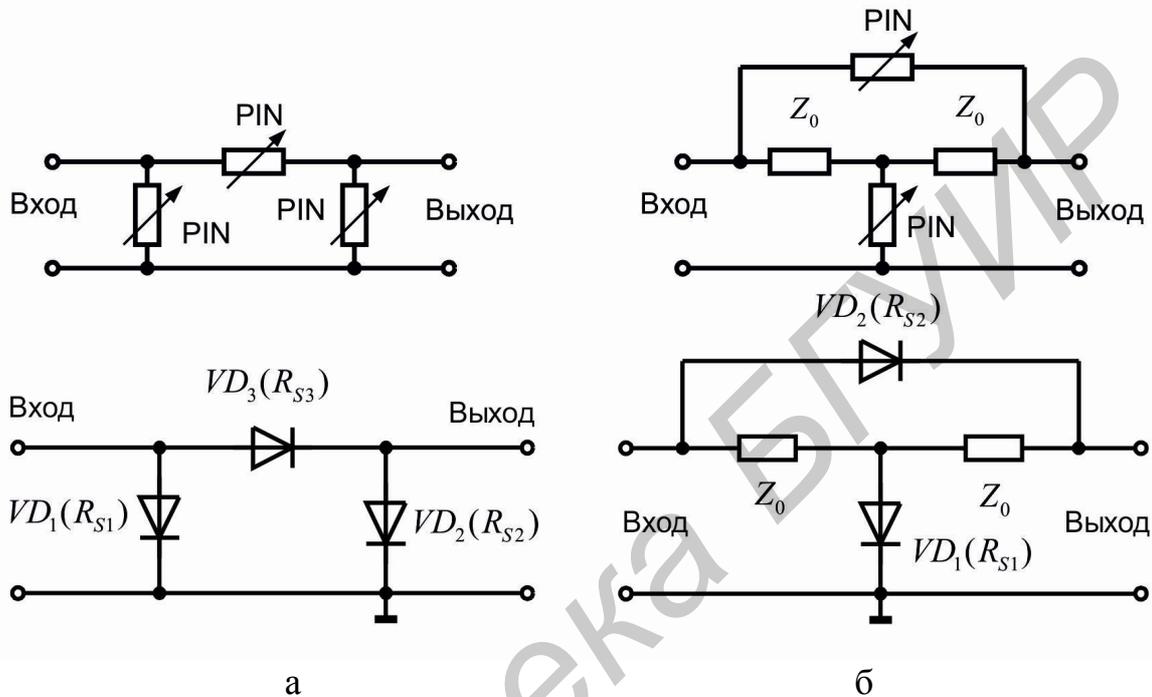


Рис. 5.84. Эквивалентная и электрическая схемы Π -образного (а) и Т-образного (б) поглощающих аттенюаторов

Расчетные значения ослабления для Π -образного аттенюатора с $Z_0 = 50$ Ом представлены на рис. 5.85. Следует отметить, что минимальное значение сопротивлений $R_{S1} = R_{S2} = R_{S3}$ составляет 50 Ом.

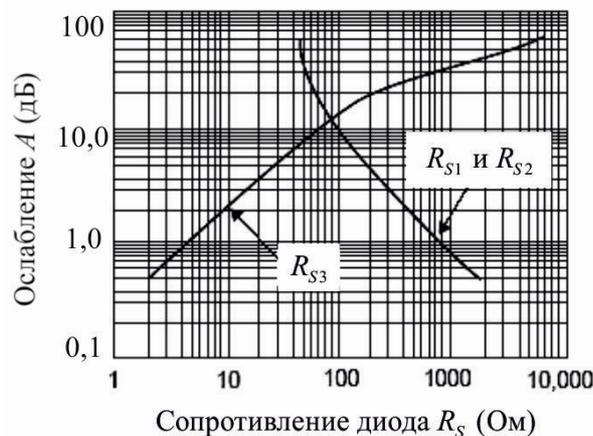


Рис. 5.85. Ослабление Π -образного аттенюатора в зависимости от сопротивления диода

Для обеспечения требуемого ослабления как для П-образных, так и для Т-образных аттенюаторов диоды должны быть смещены одновременно в двух различных точках вольт-амперной характеристики.

Отражательные аттенюаторы строятся на основе последовательных или параллельных выключателей, а расчет вносимого ими затухания производится по формулам (5.68) и (5.74).

Основным недостатком отражательных аттенюаторов является рассогласование между источником сигнала и нагрузкой.

В том случае, когда согласование критично, применяются согласованные аттенюаторы (СА).

Согласованные аттенюаторы обеспечивают постоянство входного и выходного полных сопротивлений во всем диапазоне ослаблений на основе вспомогательных элементов или устройств.

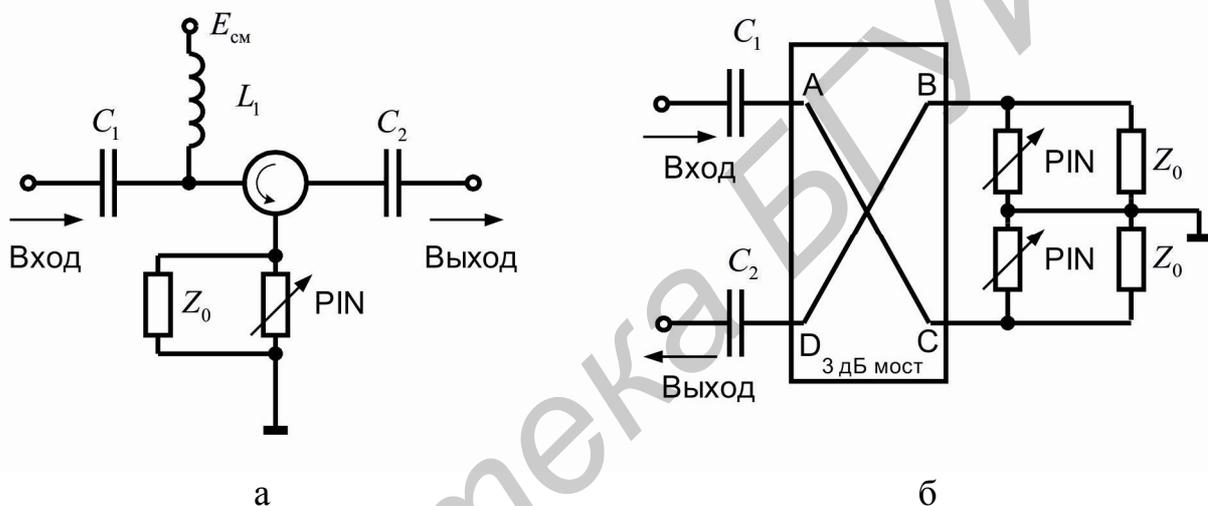


Рис. 5.86 Согласованные аттенюаторы на основе:

а – ферритового циркулятора; б – квадратурного трехдецибельного моста

В схемах таких аттенюаторов управляющие токи через каждый диод подбираются таким образом, чтобы полное сопротивление во входном и выходном портах оставалось приблизительно постоянным и соответствовало расчетному значению, тогда как общее ослабление могло изменяться в диапазоне менее чем от 1 до 20 дБ и более.

Наиболее просто согласованный аттенюатор может быть реализован с использованием ферритового циркулятора и одного из типов отражающего PIN-диодного аттенюатора (рис. 5.86, а).

Однако общий метод построения СА заключается в использовании квадратурных трехдецибельных мостов (5.86, б). В полосе частот от 10 МГц до 1 ГГц аттенюаторы, выполненные на основе квадратурных мостов, превосходят конструкции с использованием циркуляторов по стоимостному показателю и значению нижней рабочей частоты.

На рис. 5.87 представлены разновидности схем СА с использованием гибридных квадратурных мостов.

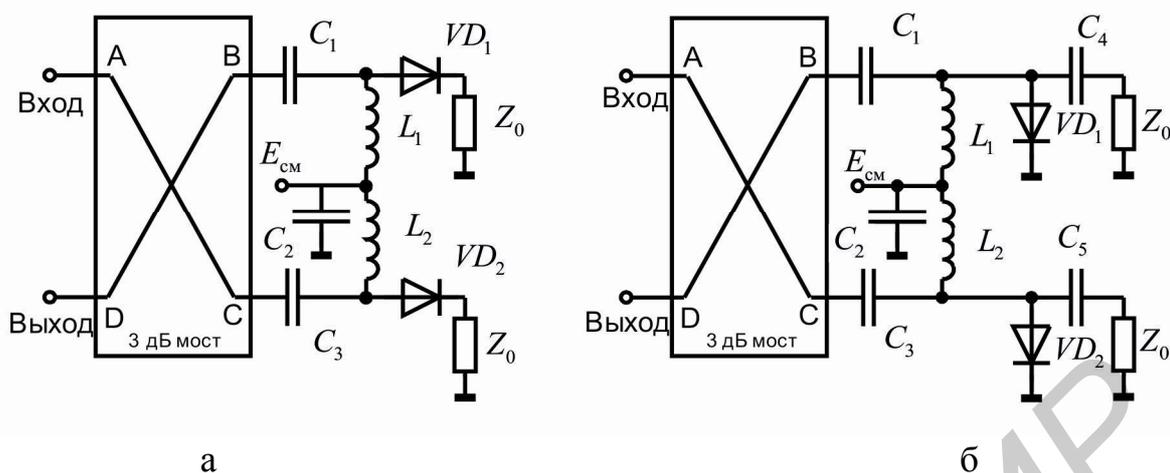


Рис. 5.87. Согласованный аттенюатор:

а – с последовательным; б – с параллельным включением диодов

В квадратурном мосте мощность входного сигнала делится поровну между плечами В и С (плечо D изолировано). Несогласованность нагрузок плеч моста, обусловленная отличием сопротивлений диодов от волновых сопротивлений плеч моста, обуславливает отражение сигналов, мощность которых складывается в плече D синфазно, а в плече А – противофазно. Таким образом, при равенстве отраженных мощностей сигналов в плечах В и С сигнал поступает в плечо D, а плечо А оказывается изолированным.

Максимальное ослабление, которое может быть достигнуто в этой схеме, определяется направленными свойствами моста и качеством согласованных нагрузок Z_0 в режиме открытых диодов (рис. 5.87, а) и запертых диодов (рис. 5.87, б). Каждый резистор нагрузки Z_0 тем не менее должен быть способен рассеивать половину входной мощности сигнала в момент максимального ослабления аттенюатора.

Оба типа вышеуказанных аттенюаторов имеют хороший динамический диапазон. Однако схему с последовательным включением диодов рекомендуется использовать в аттенюаторах с большими значениями ослаблений (с начальным ослаблением более 6 дБ), тогда как схема с параллельным включением диодов является предпочтительной для низких значений ослабления.

Для уменьшения нелинейных искажений сигналов применяются аттенюаторы на основе квадратурных мостов без использования согласованных нагрузок. В таких схемах максимальное ослабление будет наблюдаться, когда сопротивление диода будет равно 50 Ом. Однако применение согласованных нагрузок позволяет увеличить в два раза уровень управляемой мощности, а также уменьшить чувствительность схемы к разбросу параметров диодов. Тем не менее из-за конечной величины направленности моста наблюдается значительная неравномерность частотной характеристики ослабления при высоких значениях затухания.

Улучшить равномерность частотных характеристик ослабления позволяют схемы аттенюаторов на основе двух идентичных квадратурных мостов, приведенных на рис. 5.88.

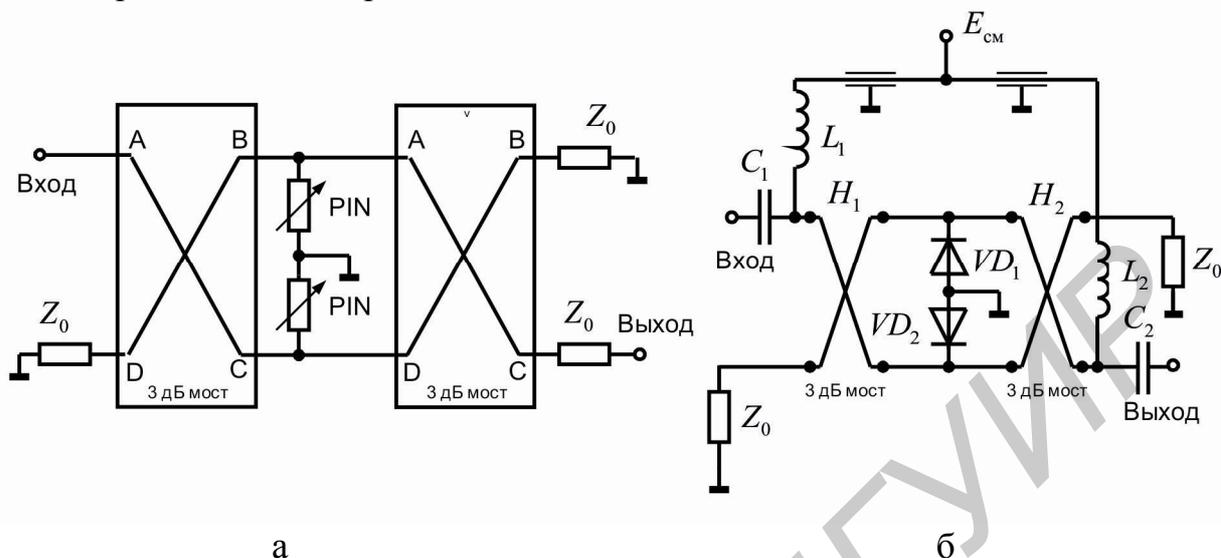


Рис. 5.88. Аттенюатор с двумя квадратурными мостами:

а – эквивалентная схема; б – электрическая принципиальная схема

Согласованные аттенюаторы могут быть сконструированы на основе структур с четвертьволновыми связями. Разновидности таких аттенюаторов показаны на рис. 5.89. В случае если четвертьволновые отрезки линий передачи оказываются слишком большими, их можно заменить аналогами на сосредоточенных элементах.

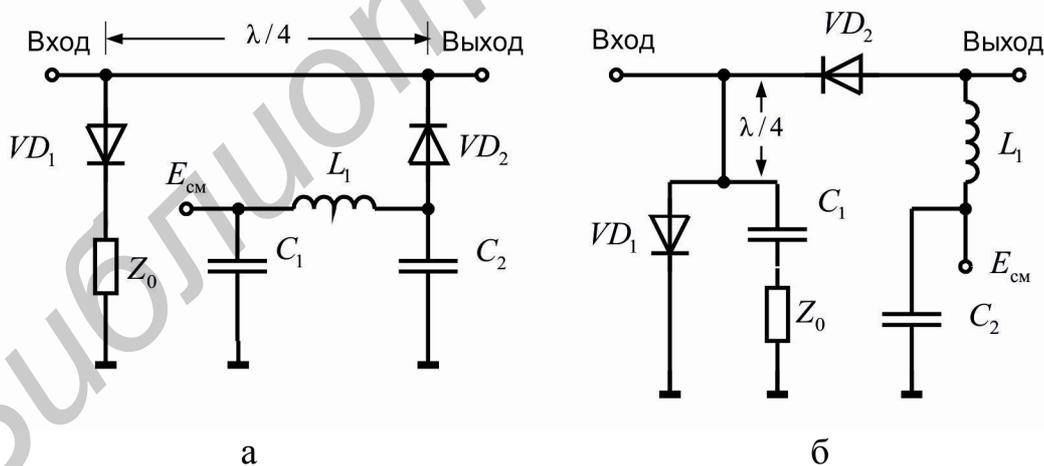


Рис. 5.89. Аттенюаторы на основе четвертьволновых отрезков линий передачи:

а – с последовательным; б – с параллельным включением диодов

Условие согласования в схемах, приведенных на рис. 5.89, обеспечивается, когда сопротивления диодов одинаковы, и обычно достигается при использовании диодов с одинаковыми вольт-амперными характеристиками. Схему с последовательным включением диодов рекомендуется использовать

при больших уровнях ослабления, а схемы с параллельным включением диодов – при малых.

Аттенюаторы применяются в амплитудных модуляторах. Амплитудные импульсные модуляторы строятся на основе дискретных аттенюаторов, а линейные модуляторы реализуются на базе аналоговых аттенюаторов. Для уменьшения нелинейных искажений в модуляторах необходимо использовать диоды с широкой i -зоной. Модуляторы, построенные по схеме с последовательным включением диодов, обладают меньшими нелинейными искажениями по сравнению с параллельным включением диодов. Однако нижняя рабочая частота модуляторов с последовательным включением диодов выше, чем в схемах с параллельным включением.

Высококачественные модуляторы могут быть реализованы на основе аттенюаторов с использованием квадратурных мостов, в которых благодаря развязке между входом и выходом минимизируется паразитная фазовая модуляция источника сигнала.

5.6.5. Фазовращатели

Фазовращатели (ФВ) на PIN-диодах строятся на основе последовательных или параллельных ключей, в которых коммутируемые элементы изменяют длину линии передачи или электрическую длину волны в линии с помощью реактивных элементов. Критерий выбора диодов для реализации фазовращателей тот же, что и при конструировании аттенюаторов и переключателей. Дополнительный фактор, с которым необходимо считаться, – это вносимые фазовые искажения, которые особенно проявляются при высоких уровнях сигнала и низком обратном напряжении смещения. Для получения малых фазовых искажений необходимо использовать диоды с большим временем жизни носителей заряда и широкой зоной i -области. Дискретный ФВ представляет собой линейный двух- или четырехполюсник, содержащий выключатели, в которых в результате воздействия управляющего сигнала на один или несколько ключей происходит скачкообразное изменение набега фазы электромагнитной волны без изменения ее амплитуды.

В настоящее время на практике используются три наиболее общих типа полупроводниковых дискретных ФВ: с коммутируемой линией, нагруженной линией и конструкции на основе гибридных устройств.

Управление фазовым сдвигом осуществляется от 0 до 2π с дискретом (минимальный фазовый сдвиг) $\Delta\varphi$. Число различных фазовых состояний фазовращателя определяется

$$p = 2\pi/\Delta\varphi, \quad (5.82)$$

а фазовый сдвиг в k -м состоянии $\Delta\phi_k = k\Delta\varphi$, $k = 0, 1, 2, \dots, p - 1$.

Различают проходные и отражательные ФВ (рис. 5.90). Проходной ФВ (рис. 5.90, а) представляет собой линейный согласованный по входу

четырёхполюсник без потерь, в котором воздействие управляющего сигнала на ключи приводит к дискретному изменению набега фазы проходящей электромагнитной волны. Матрица рассеяния проходного фазовращателя в k -м состоянии имеет вид

$$S_k = \begin{bmatrix} 0 & e^{j(\phi_0 + \Delta\phi_k)} \\ e^{j(\phi_0 + \Delta\phi_k)} & 0 \end{bmatrix}. \quad (5.83)$$

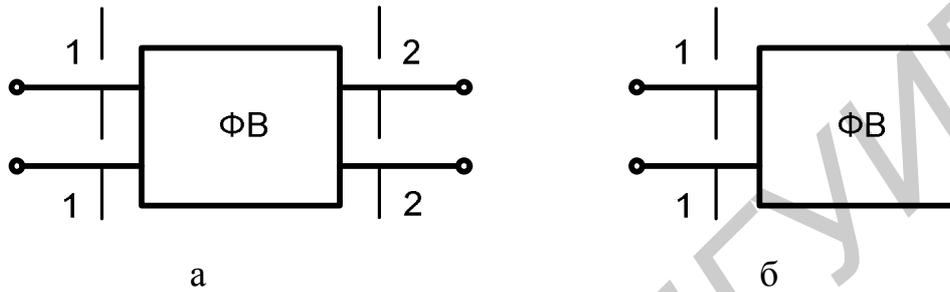


Рис. 5.90. Эквивалентные схемы фазовращателей:
а – проходного; б – отражательного

Отражательный ФВ (рис. 5.90, б) представляет собой линейный двухполюсник без потерь, в котором воздействие управляющего сигнала на ключи приводит к дискретному изменению фазы отраженной электромагнитной волны. Коэффициент отражения в k -м состоянии имеет вид

$$\Gamma_k = \exp(j(\phi_0 + \Delta\phi_k)). \quad (5.84)$$

На рис. 5.91 представлены схемы простейших отражательного и проходного ФВ, в которых для создания фазового сдвига используется собственная реактивность PIN-диода. В схеме (рис. 5.91, а) при переходе от открытого состояния PIN-диода (ключ замкнут) к закрытому (ключ разомкнут) происходит эквивалентное укорочение короткозамкнутой на конце линии передачи.

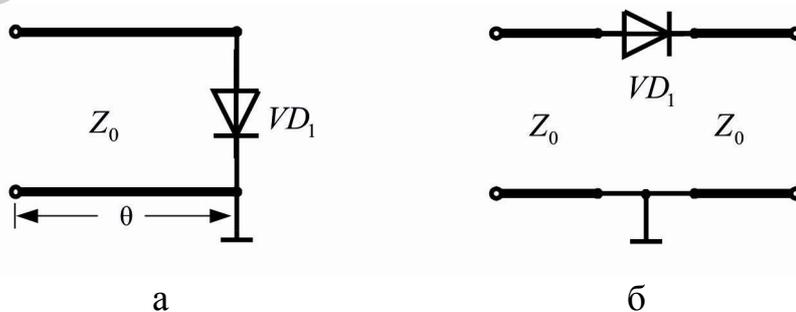


Рис. 5.91. Эквивалентные схемы элементарных дискретных фазовращателей:
а – отражательного; б – проходного

Электрическая длина линии и меняется скачком на величину

$$\psi = \operatorname{arctg} X_d, \quad (5.85)$$

где $X_d = (\omega C_d Z_0)^{-1}$ – нормированное к волновому сопротивлению линии Z_0 реактивное сопротивление PIN-диода в закрытом состоянии.

Считается, что активная составляющая сопротивления PIN-диода не влияет на фазовые соотношения. Коэффициенты отражения на входных клеммах такой цепи при условии отсутствия потерь в линии для двух состояний равны $\Gamma_1 = e^{-j2\theta}$; $\Gamma_2 = e^{-j2(\theta-\psi)}$, а фазовый сдвиг $\Delta\varphi = 2\psi$.

В схеме рис. 5.91, б при переходе PIN-диода из открытого состояния в закрытое создается фазовый набег в линии, равный

$$\Delta\varphi = \operatorname{arctg}(X_d/2). \quad (5.86)$$

Многоступенчатые проходные ФВ образуются, как правило, каскадным включением одноступенчатых. Среди проходных одноступенчатых ФВ можно выделить три основных типа

1. *Проходные – шлейфные*, в которых изменение фазы коэффициента прохождения осуществляется коммутацией различных периодически включенных в линию параллельных реактивностей.

2. *Проходные на гибридных устройствах*, основанные на преобразовании одноступенчатых отражательных ФВ, осуществляемом включением в нагрузку циркулятора или трехдецибельного направления ответвителя.

3. *Проходные с переключаемыми каналами*, в которых скачкообразное изменение фазы проходящего сигнала достигается переключением каналов с различной электрической длиной.

Рассмотрим принцип работы однозвенного проходного ФВ с использованием последовательно включенных диодов, схема которого приведена на рис. 5.92, а. В этой конструкции диоды используются для изменения (переключения) электрической длины линии передачи с некоторой длиной L на величину $L + \Delta L$. Фазовый сдвиг образованной цепи, прямо пропорционален дифференциальной длине линии:

$$\Delta\varphi_d = 2\pi\Delta L / \lambda. \quad (5.87)$$

Фазовращатели такого типа являются широкополосными устройствами, так как задержка определяется временем распространения фазы волны в линии передачи и зависит только от длины отрезка. Из-за влияния емкости диодов такие ФВ находят применение на частотах до 1 ГГц.

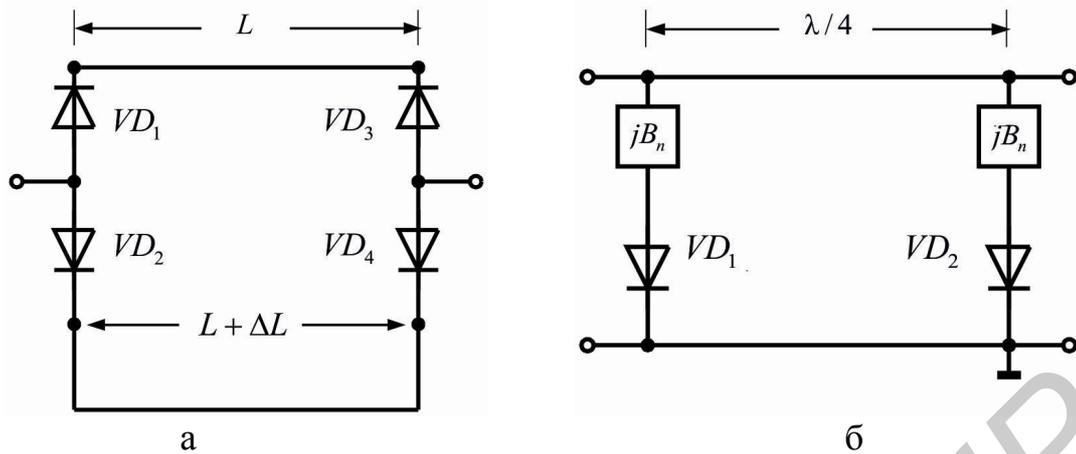


Рис. 5.92. Схемы проходных фазовращателей:

а – на отрезках коммутируемых линий передачи; б – на нагруженной линии

Мощностные характеристики и потери в проходных ФВ с последовательным включением диодов такие же, как и у последовательных выключателей. Особенностью этих ФВ является то, что мощности и напряжения на каждом диоде не зависят от суммарного дифференциального изменения фазы, созданного каждой ячейкой фазовращателя.

Принцип работы ФВ с нагруженной линией отличается от принципа работы ФВ на коммутируемых отрезках линий передачи (рис. 5.92, б). В таких конструкциях требуемый максимальный сдвиг фазы делится на необходимое число дискретов, управление каждым из которых осуществляется с помощью подключаемых к основной ЛП пары малых реактивностей ($B_n = X_d / Z_0 \ll 1$), слабо возмущающих основную ЛП. При этом PIN-диоды используются в качестве ключей, подключающих эти реактивности к основной линии. В качестве реактивностей используются короткие отрезки линий передачи (шлейфы). Схема такого фазовращателя приведена на рис. 5.93.

Достоинством этих фазовращателей является возможность управления фазой сигналов большой мощности, поскольку диоды подключаются к основной ЛП через сравнительно малую нормированную реактивность и поэтому никогда не находятся в пучности передаваемой по линии мощности.

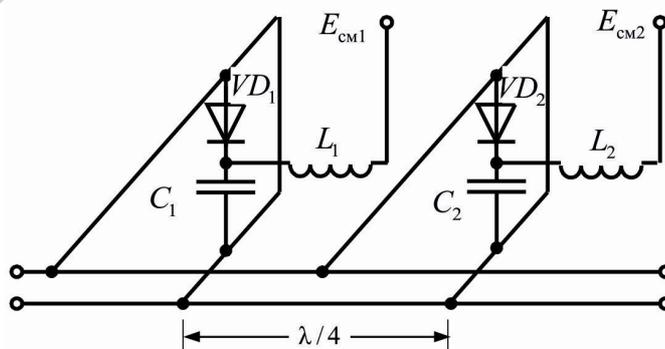


Рис. 5.93. Схема проходного фазовращателя с периодически нагруженной линией передачи

Величина фазового сдвига, создаваемая одиночной фазосдвигающей секцией (см. рис. 5.92, а), определяется выражением

$$\Delta\varphi_n = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{B_n}{1 - B_n^2/8}\right). \quad (5.88)$$

При этом максимальный фазовый сдвиг зависит от параметров диода и мощности сигнала и обычно не превышает $\pi/4$:

$$\Delta\varphi_{\max} = 2\operatorname{arctg}\left(\frac{U_{\text{пр}}I_0}{4P_{\text{пер}}}\right), \quad (5.89)$$

где $U_{\text{пр}}$ – пробивное напряжение диода; I_0 – ток диода; $P_{\text{пер}}$ – мощность передаваемого сигнала.

Основным недостатком ФВ с периодически нагруженной линией является необходимость применения большого числа диодов для создания больших фазовых сдвигов.

Для создания больших пошаговых фазовых сдвигов при высоких уровнях мощности сигнала применяются отражательные ФВ. Схема наиболее распространенного отражательного ФВ с использованием ферритового трехплечего циркулятора приведена на рис. 5.94.

Дифференциальный фазовый сдвиг в этой схеме определяется так:

$$\Delta\varphi_{\text{отр}} = \varphi_2 - \varphi_1 = \frac{4\pi}{\lambda}(L_2 - L_1). \quad (5.90)$$

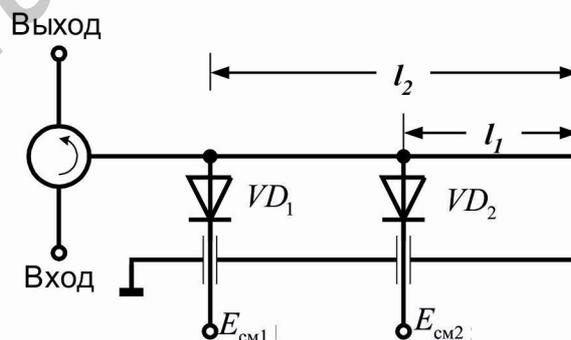


Рис. 5.94. Схема отражательного ФВ на основе ферритового циркулятора

Для снижения стоимости и улучшения технологичности дискретных ФВ широкое применение находят гибридные устройства.

Практические схемы отражательных ФВ на отрезках коммутируемых линий передачи с использованием гибридных устройств представлены на рис. 5.95. Дифференциальный сдвиг фазы в приведенных схемах определяется по формуле (5.86).

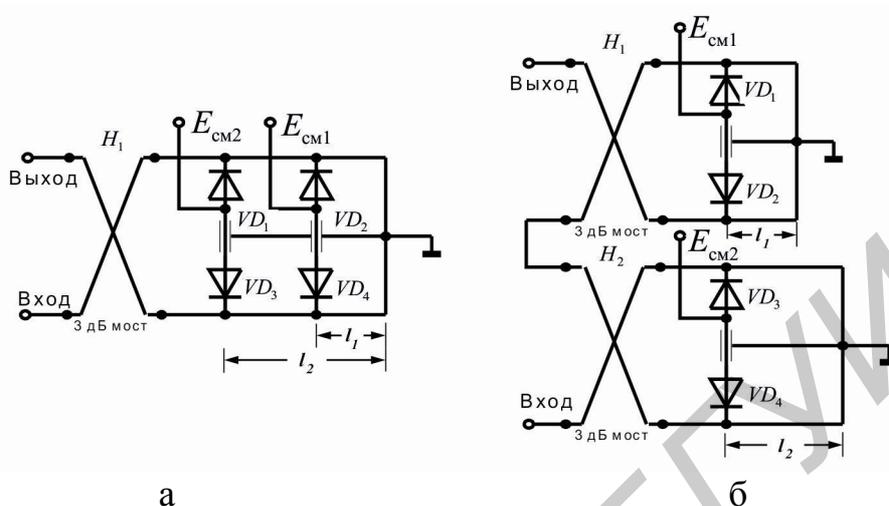


Рис. 5.95. Электрические принципиальные схемы отражательных ФВ на отрезках коммутируемых линий передачи:
 а – с использованием квадратурного моста;
 б – с каскадным соединением квадратурных мостов

По сравнению с фазовращателями на периодически нагруженной линии ФВ с использованием гибридных устройств позволяют управлять в два раза большей мощностью сигнала при использовании тех же диодов.

При создании ФВ с малым дискретом фазы эффективное электрическое расстояние между диодами уменьшается. Минимальная величина этого расстояния определяется размерами корпуса диода. Поэтому при разработке ФВ СВЧ-диапазона с малым значением дифференциального фазового сдвига используют каскадное соединение гибридных устройств (рис. 5.95, б).

ЛИТЕРАТУРА

1. Афромеев, В. И. Согласующие устройства гибридных и полупроводниковых интегральных СВЧ схем / В. И. Афромеев, В. Н. Привалов, А. А. Яшин; отв. ред. Нефёдов Е. И. – Киев : Наук. думка, 1989. – 192 с.
2. Бушминский, И. П. Технология гибридных интегральных схем СВЧ / И. П. Бушминский, Г. В. Морозов. – М. : Высш. шк., 1980. – 287 с.
3. Radio Frequency Circuit Design. W. Alan Davis, Krishna Agarwal Copyright (C) 2001 John Wiley & Sons, Inc. – 326 p.
4. Microstrip Filters for RF/Microwave Applications. Jia-Sheng Hong, M. J. Lancaster Copyright © 2001 John Wiley & Sons, Inc 377p.
5. Гололобов, Д. В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства : метод. пособие. В 3 ч. Ч. 2 : Фидерные устройства / Д. В. Гололобов, В. Б. Кирильчук. – Минск : БГУИР, 2005. – 303 с.
6. Гололобов, Д. В. Распространение радиоволн и антенно-фидерные устройства : метод. пособие. В 3 ч. Ч. 3 : Антенны / Д. В. Гололобов, В. Б. Кирильчук, О. А. Юрцев. – Минск : БГУИР, 2006. – 154 с.
7. Микроэлектронные устройства СВЧ / Н. Т. Бова [и др.]. – Киев : Техтка, 1984. – 184с.
8. Микроэлектронные устройства СВЧ : учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов / Г. И. Веселов [и др.] ; под ред. Г. И. Веселова. – М.: Высш. шк., 1988. – 280с.
9. Нефёдов, Е. И. Радиоэлектроника наших дней / Е. И. Нефёдов. – М. : Наука, 1986. – 192 с.
10. Гвоздев, В. И. О возможности использования принципов объемных интегральных схем СВЧ при создании сверхбыстродействующих ЦЭВМ / В. И. Гвоздев, Ю. В. Гуляев, Е. И. Нефёдов // Доклады АН СССР. – 1986. – Т. 290. – №2. – С. 343 – 345.
11. Гвоздев, В. И. Объемные интегральные схемы СВЧ / В. И. Гвоздев, Е. И. Нефёдов. – М. : Наука, 1985. – 255 с.
12. Электродинамические основы автоматизированного проектирования интегральных схем СВЧ / Е. И. Нефедов [и др.] ; под ред. Е. И. Нефёдова. – М. : Изд. ИРЭ АН СССР, 1981. – 226 с.
13. Гридин, В. Н. Электродинамика структур крайне высоких частот / В. Н. Гридин, Е. И. Нефедов, Т. Ю. Черникова. – М. : Наука, 2002. – 360 с.
14. Sophocles J. Orfanidis. Electromagnetic Waves and Antennas. Rutgers University / Sophocles J. Orfanidis. – April, 2003. – 819 p.
15. Кураев, А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Сеницын. – Минск : Бестпринт, 2004. – 357 с.

Учебное издание

Кирильчук Валерий Борисович
Лихачевский Дмитрий Викторович

**ОСНОВЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ
ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ**

УЧЕБНО-МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ

В 2-х частях

Часть 2

ЭЛЕМЕНТНАЯ БАЗА СВЧ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Редактор *Т. П. Андрейченко*
Корректор *Е. Н. Батурчик*

Подписано в печать . . . 2012. Формат 60x84 1/16. Бумага офсетная. Гарнитура «Таймс».
Отпечатано на ризографе. Усл. печ. л. . . Уч.-изд. л. 17,6. Тираж 100 экз. Заказ 50.

Издатель и полиграфическое исполнение: учреждение образования
«Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
ЛИ № 02330/0494371 от 16.03.2009. ЛП № 02330/0494175 от 03.04.2009.
220013, Минск, П. Бровки, 6